



Universitatea "Politehnica" din București
CATEDRA DE ELECTROTEHNICĂ

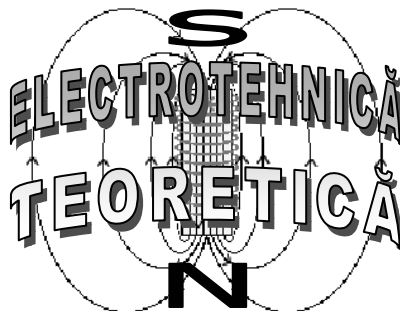
**ASOCIAȚIA INGINERILOR ELECTRICIENI ȘI
ELECTRONIȘTI DIN ROMÂNIA**

**Simpozionul Național de
Electrotehnică Teoretică**

National Symposium of Theoretical Electrical Engineering

SNET'05

**CONFERENCE
PROCEEDINGS**



12-14 MAI 2005, București

*Ediție omagială dedicată centenarului nașterii profesorului
Ion S. ANTONIU (membru corespondent al Academiei Române)
și sărbătoririi profesorului Alexandru TIMOTIN (membru titular
al Academiei Române), la împlinirea vârstei de 80 ani*

[HTTP://SNET.ELTH.PUB.RO](http://SNET.ELTH.PUB.RO)

OFFICIAL SPONSORS:



Ministerul
Educației
și
Cercetării



HP
România



Institutul de
Cercetări
Electrotehnice

ISBN 973-618-268-5

INDEX

COMITETUL ȘTIINȚIFIC

INVITAȚIA DE PARTICIPARE

LISTA PARTICIPANȚILOR

ALBUM FOTO

CUVÂNTAREA DE DESCHIDERE

CUPRINS LUCRĂRI ȘTIINȚIFICE

Președinte

Prof.dr.ing. Andrei ȚUGULEA, *membru titular al Academiei Române*

Președinți de onoare:

Prof.dr.ing. Ecaterina ANDRONESCU

Prof.dr.ing. Augustin MORARU

Comitetul științific internațional:

Prof.dr.ing. Toma DORDEA, *membru titular al Academiei Române*

Prof.dr.ing. Gleb DRĂGAN, *membru titular al Academiei Române*

Prof.dr.ing. Ioan DUMITRACHE, *membru corespondent al Academiei Române*

Prof.dr.ing. Marlene MARINESCU, *U. Wiesbaden*

Prof.dr.ing. Ioan CIRIC, *U. Manitoba*

Prof.dr.ing. Oszkár BÍRÓ, *T.U. Graz*

Prof.dr.ing. Antonios KLADAS, *N.T.U. Athena*

Prof.dr.ing. Stergios GANATSIOS, *TEI Kozani*

Prof.dr.ing. Radu MUNTEANU, *U.T. Cluj*

Prof.dr.ing. Dorin CRISTESCU, *UPB*

Prof.dr.ing. Mircea EREMIA, *UPB*

Prof.dr.ing. Mihai O. POPESCU, *UPB*

Prof.dr.ing. Teodor MAGHIAR, *U. Oradea*

Prof.dr.ing. Teodor LEUCA, *U. Oradea*

Prof.dr.ing. Mihai IORDACHE, *UPB*

Prof.dr.ing. Nicolae VASILE, *ICPE-SA*

Prof.dr.ing. Fănică SPINEI, *UPB*

Prof.dr.ing. Horia ANDREI, *U. Târgoviște*

Prof.dr.ing. Horia GAVRILĂ, *UPB*

Prof.dr.ing. Costin CEPIȘCĂ, *UPB*

Prof.dr.ing. Teodor PETRESCU, *UPB*

Prof.dr.ing. Adelaida MATEESCU, *UPB*

Prof.dr.ing. Ion BĂNICĂ, *UPB*

Prof.dr.ing. Costel RĂDOI, *UPB*

Prof.dr.ing. Constantin GHIȚĂ, *UPB*

Prof.dr.ing. Miruna NIȚESCU, *UPB*

Prof.dr.ing. Claudia POPESCU, *UPB*

Prof.dr.ing. Cezar FLUERAȘU, *UPB*

Comitetul de organizare:

As. ing. Mihai MARICARU, mm@elth.pub.ro

Prof.dr.ing. Florea I. HĂNȚILĂ, hantila@elth.pub.ro

Prof.dr.ing. Ion CHIUȚĂ

Prof.dr.ing. Florin CONSTANTINESCU

Prof.dr.ing. Mihai VASILIU

Drd. ing. Anișoara ANGHEL

Drd. ing. Alexandru STĂNCIULESCU

Secretariat:

Paula CIOFLEC

INVITAȚIE

Suntem onorați dacă ați dori să participați la lucrările Simpozionului Național de Electrotehnică Teoretică, ediția 2005. În caz afirmativ vă rugăm să confirmați participarea până la data de 2 mai 2005. Dacă doriți rezervare la hotel vă rugăm să vă exprimați opțiunea până la data de 25 aprilie 2005, pe adresa secretariatului. Taxa se achită la înscriere, dar confirmarea dumneavoastră de participare este esențială, deoarece ne permite să planificăm cheltuielile necesare organizării simpozionului. Lucrări selectate de comitetul științific (*redactate în limba engleză*) vor fi publicate în Revista Academiei Române (*REVUE ROUMAINE DES SCIENCES ET TECHNIQUES – Série Électrotechnique et Énergétique*).

**Președinte SNET '05,
Prof. Dr. Ing. Andrei Țugulea,
membru titular al Academiei Române**

CALENDAR

până la - 2 mai. Confirmarea participării prin e-mail sau fax la adresa secretariatului, însoțită obligatoriu de titlul și autorii lucrărilor și de rezumat

până la - 12 mai. Trimiterea formatului final al lucrării (*format *.pdf*) prin email sau predare pe suport electronic la înregistrarea finală din debutul lucrărilor

până la - 12 mai. Achitarea taxei de înregistrare

PREZENTARE

SNET are o veche tradiție în cadrul catedrei și a facultății de Electrotehnică. El a luat naștere cu aproape 30 ani înainte, când un grup de colegi, la acea vreme tineri șefi de lucrări și asistenți în catedra de Electrotehnică, au inițiat o mică reuniune științifică numită Seminarul de Electrotehnică. Era un fel de cenaclu științific lunar, unde se prezentau rezultate parțiale ale cercetărilor membrilor catedrei sau se analizau lucrări interesante din toată lumea, în măsura în care se putea ajunge la ele. Deseori, marii noștri profesori prezentau "în direct" rezultatele lor. Cu 13 ani în urmă, Seminarul a fost înlocuit cu Simpozionul Național de Electrotehnică, organizat anual sau la doi ani, timp suficient pentru a prezenta rezultate științifice finalizate sau bine conturate. Lucrările selectate sunt publicate într-un volum al conferinței. De la o ediție la alta, Simpozionul a crescut ca amploare, ultimele ediții bucurându-se și de participare internațională.

Ediția din acest an este dedicată centenarului nașterii profesorului Ion S. ANTONIU, membru corespondent al Academiei Române, și sărbătoririi profesorului Alexandru TIMOTIN, membru titular al Academiei Române, la împlinirea vârstei de 80 ani.

Prin activitate sa științifică și didactică, desfășurată pe parcursul a peste cincisecizeci de ani, Academicianul Alexandru Timotin a contribuit esențial la ridicarea prestigiului școlii electrotehnice românești precum și la recunoașterea internațională a acesteia. A fost și este un formator de specialiști de valoare în domeniul ingineriei electrice. Printre contribuțiile sale de referință este suficient să menționăm două dintre cele mai importante. Acestea sunt: extinderea teoriei liniilor de transmisie în regim tranzitoriu, cu luarea în considerare a pierderilor în sol și a supratensiunilor induse în linii, și analiza aprofundată a elementelor de circuit cu pierderi suplimentare prin curenți turbionari, efect pelicular și de proximitate.

Marele savant Ion S. Antoniu s-a născut la 27 august 1905, în municipiul Roman, județul Neamț. Diplomat al Școlii Politehnice din București (1928) și al Școlii Superioare de Electricitate (1929), a desfășurat o activitate complexă de inginer energetician, implicându-se în numeroase cercetări desfășurate sub egida Institutului de Energetică al Academiei Române. Prin teza sa de doctorat, elaborată sub conducerea acad. C.I. Budeanu, au fost puse bazele cercetărilor românești în regimul deformant. Una din realizările de mare valoare în acest domeniu a fost primul aparat de măsură PQD-metru distins cu medalia de aur obținută la târgul internațional de la Nurenberg. Trebuie menționate și importanțele sale lucrări privind analiza circuitelor electrice complexe, utilizarea calculului matriceal și dezvoltarea metodelor diakoptice de analiză. Activitatea didactică și-a desfășurat-o la Timișoara și București, unde a devenit profesor și conducător de doctorat. Pentru meritoasa sa activitate științifică, prof. Ion S. Antoniu a fost ales membru corespondent al Academiei Române în anul 1963.

SCOPUL

Este de a reuni specialiști în domeniul ingineriei electrice și de a face cunoscute realizările lor.

Vor fi prezentate aspecte legate de activitatea academicienilor A. Timotin și I.S. Antoniu.

ÎNREGISTRARE ȘI TAXE

O parte dintre lucrări vor fi invitate pentru prezentare orală în plenumul simpozionului sau al secțiilor, restul fiind prezentate sub formă de postere.

Taxa de participare este de 500 mii lei, plățibili la secretariat inclusiv la înregistrarea finală de la conferință din dimineața zilei de 12 mai 2005.

Taxa de participare acoperă cheltuielile pentru masa festivă din 13 mai, pauzele de cafea și volumul (CD) cu lucrările simpozionului. Pentru membrii AIEER taxa este redusă la 400 mii lei.



Universitatea "Politehnica" din București
CATEDRA DE ELECTROTEHNICĂ

**ASOCIAȚIA INGINERILOR
ELECTRICIENI ȘI ELECTRONIȘTI DIN
ROMÂNIA**



organizează cu ajutorul sponsorilor:



Ministerul
Educației
și Cercetării



HP
România

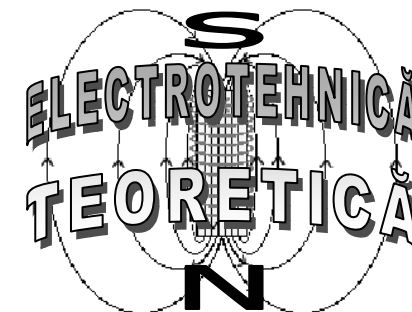


Institutul de
Cercetări
Electrotehnice

**Simpozionul Național de
Electrotehnică Teoretică**

SNET '05

[HTTP://SNET.ELTH.PUB.RO](http://snet.elth.pub.ro)



*Ediție omagială dedicată centenarului nașterii
profesorului Ion S. ANTONIU*

(membru corespondent al Academiei Române)

și sărbătoririi profesorului Alexandru TIMOTIN

*(membru titular al Academiei Române), la împlinirea
vârstei de 80 ani*

12-14 MAI 2005

București, UPB

INVITAȚIE DE PARTICIPARE

Președinte

Prof.dr.ing. Andrei ȚUGULEA,
membru titular al Academiei Române

Președinți de onoare:

Prof.dr.ing. Ecaterina ANDRONESCU
Prof.dr.ing. Augustin MORARU

Comitetul științific internațional:

Prof.dr.ing. Toma DORDEA,
membru titular al Academiei Române
Prof.dr.ing. Gleb DRĂGAN,
membru titular al Academiei Române
Prof.dr.ing. Ioan DUMITRACHE,
membru corespondent al Academiei Române
Prof.dr.ing. Marlene MARINESCU, U.Wiesbaden
Prof.dr.ing. Ioan CIRIC, U. Manitoba
Prof.dr.ing. Oszkár BIRÓ, T.U.Graz
Prof.dr.ing. Antonios KLADAS, N.T.U.Athena
Prof.dr.ing. Stergios GANATSIOS, TEI Kozani
Prof.dr.ing. Radu MUNTEANU, U.T.Cluj
Prof.dr.ing. Dorin CRISTESCU, UPB
Prof.dr.ing. Mircea EREMIĂ, UPB
Prof.dr.ing. Mihai O. POPESCU, UPB
Prof.dr.ing. Teodor MAGHIAR, U.Oradea
Prof.dr.ing. Teodor LEUCA, U.Oradea
Prof.dr.ing. Mihai IORDACHE, UPB
Prof.dr.ing. Nicolae VASILE, ICPE-SA
Prof.dr.ing. Fănică SPINEI, UPB
Prof.dr.ing. Horia ANDREI, U. Târgoviște
Prof.dr.ing. Horia GAVRILĂ, UPB
Prof.dr.ing. Costin CEPIȘCĂ, UPB
Prof.dr.ing. Teodor PETRESCU, UPB
Prof.dr.ing. Adelaida MATEESCU, UPB
Prof.dr.ing. Ion BĂNICĂ, UPB
Prof.dr.ing. Costel RĂDOI, UPB
Prof.dr.ing. Constantin GHIȚĂ, UPB
Prof.dr.ing. Miruna NIȚESCU, UPB
Prof.dr.ing. Claudia POPESCU, UPB
Prof.dr.ing. Cezar FLUERAȘU, UPB

Comitetul de organizare:

As. ing. Mihai MARICARU, mm@elth.pub.ro
Prof.dr.ing. Florea I. HĂNȚILĂ, hantila@elth.pub.ro
Prof.dr.ing. Ion CHIUȚĂ
Prof.dr.ing. Florin CONSTANTINESCU
Prof.dr.ing. Mihai VASILIU
Drd. ing. Anișoara ANGHEL
Drd. ing. Alexandru STĂNCIULESCU
Secretariat:
Paula CIOFLEC

SNET '05

TEMATICA CONFERINȚEI

- ✚ Analiza câmpului electromagnetic
- ✚ Probleme inverse de câmp electromagnetic
- ✚ Analiza circuitelor electrice
- ✚ Electroenergetică
- ✚ Magnetism tehnic
- ✚ Electrotermie
- ✚ Tehnologia informației
- ✚ Tehnologii electromagnetice în protecția mediului
- ✚ Teoria mașinilor electrice
- ✚ Aparate electrice
- ✚ Compatibilitate electromagnetică
- ✚ Teoria măsurărilor electrice
- ✚ Electronică industrială
- ✚ Materiale electrotehnice
- ✚ Educație în ingineria electrică

Toate lucrările acceptate vor fi publicate în formatul extins al volumului simpozionului cu ISBN (distribuit în format electronic pe suport CD).

Dintre acestea, în urma recenziei comitetului științific, lucrările selectate (*redactate în limba engleză*) vor fi publicate în Revista Academiei Române: REVUE ROUMAINE DES SCIENCES ET TECHNIQUES – Série Électrotechnique et Énergétique.

FORMULAR DE ÎNREGISTRARE

Următoarele informații sunt necesare pentru trimiterea formei de înregistrare a participării la secretariatul SNET:

1. Titlul lucrării
2. Autorii și afilierea lor
3. Înscrisoare în tematica secțiunilor simpozionului
4. Autorul cu care se poartă corespondența (*nume, forma de adresare, adresa, e-mail, telefon, fax*)
5. Rezumat (*maxim 200 cuvinte*)

Titlul și rezumatul trebuie trimise în limba română și engleză, în format electronic, împreună cu formularul pe adresa secretariatului (snet@elth.pub.ro).

Vă rugăm să transmiteți acest formular până cel târziu la data de 2 Mai 2005

INSTRUCȚIUNI PENTRU REDACTARE

Limba oficială de redactare și prezentare a lucrărilor: româna și engleza.

Instrucțiuni privind formatul posterelor și al versiunilor electronice pentru publicare (format *.doc) se găsesc la adresa <http://snet.elth.pub.ro>.

PROGRAM FINAL

Joi, 12 mai 2005

8 ³⁰ - 10 ⁰⁰	Înregistrare participanți	hol EA
10 ⁰⁰ - 12 ⁰⁰	Prezentări in plen	EA 004
	<i>dedicate sărbătoririi profesorului Alexandru TIMOTIN la împlinirea vârstei de 80 ani</i>	
12 ⁰⁰ - 14 ³⁰	Pauză	
14 ⁰⁰ - 18 ⁰⁰	Lucrări pe secțiuni	
14 ⁰⁰ - 16 ⁰⁰	Prezentări orale	EB206, EB206, CP
16 ⁰⁰ - 16 ³⁰	Pauză de cafea	EB209
16 ³⁰ - 18 ⁰⁰	Sesiune postere	EB201, EB 208

Vineri, 13 mai 2005

8 ³⁰ - 10 ⁰⁰	Înregistrare participanți	hol EA
10 ⁰⁰ - 12 ⁰⁰	Prezentări in plen	EA 004
	<i>dedicate centenarului nașterii profesorului Ion S. ANTONIU</i>	
12 ⁰⁰ - 14 ³⁰	Pauză	
14 ⁰⁰ - 18 ⁰⁰	Lucrări pe secțiuni	
14 ⁰⁰ - 16 ⁰⁰	Prezentări orale	EA024, EB206, CP
16 ⁰⁰ - 16 ³⁰	Pauză de cafea	EB209
16 ³⁰ - 18 ⁰⁰	Sesiune postere	EB202
18 ⁰⁰ -	Masă festivă	local LEU

Sâmbătă, 14 mai 2005

9 ⁰⁰ - 11 ³⁰	Sesiune comunicări studențești	EB206
11 ³⁰ - 12 ⁰⁰	Pauză de cafea	
12 ⁰⁰ - 16 ⁰⁰	Sesiune comunicări studențești	EB206

INFORMAȚII CONTACT

Secretariat SNET '05
Universitatea "Politehnica" din București
Catedra de Electrotehnică
Spl. Independenței 313, Corp EB, sala EB 225, Sector 6, cod 060042, BUCUREȘTI, ROMANIA
TEL/FAX: (0040-21) 4029144
E-mail: snet@elth.pub.ro
<http://snet.elth.pub.ro>

LISTA PARTICIPANȚILOR

Nume	Prenume	Afiliție
ABRUDEANU	M.	Universitatea din Pitești
ALECU	Antoanela-Maria	Universitatea Politehnica din București
ANDREI	Horia	Universitatea Valahia din Târgoviște
ANDRONESCU	Ecaterina	Rectorul Universității Politehnica din București, Presedinte onorific
ANGHEL	Anișoara	Universitatea Politehnica din București, Organizator
ANTONIU	Sorin	Universitatea Politehnica din București
ARGATU	Florin	Universitatea Politehnica din București
BADEA	Nicolae	Universitatea "Dunărea de Jos" din Galați
BANCIU	G.	Institutul National de Cercetare - Dezvoltare pentru Fizica Materialelor
BĂZĂVAN	Dan	Universitatea Politehnica din București
BORTELS	Leslie	TW – ETEC, Vrije Universiteit Brussel
BOSTAN	V.	Universitatea Politehnica din București
BUCATĂ	Victor	Universitatea Politehnica din București
BUCĂTARIU	Ilona	Universitatea Politehnica din Timișoara
BULAC	Constantin	Universitatea Politehnica din București
BUTA	Adrian	Universitatea Politehnica din Timișoara
CAZACU	Mircea Dimitrie	Universitatea Politehnica din București
CAZACU	Emil	Universitatea Politehnica din București
CEPIȘCĂ	Costin	Universitatea Politehnica din București
CHIȚĂ	Monica-Anca	Universitatea din Pitești
CHIUȚĂ	Ion	Universitatea Politehnica din București, Organizator
CIRIC	Ioan	University of Manitoba, Canada
CIOBANU	Oana-Vasilica	Universitatea Politehnica din București
CIUPA	Radu	Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
CONSTANTINESCU	Luminița Mirela	Universitatea din Pitești
CONSTANTINESCU	Florin	Universitatea Politehnica din București, Organizator
COSAC	Andreea	Universitatea Politehnica din București
COSTEA	Ruxandra	Universitatea Politehnica din București
COVRIG	Mircea	Universitatea Politehnica din București
COVRIG	Gabriela	Universitatea Politehnica din București
DAVID	Lazlo	Universitatea "Petru Maior" Tg-Mures
DECONINCK	Johan	TW – ETEC, Vrije Universiteit Brussel
DOGARU	M.	OVM ICCPET
DOGARU ULIERU	Valentin	Universitatea Valahia din Târgoviște
DULĂU	Mircea	Universitatea "Petru Maior" Tg-Mures
DROSU	Oana	Universitatea Politehnica din București, Organizator
DUMBRAVĂ	Anne Marie	Universitatea Politehnica din București
ERBAȘU	Andreea	Universitatea Politehnica din București

Nume	Prenume	Afiliatie
EREMIA	Mircea	Universitatea Politehnica din București
FLORESCU	Adriana	Universitatea Politehnica din București
DUMITRIU	Lucia	Universitatea Politehnica din București
FOCIUC	A.	Universitatea Politehnica din București
GAVRILĂ	Gheorghe	Academia Tehnică Militară
GORDAN	Lucia	Universitatea din Oradea
GORDAN	Cornelia	Universitatea din Oradea
GRACONICI	Marian	Universitatea Politehnica din Timișoara
GRIGORESCU	Dan Sorin	Universitatea Politehnica din București
GOLOVANOV	Carmen	Universitatea Politehnica din București
GRINDEI	Laura	Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
HĂRĂGUȘ	Ștefan	Universitatea Politehnica din Timișoara
HUSU	Adela	Universitatea Valahia din Târgoviște
IFRIM	Costin	ECOAIR Corp, New Haven, USA
IOACHIM	A.	Institutul National de Cercetare - Dezvoltare pentru Fizica Materialelor
IODACHE	Mihai	Universitatea Politehnica din București
IODACHE	Mihai	Universitatea Politehnica din București
ISPAS	Alexandru	Universitatea Politehnica din București
IVANOVICI	Traian	Universitatea Valahia din Târgoviște
LIVADARU	Leonard	Universitatea Tehnică "Gh. Asachi" din Iași
LOJEWSKI	G.	Universitatea Politehnica din București
LUDACHE	Dorin	Universitatea Tehnică "Gh. Asachi" din Iași
MACREA	Dorian	SC IPROLAM SA
HĂNȚILĂ	Florea I.	Universitatea Politehnica din București, Organizator
MARINOV	Corneliu	Universitatea Politehnica din București
MATEI	Ion	Universitatea Politehnica din București
MARICARU	Mihai	Universitatea Politehnica din București, Organizator
MARINESCU	Marlene	University of Applied Sciences Wiesbaden, Germany
MĂNESCU	Veronica	Universitatea Politehnica din București
MELCESCU	Leonard	Universitatea Politehnica din București
MILITARU	Nicolae	Universitatea Politehnica din București
MIHAI	Cleante	Universitatea Politehnica din București
MORARU	Augustin	Universitatea Politehnica din București, Presedinte onorific
MORARU	Simona	Universitatea Politehnica din București
MORGOȘ	Lucian	Universitatea din Oradea
MUNTEANU	Călin	Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
MÎNDRU	Gheorghe	Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
NEMȚANU	Florin-Codruț	Universitatea Politehnica din București
NEMȚU	Ovidiu	Universitatea din Oradea
NEMOIANU	Iosif	Universitatea Politehnica din București
OBEJA	Șerban Georgică	Universitatea Politehnica din București

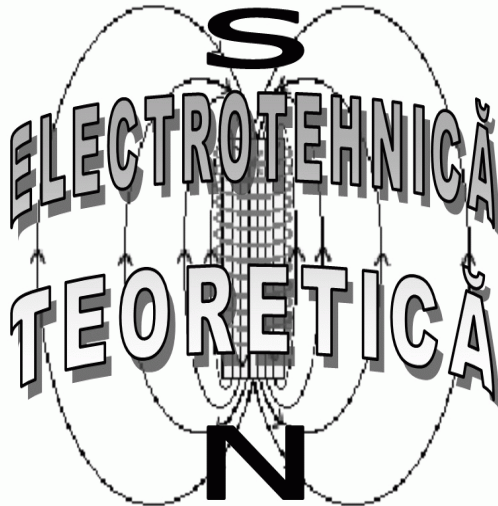
Nume	Prenume	Afiliatie
NIȚESCU	Miruna	Universitatea Politehnica din București, Organizator
OLTEAN	Stelian	Universitatea "Petru Maior" Tg-Mures
PANĂ	Adrian	Universitatea Politehnica din Timișoara
OCHEANA	Lucian	Universitatea Politehnica din București
PĂUN	Adrian Florin	Universitatea Politehnica din București
PĂLTÂNEA	Gheorghe	Universitatea Politehnica din București
PETRESCU	T.	Universitatea Politehnica din București
PENCIOIU	Paul	Director stiintific ICPE S.A.
POPA	Sorin	Universitatea din Oradea
POPA	Mircea	Universitatea Valahia din Târgoviște
POPESCU	Viorel	Universitatea din Timișoara
POTOLEA	Eugeniu	Universitatea Politehnica din București
PUTINICĂ	P.M.	Universitatea Politehnica din București
PETRESCU	Lucian	Universitatea Politehnica din București
RĂDOI	Constantin	Universitatea Politehnica din București
ROMILĂ	Emanuel	Universitatea Tehnică "Gh. Asachi" din Iași
ROMULUS	Reiz	Universitatea din Oradea
SIMION	Emil	Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
ROGOVEANU	Șerban	Universitatea Politehnica din București, Organizator
SIMION	Alecsandru	Universitatea Tehnică "Gh. Asachi" din Iași
STĂNCESCU	St.	Universitatea Politehnica din București
SPINEI	Fănică	Universitatea Politehnica din București
STĂNICĂ	Olivian	Universitatea Politehnica din București
STIRBU	Luminița Elena	Universitatea din Pitești
STIRBU	Cosmin	Universitatea din Pitești
ȘCHIOP	Adrian	Universitatea din Oradea
TĂRNOVAN	Ioan	Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
STĂNCIULESCU	Alexandru	Universitatea Politehnica din București
TIPONUȚ	Virgil	Universitatea Politehnica din Timișoara
TIMOTIN	Alexandru	Universitatea Politehnica din București
TOMA	Lucian	Universitatea Politehnica din București
TOPA	Vasile	Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
TRIȘTIU	Ion	Universitatea Politehnica din București
TOADER	Dumitru	Universitatea Politehnica din Timișoara
VASILIU	Mihai	Universitatea Politehnica din București, Organizator
VOICU	Nicolae	Universitatea Politehnica din București
VOINA	Cătălin	Universitatea Politehnica din București
ȚUGULEA	Andrei	Universitatea Politehnica din București, Presedinte
VONCILA	Ion	Universitatea "Dunărea de Jos" din Galați



Universitatea "Politehnica" din București CATEDRA DE ELECTROTEHNICĂ



ASOCIAȚIA INGINERILOR ELECTRICIENI ȘI
ELECTRONIȘTI DIN ROMÂNIA



Simpozionul Național de Electrotehnică Teoretică

National Symposium of Theoretical Electrical Engineering

12-14 MAI 2005, București

*Ediție omagială dedicată centenarului nașterii
profesorului Ion S. ANTONIU*

(membru corespondent al Academiei Române)

*și sărbătoririi profesorului Alexandru TIMOTIN
(membru titular al Academiei Române), la împlinirea
vârstei de 80 ani*

sponsors:



Ministerul
Educației
și
Cercetării



HP
România



Institutul de
Cercetări
Electrotehnice

ALBUM FOTO

PREZENTĂRI ÎN PLEN DEDICATE SĂRBĂTORIRII PROFESORULUI ALEXANDRU TIMOTIN (MEMBRU TITULAR AL ACADEMIEI ROMÂNE), LA ÎMPLINIREA VÂRSTEI DE 80 ANI

Joi, 12 mai 2005 (10:00 - 12:00)





PREZENTĂRI ÎN PLEN DEDICATE CENTENARULUI NAȘTERII PROFESORULUI ION S. ANTONIU (MEMBRU CORESPONDENT AL ACADEMIEI ROMÂNE)

Vineri, 13 mai 2005 (10:00 - 12:00)



PREZENTAREA ORALĂ A LUCRĂRILOR ȘTIINȚIFICE PE SECȚIUNI

SECȚIUNEA I

CÂMP ELECTROMAGNETIC, MAȘINI ELECTRICE

Președinți de secțiune: Mihai VASILIU, Mircea COVRIG

12-14 mai 2005



SECȚIUNEA II**CIRCUITE ELECTRICE, ELECTROENERGETICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ, EDUCAȚIE**

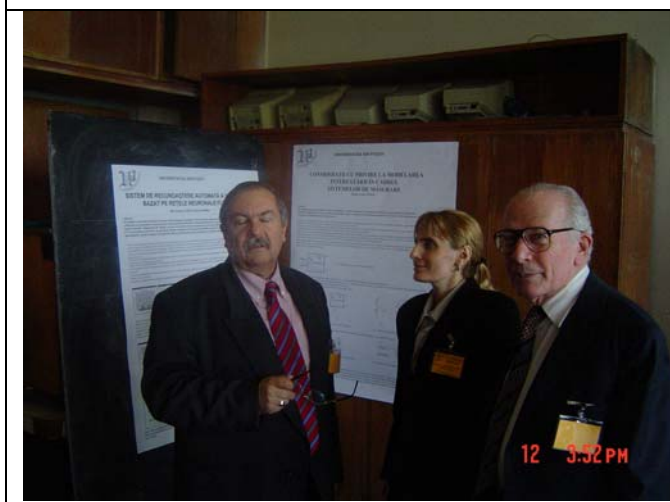
Președinți de secțiune: Florin CONSTANTINESCU, Constantin RĂDOI

12-14 mai 2005**SECȚIUNEA III****MĂSURĂRI ELECTRICE, TEHNOLOGIA INFORMAȚIEI**

Președinți de secțiune: Costin CEPIȘCĂ, Sorin Dan GRIGORESCU

12-14 mai 2005

PREZENTAREA SUB FORMĂ DE POSTER A LUCRĂRILOR ȘTIINȚIFICE PE SECȚIUNI
12-14 mai 2005



Prezentarea domnului academician Alexandru Timotin de către prof. dr. ing. Aureliu Panaitescu, Catedra de electrotehnică a Universității Politehnica din București

Stimată doamnă Rector, distinși oaspeți, stimați colegi,

Am onoarea ca din partea Catedrei de electrotehnică să aduc în fața dumneavoastră un omagiu cald și recunoscător domnului academician Alexandru Timotin cu prilejul împlinirii vârstei de 80 de ani și să vă prezint succint personalitatea remarcabilă, opera științifică și activitatea profesională a domnului profesor. Am avut privilegiul să asist la decernarea titlului de Doctor Honoris Causa al Universității „Politehnica” din Timișoara și unele lucruri aflate atunci din „Laudatio” domnului academician am să vi le prezint și dumneavoastră.

Profesorul s-a născut la 29 aprilie 1925 la Iași. Tatăl său, Alexandru Grigore Timotin a fost inginer la Căile Ferate Române. O genă tehnică i-a fost transmisă pe această cale. Gena filozofică i-a dăruit-o Dumnezeu.

Primele clase de liceu le-a urmat la „Aron Pumnul” din Cernăuți, iar ultimele, între 1940 – 1944, la liceul „Gheorghe Lazăr” din București. Bacalaureatul l-a susținut la „Mănăstirea Dealului”, liceul militar evacuat la munte, la Predeal, în timpul războiului.

Între 1944-1949 a fost student al Politehnicii din București, Facultatea de electromecanică, secția de electrotehnică. În timpul studenției a beneficiat de bursa oferită de profesorul Constantin Budeanu, bursă atribuită de facultate cu titlul anonim studenților cu merite deosebite. În 1948 urmează cursuri de specializare în tehnica radioului organizate de Societatea Română de Radiodifuziune, unde se și angajează și unde va lucra până în 1953. În acest timp a fost și asistent asociat la Catedra de măsurări electrice condusă de renumitul profesor Alexandru Popescu. A condus ore de laborator și a remarcat un student extrem de dotat din anul III, pe nume Andrei Țugulea. Acesta din urmă, după absolvire i-a devenit coleg de catedră, colaborator și prieten pe viață.

În 1953 profesorul Remus Răduleț, șef al Catedrei de electrotehnică, a avut două locuri scoase la concurs pentru pregătirea cu frecvență a viitorilor candidați în științe tehnice. S-au înscris și au reușit Alexandru Timotin și Andrei Țugulea. (În acel an Catedra de măsurări electrice nu a avut locuri pentru doctoranzi). Așa s-a format echipa Remus Răduleț, Alexandru Timotin și Andrei Țugulea care va obține rezultate științifice excepționale și va avea un rol important în dezvoltarea Școlii românești de electrotehnică.

În 1954 Alexandru Timotin renunță la forma cu frecvență a pregătirii pentru doctorat și câștigă concursul de asistent titular la Catedra profesorului Remus Răduleț. În 1956 devine șef de lucrări.

La vârsta de 33 de ani, în 1958, Alexandru Timotin susține o teză de doctorat remarcabilă intitulată „Proprietățile dinamice ale câmpului electromagnetic macroscopic în medii oarecare”. În lucrare este prezentată teoria relativist invariantă a câmpului electromagnetic considerat ca un sistem fizic distinct de corpurile cu care coexistă și susceptibil de a fi tratat termodinamic. A fost rezolvată în teză problema controversată a localizării acțiunilor ponderomotoare exercitate de câmp asupra corpurilor cu proprietăți oarecare. Odată cu teza a început sub cele mai bune auspicii (colaborarea cu Remus Răduleț) cariera științifică strălucită a profesorului.

În 1959 a devenit conferențiar, în 1966 conducător de doctorat și profesor titular în 1968 la disciplinele Bazele electrotehnicii și Complemente de electrotehnică.

În perioada 1965 – 1969 a lucrat și ca cercetător științific principal la Institutul de Energetică al Academiei Române. Între anii 1967 – 1968 a efectuat un stagiul de cercetare la Électricité de France, stagiul ce va sta la baza unei fructuoase și reciproc avantajoase colaborări ulterioare între Catedra de electrotehnică și Électricité de France.

În septembrie 1966 i s-a conferit medalia Meritul științific. În 1968 a primit împreună cu profesorul Andrei Țugulea premiul Traian Vuia al Academiei pentru contribuțiile aduse la elaborarea teoriei parametrilor tranzitorii ai elementelor nefiliforme ale circuitelor electrice lineare.

Pentru activitatea științifică depusă după susținerea tezei de doctorat, în 1974 i s-a conferit titlul de doctor docent în științe. Ca o încununare a întregii activități, în 1991 a fost ales membru corespondent al Academiei, iar în anul 1999, membru titular. În anul 2000 Guvernul României i-a acordat pentru întreaga activitate depusă Ordinul Național pentru Merit în gradul de Ofițer.

Profesorul Timotin a predat de-a lungul întregii sale cariere didactice cursul de Bazele teoretice ale electrotehnicii studenților Facultății de electronică și telecomunicații. În 1990 a fost creat din inițiativa rectorului Universității Politehnica din București, profesorul Virgiliu Constantinescu, Departamentul de Științe Inginerești al UPB, unitate de studii tehnice superioare, cu 5+1 ani după bacalaureat, cu predarea efectuată integral în limbi de mare circulație: engleza, franceza și germana. Profesorul Alexandru Timotin a fost primul președinte al acestui departament, cu sarcina de a-l organiza și conduce pentru perioada 1990 – 1995. Departamentul a fost prima facultate tehnică multilingvă din Europa care asigură o formare completă, de spectru larg, cu secții de inginerie electrică, mecanică, chimică și economică și a realizat o cooperare strânsă cu numeroase universități din Anglia, Franța, Germania, Olanda, Belgia, Finlanda și SUA, atrăgând și un număr mare de studenți străini.

În 1993 a fost decorat de Statul francez cu titlul de Ofițer al Ordinului „Palme Académiques”, iar din 1998 este membru titular al Academiei Francofone a Inginerilor. Este membru al Consiliului Științific al Asociației Universităților de Limbă Franceză.

În revistele din țară și din străinătate profesorul Alexandru Timotin a publicat peste 100 de articole științifice care relevă excepționala sa pregătire teoretică, puterea de pătrundere a lucrurilor esențiale și o deosebită eleganță a soluțiilor găsite. Cu părere de rău, în această prezentare a activității profesorului nu voi detalia multitudinea problemelor abordate. Cred că nu există nici un capitol al Electrotehnicii teoretice în care să nu-și fi adus aportul său valoros contribuind astfel la dezvoltarea și modernizarea domeniului, la ridicarea electrotehnicii românești.

Contribuțiile științifice fundamentale se regăsesc și în manualele elaborate. În 1962 și 1964 apărea la E.d.P. „Lecții de Bazele Electrotehnicii”, primii autori fiind Alexandru Timotin și Viorica Hortopan. Manualul a avut un mare succes și a fost premiat de Ministerul Învățământului. A fost republicat în 1970 și a devenit repede prima referință bibliografică a cursurilor de Bazele electrotehnicii predate în Universitățile tehnice din țară.

Capitolul V al cursului de Fizică apărut în E.d.P. în anul 1964, intitulat „Electrodinamica mediilor în mișcare. Electrodinamica relativității restrânse” elaborat de profesorul Timotin a intrat în bibliografia examenelor de doctorat. În 1973 a scris cursul „Phénomènes transitoires dans le champ électromagnétique”, curs multiplicat la Universitatea Paris VI și predat studenților din anul V, Diplôme d'Études Approfondies en Conversion d'Énergie.

O componentă importantă a activității profesorului Timotin este aceea enciclopedic – lexicografică, nu numai sub aspect lucrativ/cantitativ, dar și teoretic/inovativ. Academicianul Remus Răduleț și-a asumat responsabilitatea elaborării monumentalului „Lexicon Tehnic Român” (19 volume, Editura Tehnică, 1958 – 1965) și l-a numit pe colaboratorul său apropiat,

profesorul Alexandru Timotin, redactor – coordonator al sectorului fundamental Matematică-Fizică. Peste 800 de articole din domeniile matematicii, fizicii, electrotehnicii, electronicii și telecomunicațiilor au fost scrise de domnul Timotin.

În Dicționarul Enciclopedic Român, apărut în Editura Politică în patru volume, între anii 1962 – 1966 a scris peste 200 de articole din domeniul electrotehnicii.

Ca urmare a experienței acumulate urmează o impresionantă contribuție sub auspiciile Comisiei Electrotehnice Internaționale. Activitatea și viața academicienilor Remus Răduleț și Alexandru Timotin este strâns împletită de existența acestei organizații. În 1983 apărea la Geneva „Dictionnaire CEI multilingue de l'électricité” cu 892 de pagini și 20 000 de termeni sub coordonarea academicianului Remus Răduleț. Alexandru Timotin s-a ocupat de selectarea și definitivarea conceptelor cu definiții multiple. În 1986 apare „Thesaurus CEI rationnel de l'électricité” elaborat de un grup de lucru al Comitetului Electrotehnic Român (CER) sub coordonarea profesorului Timotin, (900 pagini, Geneva). În 1996, în Editura Tehnică a apărut „Dicționarul terminologiei electrotehnice standardizate, Englez - Român și Român – Englez, 1000 de pagini, sub coordonarea profesorilor Alexandru Timotin și Florin Teodor Tănăsescu.

Distinsă asistență,

La sfârșitul acestei succinte și incomplete prezentări vă rog sa-mi permiteți să urez profesorului Academician Alexandru Timotin, creator de școală și de știință românească și universală, prestigios continuator al operei marilor dascăli Academician Constantin Budeanu și Academician Remus Răduleț, la mulți ani, cu sănătate!

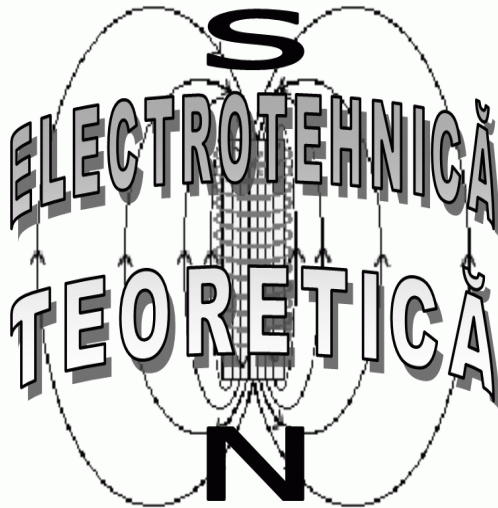


Universitatea "Politehnica" din București

CATEDRA DE ELECTROTEHNICĂ



**ASOCIAȚIA INGINERILOR ELECTRICIENI ȘI
ELECTRONIȘTI DIN ROMÂNIA**



Simpozionul Național de Electrotehnică Teoretică

National Symposium of Theoretical Electrical Engineering

12-14 MAI 2005, București

*Ediție omagială dedicată centenarului nașterii
profesorului Ion S. ANTONIU*

(membru corespondent al Academiei Române)

*și sărbătoririi profesorului Alexandru TIMOTIN
(membru titular al Academiei Române), la împlinirea
vârstei de 80 ani*

sponsors:



Ministerul
Educației
și
Cercetării



HP
România



Institutul de
Cercetări
Electrotehnice

CUPRINS COMUNICARI ȘTIINȚIFICE

SECȚIUNEA I

CÂMP ELECTROMAGNETIC, MAȘINI ELECTRICE

Președinți de secțiune: Mihai VASILIU, Mircea COVRIG

Sesiune prezentări orale

1. [Timotin Formula](#),
Formula Timotin,
Florea HĂNȚILĂ, Mihai VASILIU, Universitatea Politehnica din București
pp. 25-30
2. [FEM Analysis of the Third Order Harmonics of Two-Phase Induction Machine](#),
Analiză prin MEF a armonicilor de ordin trei la o mașină asincronă bifazată,
Alecsandru SIMION, Leonard LIVADARU, Dorin LUCACHE, Emanuel ROMILĂ, Universitatea Tehnică
"Gh. Asachi" Iași, pp. 31-38
3. [The Effects of Second Order Cross-Couplings in Some Compact Microwave Planar Band-Pass Filters](#),
Efectul cuplajelor secundare din filtrele trece-bandă compacte de microunde,
N. MILITARU¹, G. BANCIU², A. IOACHIM², T. PETRESCU¹, G. LOJEWSKI¹, ¹Universitatea Politehnica
din București, ²Institutul Național de Cercetare - Dezvoltare pentru Fizica Materialelor (INCDFM),
pp. 39-44
4. [Preisach Modelling Accuracy for Magnetic Recording Materials](#),
Acuratețea modelului Preisach pentru medii de înregistrare magnetică,
Valentin IONIȚĂ, Lucian PETRESCU, Universitatea Politehnica din București, pp. 45-48

5. [Reconstrucția zonelor îmbătrânite ale pieselor feromagnetice](#),
Florea HĂNȚILĂ, Cleante Petre MIHAI, Mihai MARICARU - Universitatea Politehnica din București, Ioan R. CIRIC - The University of Manitoba Canada, Marlene Marinescu, MAGTECH, Germany, pp. 49-56
6. [Distorting and Unbalanced Operating Regime – A Possible Diagnosis Method?](#)
Petre-Marin NICOLAE - Universitatea din Craiova, Facultatea de Electrotehnica, pp. 57-62

Sesiune prezentări poster

1. [Modeling of the magnetic hysteresis for magnetic recording media with the Preisach model](#),
Modelarea histerezisului materialelor semi-dure cu modelul Preisach,
Veronica MĂNESCU, Gheorghe PĂLTĂNEA, Universitatea Politehnica din București, pp. 86-89
2. [Detectia defectelor in teville de termoficare](#),
Florea HĂNȚILĂ, Ioana HĂNȚILĂ – Universitatea Politehnica din București, I.BARSAN, PĂUNA – ICPE-SA, pp. 70-76
3. [Electromagnetic Heating of the Soildressing Equipment](#),
P.PENCIOIU, V.TURCIN, ICPE, Anișoara ANGHEL, Mihai MARICARU, Florea HĂNȚILĂ, Universitatea Politehnica din București, pp. 77-80
4. [Evaluări numerice asupra parametrilor levitației materialelor diamagnetice](#),
Emil CAZACU, Alexandru STĂNCIULESCU, Universitatea Politehnica din București, pp. 81-85
5. [Numerical Analisis Through FEM Methods of a Single Sheet Tester](#),
Modelarea numerică prin metode FEE a unui tester unitolă,
Veronica MĂNESCU, Gheorghe PĂLTĂNEA, Universitatea Politehnica din București, pp. 63-69
6. [A Complex Study of Grain Oriented \(Go\) Silicon Iron Sheets](#),
Studiul complex al tolelor de fier siliciu cu Grăunți orientați (Go),
Gheorghe PĂLTĂNEA, Veronica MĂNESCU, Universitatea Politehnica din București, pp. 90-96
7. [Magnetic Study of a Hard Recording Media](#),
Studiul asupra unui mediu dur de înregistrare magnetică,
Dan BĂZĂVAN, Lucian PETRESCU, Universitatea Politehnica din București, pp. 97-102
8. [Metoda modelării în sinteza înfășurării de compensare magnetică principală de latitudine pentru nave](#),
Mircea CONSTANTINESCU, Alexandru SOTIR, Gheorghe SAMOILESCU, Academia Navală „Mircea cel Bătrân”, Constanța, pp. 103-108

Sesiune prezentări orale

1. Model numeric pentru simularea regimurilor dinamice ale mașinii sincrone cu magneti permanenți folosind soluția problemei de câmp electromagnetic,
L. MELCESCU, M.COVRIG, A. FOCIUC, V. BOSTAN, Universitatea Politehnica din București
2. [Nanocrystalline Barium Titanate Powder with Applications in the Field of Electronic Components](#),
Pulberea nanocristalină de titanat de bariu cu aplicații în domeniul componentelor electronice,
Luminita Elena STIRBU, Cosmin STIRBU, Monica Anca CHIȚĂ, M. ABRUDEANU, Universitea din Pitești, pp. 109-113
3. [The Elementary Flux Tubes Method Compared with Tubes and Slices Method](#),
Metoda tubului de flux elementar comparată cu metoda tuburilor și feliilor de flux,
Gheorghe MÎNDRU, Adrian MÎNDRU, Universitatea Tehnică din Cluj – Napoca, pp. 114-119

Sesiune prezentări poster

1. [Considerations and Perspectives in Electron Beam Processing](#),
Consideratii si perspective în procesarea cu fasciculului de electroni,
Stelian OLTEAN, Laszlo DAVID, Mircea DULĂU, Universitatea Petru Maior Tg-Mureș, pp. 120-124
2. [The Distribution of the Electric Field and of the Current Density in Case of Ship Electrocorrosion Countermeasures Using the Sacrifice Anodes Technique](#),

Distribuția câmpului electric și a densității de curent în cazul protecției la electrocoroziune a navelor prin metoda anozilor de sacrificiu,
Ion VONCILĂ¹, Nicolae BADEA¹, Dorel Popa², ¹ Universitatea „Dunărea de Jos” din Galați, ² CERONAV Constanța, pp. 125-130

3. [The Theoreme of Flow Magnetique](#),
Teorema fluxului magnetic,
Eugeniu POTOLEA, Universitatea Politehnica din București, pp. 131-136
4. [Genesis of Radiation Neutrin](#),
Geneza radiației neutrin,
Eugeniu POTOLEA, Universitatea Politehnica din București, pp. 137-142
5. [Energy Distorsion Coefficients of Hollow Conductors under Non-Sinusoidal Conditions](#),
Coeficienții de distorsiune energetici ai conductoarelor tubulare în regim periodic nesinusoidal,
Sorin ANTONIU, Universitatea Politehnica din București, pp. 143-151
6. [The Numerical Evaluation of the Levitation Force in a Hydrostatic Bearing with Alternating Poles](#),
Calculul numeric al forței de levitație într-un lagăr hidrostatic cu poli alternanți,
Marian GRECONICI, Universitatea Politehnica din Timișoara, pp. 152-157
7. On the Sagnac Effect,
Aureliu PANAITESCU, Universitatea Politehnica din București
8. [Electromagnetic Diffusion inside a Lamination Stack Subject to an External Symetric Field](#),
Costin IFRIM, Ecoair Corp., USA, pp. 158-159
9. [The Influence of Harmonics on Asynchronus Motor Performances](#),
Silviu GHEORGHIU, Academia Navală „Mircea cel Bătrân”, Constanța, pp. 160-165
10. [The Electromagnetic Interference in Case of Onboard Navy Ships Computers' - A New Approach](#),
Alexandru SOTIR, Academia Navală “Mircea cel Bătrân”, Constanța, pp. 166-171

SECȚIUNEA II CIRCUITE ELECTRICE, ELECTROENERGETICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ, EDUCAȚIE

Președinți de secțiune: Florin CONSTANTINESCU, Constantin RĂDOI

Sesiune prezentări orale

1. Electrical Engineering Education – Needs and Opportunities,
Educația în ingineria electrică între necesități și posibilități,
Radu V. CIUPA, Ioan G. TĂRNOVAN, Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
2. Mathematical Model of Plasma Flow in the Magneto-Hydrodynamic Generator of Disc Type,
Modelul matematic al curgerii plasmă prin generatorul magneto-hidrodinamic de tip disc,
Mircea Dimitrie CAZACU, Universitatea Politehnica din București
3. [A Glimpse into Some Aspects of Nonlinear Circuit Analysis](#),
Aspecte educaționale în analiza circuitelor neliniare,
Florin CONSTANTINESCU, Miruna NIȚESCU, C. V. MARIN, Universitatea Politehnica din București,
pp. 172-175
4. [Some Aspects Concerning Internet-Based Education and Training in Measurements, Instrumntation and Test Management](#),
Monica-Anca CHIȚĂ, Universitatea din Pitești, pp. 176-179

Sesiune prezentări poster

1. [Electromagnetic Phenomena Representation with Dependent Source](#),
Reprezentarea fenomenelor electromagnetice prin surse dependente,
Nicolae BADEA, Ion VONCILĂ, *Univeristatea din Galați*, pp. 180-183
2. [Tools for Creating E-Learning Programs](#),
Instrumente dedicate creării programelor e-learning,
Laura GRINDEI, Emil SIMION, *Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca*, pp. 184-189
3. [Computational Intelligence Methods Applied in DC-DC Converters Control](#),
Metode ale inteligenței computacionale aplicate în controlul convertoarelor c.c.-c.c.,
Adriana FLORESCU, Constantin RĂDOI, *Universitatea Politehnica din București*, pp. 190-195
4. PSpice Simulation of Power Electronics Circuit and Induction Motor Drives,
Simularea în PSpice a circuitelor electronice de putere și a acționărilor cu motoare de inducție,
Adrian ȘCHIOP¹, Viorel POPESCU², ¹*Universitatea din Oradea*, ²*Universitea din Timișoara*
5. [Some Aspects Concerning the Intelligent Instrumentation Teaching Inclusion in the Engineering Training](#),
Monica-Anca CHIȚĂ, *Universitatea din Pitești*, pp. 196-200
6. [Steady State Analysis Implementation Using SPECTRE RF Sensitivity Computation](#),
A. GHEORGHE, F. CONSTANTINESCU, *Universitatea Politehnica din București*, pp. 201-206
7. [E-Learning Tool & Remote Experiment on Electrical Circuits](#),
Gheorghe SCUTARU, Florin SANDU, Mihai CERNAT, *Universitatea Transilvania Brașov*, pp. 207-212
8. [Cu privire la analiza circuitelor integrate de radiofrecvență](#),
Florin ENACHE¹, Florin CONSTANTINESCU², Gheorghe GAVRILĂ¹, ¹*Academia Tehnică Militară*,
²*Universitatea Politehnica din București*, pp. 213-218

Sesiune prezentări orale

1. [Load Flow Control in the Power Systems Using SSSC and UPFC Devices](#),
Controlul circulației de puteri în sistemele electroenergetice utilizând dispozitivele SSSC și UPFC,
Constantin BULAC, Mircea EREMI, Ion TRIȘTIU, Lucian TOMA, Andreea ERBAȘU, *Universitatea Politehnica din București*, pp. 219-227
2. [Determinarea factorului de semn](#),
Olivian STĂNICĂ, Mihai IORDACHE, Lucia DUMITRU, *Universitatea „Politehnica” București*, pp. 228-233
3. [WTA Circuit with MOS Transistors Operating in Subthreshold Region](#),
Circuit WTA cu tranzistoare MOS funcționând în regim sub-prag,
Ruxandra COSTEA, Victor BUCATĂ, Corneliu MARINOV, *Universitatea Politehnica din București*, pp. 234-238
4. [Contributions Concerning the Minimum Properties of the Dissipated Power for Linear Networks](#),
Horia ANDREI¹, Fănică SPINEI², Costin CEPIȘCĂ², ¹*Universitatea Valahia din Târgoviște*, ²*Universitatea Politehnica din București*, pp. 239-247
5. [The Analysis of the Detecting Possibilities of Broken Conductor with Ground Contact Faults in a Medium Voltage Power Network](#),
Analiza posibilităților de sesizare a unui defect de tipul conductor întrerupt și căzut la pământ într-o rețea electrică de medie tensiune,
Dumitru TOADER, Ștefan HĂRĂGUȘ, *Universitatea “Politehnica” Timișoara*, pp. 248-254

Sesiune prezentări poster

1. [A Numerical Multi-Rate Method for Steady-State Analysis of Rf-Ic](#),
Mihai IORDACHE, Lucia DUMITRIU, Ion MATEI, *Universitatea Politehnica din București*, pp. 255-260
2. [Analiza experimentală și modelarea funcționării lămpilor cu vapori de sodiu](#),
Costin CEPISCA, Florin ARGATU¹, Horia ANDREI, Valentin DOGARU-ULIERU², ¹*Universitatea Politehnica București*, ²*Universitatea Valahia Târgoviște*, pp. 261-267

3. [Switch-Mode DC Power Supplies with Step Up/Down and Buck-Boost Converters](#),
Surse în comutație realizate cu convertizoare c.c.-c.c. cu raport de transformare oarecare,
Adriana FLORESCU, Constantin RĂDOI, Universitatea Politehnică din București, pp. 268-273
4. [Comportarea rețelelor de distribuție prevăzute cu compensare capacitivă serie și paralel în condițiile poluării armonice](#),
Ilona BUCĂTARIU, Adrian BUTA, Adrian PANĂ, Universitatea "Politehnică" din Timișoara, pp. 274-279
5. [PC Interface for PWM Inverters Control](#),
Interfață PC pentru invertoare PWM,
Ovidiu NEAMȚU¹, Virgil TIPONUȚ², ¹Universitatea din Oradea, ²Universitatea Politehnică Timișoara, pp. 280-285

SECȚIUNEA III

MĂSURĂRI ELECTRICE, TEHNOLOGIA INFORMAȚIEI

Președinți de secțiune: Costin CEPIȘCĂ, Sorin Dan GRIGORESCU

Sesiune prezentări orale

1. Virtual Instrumentation. Labview Digital Oscilloscope Simulation,
Instrumentație virtuală. Simularea unui osciloscop digital în LabView,
Sorin Dan GRIGORESCU, Costin CEPIȘCĂ, Universitatea Politehnică din București
2. [Analysis of Electromagnetic Interferences Induced by HV Lines Under Normal and Fault Conditions](#),
Analiza interferențelor electromagnetice induse de LEA înaltă tensiune funcționând în condiții normale și de defect,
*Călin MUNTEANU¹, Vasile TOPA¹, Laura GRINDEI¹, Leslie BORTELS², Johan DECONINCK²,
¹Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca, ²TW – ETEC, Vrije Universiteit Brussel, Belgium*, pp. 286-291
3. [The Architecture of IT Systems for Transports](#),
Arhitectura sistemelor IT din transporturi,
Florin-Codruț NEMȚANU, Antoanela-Maria ALECU, Oana-Vasilica CIOBANU, Universitatea Politehnică București, pp. 292-297
4. The Influence Of Harmonics On Asynchronous Motor Performances,
Silviu GHEORGHIU, Georghe SAMOILESCU, Academia Navală „Mircea cel Bătrân”, Constanța
5. [Low Voltage Insulation Test Using an Adjustable Impedance Pulse Generator](#),
Sorin Dan GRIGORESCU, Costin CEPIȘCĂ, Universitatea Politehnică din București, pp. 298-301

Sesiune prezentări poster

1. [Considerations Concerning the Sensors Interfacing Modelling in the Frame of the Measurement Systems](#),
Considerații cu privire la modelarea interfațării senzorilor în cadrul sistemelor de măsurare,
Monica-Anca CHIȚĂ, Universitatea din Pitești, pp. 302-306
2. [Automatic Recognition System of the Speech Based on the Fuzzy Neural Networks](#),
Sistem de recunoaștere automată a vorbirii bazat pe rețele neuronale Fuzzy,
Monica-Anca CHIȚĂ, Universitatea din Pitești, pp. 307-312

3. [Modelling Electrochemical Processes in the Potentiometric Oxygen Sensors](#),
Modelarea proceselor electrochimice la un senzor potențiomtric de oxigen,
Luminița Mirela CONSTANTINESCU¹, Nicolae VOICU², ¹Universitatea din Pitești, ²Universitatea "Politehnica" din București, pp. 313-318
4. Frequency Dispersion and the Correlation Function with Frequency Delay,
Dispersia în frecvență, funcția de corelație cu decalajul frecvenței,
Sorin POPA, Cornelia GORDAN, Lucian MORGOȘ, Universitatea din Oradea
5. [Sistem informatizat de monitorizare](#),
Valentin DOGARU ULIERU¹, Costin CEPIȘCA², Horia ANDREI¹, Adela HUSU¹, Traian IVANOVICI¹, Mircea POPA¹, ¹Universitatea Valahia din Târgoviște, ²Universitatea Politehnica din București, pp. 319-322
6. [Mutual Inductances in Displacement Transducers](#),
Cuplaje inductive în traductoare de distanță,
Alexandru STĂNCIULESCU, Emil CAZACU, Iosif NEMOIANU, Universitatea Politehnica din București, pp. 323-327

Sesiune prezentări orale

1. [Low Level Currents and Voltages Measurements](#),
Măsurarea mărimilor electrice (tensiuni, curenți) de valori mici,
Cătălin VOINA, Simona MORARU, Andreea COSAC, Universitatea Politehnica din București, pp. 328-335
2. Using the Reassignment Method for Non-Stationary Signal Analysis,
Utilizarea metodei realocării la analiza semnalelor nestaționare,
Cornelia GORDON, Lucian MORGOȘ, Reiz ROMULUS, Universitatea din Oradea
3. [Dedicated System for the Voice Recognition and Expertise Process](#),
Sistem destinat procesului de recunoaștere și expertizare vocală,
Anne Marie DUMBRAVĂ, Universitatea Politehnica din București, pp. 336-342

Sesiune prezentări poster

1. [Algorithms for Speed and Strech Control of the Main Drives of an Strech-Reducing Tube Mill](#),
Dorian MACREA¹, Costin CEPISCA², ¹SC IPROLAM SA, ²Universitatea Politehnica din București, pp. 343-348
2. About the Transfer Characteristics Simulation for the Low Voltage Electrical Network,
Consideratii privind simularea caracteristicilor de transfer ale rețelei de distribuție a energiei electrice,
Alexandru-Ionut CHIUTA, Mihai-Octavian POPESCU - Universitatea "Politehnica" din București
3. [Modular Digital Magnetic Recording Channel Software Simulator](#),
P. M. PUTINICĂ, St. STĂNCESCU, Universitatea Politehnica din București, pp. 349-355
4. [O metodă de determinare a temperaturii de tranziție vitroasă a materialelor electroizolante](#),
Florin ENACHE, Gheorghe GAVRILĂ, Academia Tehnică Militară, pp. 356-359
5. [Sistem de excitație divizată pentru turbogeneratoare de reglaj](#)
M. DOGARU – OVM ICCPET, pp. 360-365

Timotin's Formula

Ioan Florea HANTILA, Mihai VASILIU
 "POLITEHNICA" University of Bucharest. hantila@elth.pub.ro

Abstract. In his long professional career, Professor Alexandru Timotin has published many valuable contributions in the area of electromagnetics. One of Timotin's contributions has benefited of special attention from the international scientific community. This attention materialised in the "Timotin's formula", mentioned as such in various different publications. On the occasion of his 80th birthday anniversary, it is a pleasure to acknowledge this international scientific recognition. The aim of this paper is to report on the place of Timotin's formula in electromagnetics.

1 Introduction

Timotin's formula concerns the transient ground resistance of a single wire transmission line (TL) with ground return. It has been published in 1967 [1]. Timotin obtained an analytical formula as the inverse of a Laplace transform of a frequency dependent expression of ground resistance.

2 Timotin's formula

The success of the ground transient resistance derived by Timotin, cited as Timotin's formula, lay in the fact that it represents an analytical expression, easily to be calculated and compared with numerical and experimental evaluations.

For a single wire located at height h above a lossy ground of conductivity σ_g , this formula reads

$$r(t) = \frac{\mu_0}{\pi\tau_g} \left[\frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\tau_g}{t}} + \frac{1}{4} \exp\left(\frac{\tau_g}{t}\right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\tau_g}{t}} - \frac{1}{4}\right) \right] \quad (1)$$

where $\tau_g = h^2\mu_0\sigma_g$ and $\operatorname{erfc}(\cdot)$ is the complementary error function.

This expression has been obtained under the assumption that the displacement current density is negligibly small in comparison with the conduction current density, in the poor conductive ground. This assumption implies that the transient resistance increases indefinitely as the time variable tends to zero. It seems that some high frequency applications require removal of this singularity. This singular behaviour can easily be removed by considering the contribution of the displacement current – instead of diffusion process, the propagation process will take place. To appreciate quantitatively the effect of the displacement current on the transient resistance, Timotin suggested an analysis of this kind. The analysis was performed by one of the authors for the transient resistance of a thin flat coil. Loyka treated this problem for the ground transient resistance, obtaining similar results.

In addition to the theory of single wire TLs [1,2], Timotin has attacked also the problem of the multiconductor lines with ground return. The anisotropic model and the associated electromagnetic field analysis reported in [3,4] treated these lines. Timotin also reported calculation of the ground transient resistance for multiconductor TL with ground return. Multiconductor TLs area of investigation shows recently an increased interest.

In the area of time-domain analysis of TLs, Timotin contributed significantly. In addition to the longitudinal ground transient resistance, there is the extended TL theory described in the following Section. Main papers on this subject are [5-8]

3 Răduleț, Timotin and Țugulea extended TL theory

Răduleț, Timotin and Țugulea *extended transmission line theory* or the theory of the *TLs with transverse field effects*, generalises telegrapher's equations in such a manner that main fields effects causing additional losses are taken into account directly in the time-domain. In conducting media (assumed linear, isotropic, and memoryless) these effects are skin and proximity effects in line conductors and soil. The usefulness of this theory is significant in the transient analysis of overhead lines above ground or multiconductor lines with ground return. In dielectric media (assumed linear, isotropic, and memoryless) the effect of charge diffusion in non-homogeneous isolation is considered. If these effects are neglected, the extended TL equations reduce to the classical telegraphers' equations. By defining two per unit length *longitudinal* and two per unit length *transverse* transient parameters, Răduleț, Timotin and Țugulea succeeded in deriving new TL equations that, in addition to the algebraic and differential terms of telegraphers' equations, involve convolution integrals where the transient parameters are kernels. The two transient parameter pairs take separately into account conductor and isolation losses. Thus applications involving, for instance, only conductor losses (by skin and proximity effects) are described by telegraphers' equations with only one equation extended. In the extended equation the transient resistance (or the transient inductance) is implied. Non linear effects such corona effect can be taken into account in the study of lines with ground return by suitably modifying the remaining non-extended telegraphers' equation. Such a procedure is possible only in the time-domain. Since the extended TL equations are time-domain equations they are able to support inclusion of non-linear terms besides those terms dependent on skin effects. Inclusion of radiation effects can follow the same approach.

The novel theory is based on a new set of two partial differential – convolution integral equations that extend the validity of telegraphers' equations to include TLs with *additional losses*. By *additional losses* we mean the above mentioned ones, for instance conductor losses by skin effect. Instead of “additional losses” we might use “*frequency-dependent losses*” as well, but since the new TL theory is a time-domain theory, *frequency dependent* can be misleading.

Based on an anisotropic model, covering both line conductors and line isolation, two pairs of transient parameters were defined.

The *longitudinal transient p.u.l. parameters* consist of the *p.u.l. longitudinal transient inductance* $\ell(t)$ and *p.u.l. longitudinal transient resistance* $r(t)$. The *transverse transient p.u.l. parameters* are the *p.u.l. transverse transient capacitance* $c(t)$ and *p.u.l. transverse transient conductance* $g(t)$.

Similarly to *constant* p.u.l. parameters of the TLs *without* additional losses, the *transient* p.u.l. parameters (“*transient*” comes from time-dependence) of TLs *with additional losses* vary from one line configuration to another one. Differently from the constant p.u.l. parameters, the transient parameters are interrelated; namely they verify, within each pair, the time dependent equations:

$$r(t) = r_{dc} + \frac{d\ell(t)}{dt}, \quad g(t) = g_{dc} + \frac{dc(t)}{dt}, \quad (2)$$

where $r_{dc} = r(\infty) \geq 0$ and $g_{dc} = g(\infty) \geq 0$ are the d.c. values of the *p.u.l. transient resistance* $r(t)$ and *p.u.l. transient conductance* $g(t)$, respectively.

The extended TL equations can be expressed usually in the form

$$\begin{aligned}
 -\frac{\partial u}{\partial z} &= \ell_0 \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial t} \int_0^t r(t-\tau)i(\tau) d\tau, \\
 -\frac{\partial i}{\partial z} &= c_0 \frac{\partial u}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial t} \int_0^t g(t-\tau)u(\tau) d\tau.
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

Here $u(z,t)$ and $i(z,t)$ are the voltage and current intensity, respectively, at the longitudinal distance z from the input terminals, at the moment t .

The initial value $\ell_0 = \ell(0+) \geq 0$ of the *p.u.l.* transient inductance and the initial value of the *p.u.l.* transient capacitance $c_0 = c(0+) \geq 0$, in (1), correspond to and consequently are equivalent to the *p.u.l.* inductance and *p.u.l.* capacitance, respectively, of a line with the same configuration but *without losses*.

Note that, similarly to the TEM mode of propagation on TL without losses, and in opposition to waveguide modes, the anisotropic model leads to the equations (1) that are expressible in terms of currents and voltages.

As expected, by neglecting the above mentioned transverse field effects leading to additional losses, the extended TL equations (1) reduce to the classical telegraphers' equations:

$$-\frac{\partial u}{\partial z} = \ell_0 \frac{\partial i}{\partial t} + r_{dc}i, \quad -\frac{\partial i}{\partial z} = c_0 \frac{\partial u}{\partial t} + g_{dc}u.
 \tag{4}$$

Notice that, apart from the independent constants r_{dc} and g_{dc} there are two independent *p.u.l.* transient parameters: $\ell(t)$ and $c(t)$.

In summary, in elaborating this novel theory, several stages were accomplished. Firstly, the anisotropic model of the guided electromagnetic waves has been established. Secondly, the problem of separation and uniqueness of the solutions was resolved. It has been shown that transient solutions, for zero initial conditions, can be separated from the ones with non-zero initial conditions and that the latter are not uniquely determined by the initial conditions $i(z,0)$ and $u(z,0)$, $0 < z < L$, where L is the TL length. On the one hand, skin and proximity effects in conductors and in the lossy soil are taken into account through the longitudinal parameters, on the other hand, inhomogeneous charge diffusion effect in the isolation is reflected in transverse parameters. Finally, the *extended telegrapher's equations* have been established. For zero initial conditions these new equations were listed above, equations (3).

The essential feature of the theory is that the two pairs characterise different physical objects. The transient resistance and inductance are associated to the line conductors, while the transient conductance and capacitance are related to the line isolation. The main problem is related to obtaining the transient parameters of different line configurations that matter in practical applications.

4. IEEEExplore search results

It is interesting to find out how Timotin's contributions are referenced in the international scientific journals. It is well known that IEEE and IEE Journals are the most valuable in the EE area. Search of the IEEE&IEE publications database, using the IEEEExplore engine and the key word "Timotin" provided a list of 20 entries spanning the period 1987-2005. This list, converted into Word, is shown in Appendix 1. Timotin's formula is used by Loyka, Orzan, and several others in their references. In Appendix 2 an excerpt of Loyka paper is given. Besides [1] other contributions are cited. Thus Ramirez et al., cite [9]. Mok and Costache cite [1,2,9,12]. Carneiro and Marti, as well as Tesche cite [10]. Celozzi and Feliziani cite [7] and [9]. Tsuk and Monk, cite [11]. Costache cites [11,13]. Vamaraju cites [14].

5...Conclusion

Timotin's analysis of the longitudinal transient resistance of the one-conductor (unifilar) line with ground return has attracted great attention, leading to citations such as Timotin's formula. However, Timotin's achievements in the analysis of lossy transmission lines are more valuable than this particular one; publication in our journal of a not broad circulation prevented them to be known and appreciated, as they deserved.

A review paper on the Răduleț, Timotin and Țugulea contributions in the area of time-domain TL theory will be widely appreciated.

References

- [1] Al.Timotin, *Longitudinal transient parameters of a unifilar line with ground return*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **12**, 4, pp. 523–535 (1967).
- [2] Al.Timotin, *Wave propagation on unifilar line with ground return*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **15**, 2, pp. 175–194 (1970).
- [3] Al.Timotin, M.Vasiliu, *Longitudinal transient parameters of the overhead multifilar transmission line with losses*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **16**, 4, pp. 655–677 (1971).
- [4] R.Răduleț, Al.Timotin, A.Țugulea, *O teorie generală a parametrilor lineici tranzitorii ai liniilor electrice lungi și cu pierderi in prezenta solului*, Stud. Cerc. Energ. Electrotehn., **16**, 3, pp. 417–449 (1966).
- [5] R.Răduleț, Al.Timotin, A.Țugulea, *The propagation equations with transient parameters for long lines with losses*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **15**, 4, 575–599 (1970).
- [6] Al.Timotin, A.Țugulea, *Parametrii tranzitorii longitudinali ai liniei coaxiale*, Stud. Cerc. Energ. Electrotehn., **17**, 3, 577–602 (1967).
- [7] R.Răduleț, Al.Timotin, A.Țugulea, *Introduction des paramètres transitoires dans l'étude des circuits électriques linéaires ayant des éléments non-filiformes et avec pertes supplémentaires*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **11**, 4, pp. 857–929 (1966).
- [8] R.Răduleț, Al.Timotin, A.Țugulea, *The electromagnetic field of electric lines with losses*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **15**, 3, pp. 351–371 (1970).
- [9] R. Raduleț, A. Timotin, A. Tugulea, A. Nica, *The transient response of the electric lines based on the equations with transient line-parameters*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **23**, 1, pp. 3–19 (1978).
- [10] C.Gary, Al.Timotin, D.Cristescu, *Prediction of surge propagation influenced by corona and skin effect*, IEE Proc., 130, Pt. A. 5, pp. 264–272 (1983).
- [11] A. Timotin, *Iteration method for study of the skin-effect in straight conductors*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **10**, 1, pp. 19–45 (1965)
- [12] A. Timotin and A. Nica, *A method of numerical integration of the telegrapher's equation for transmission lines with losses*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **23**, 1, pp. 71–84 (1978).
- [13] Al.Timotin, Al. Nicolae, *Skin-effect in shielded straight flat conductors*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **17**, 1, 3–22 (1972).
- [14] Al.Timotin, Al. Nicolae, *L'influence de l'écran conducteur du stator sur la répartition du flux axial pénétrant dans les dents*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **17**, 2, pp. 229–239 (1972).
- [16] Al.Timotin, Al.Nicolae, *Sur la repartition du champ magnetique axial a la surface des dents de l'extrémité du stator*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **15**, 3, pp. 489–511 (1970).

Appendix1: Search results by IEEEExplore

- 1 **Full frequency-dependent line model for electromagnetic transient simulation including lumped and distributed sources**
Ramirez, A.; Naredo, J.L.; Moreno, P.; Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 20, Issue 1, Jan. 2005 Page(s):292 - 299
- 2 **Skin effect considerations on transient electrical stresses in composite structures affected by electrostatic discharge**
Buccella, C.; Magnetics, IEEE Transactions on Volume 38, Issue 2, March 2002 Page(s):545 - 548
- 3 **Direct time-domain analysis of transmission lines above a lossy ground**
Araneo, R.; Celozzi, S.; Science, Measurement and Technology, IEE Proceedings-Volume 148, Issue 2, March 2001 Page(s):73 - 79
- 4 **Early-time behavior of the ground transient resistance of overhead lines**
Loyka, S.; Kouki, A.; Electromagnetic Compatibility, 2001. EMC. 2001 IEEE International Symposium on Volume 1, 13-17 Aug. 2001 Page(s):222 - 226 vol.1
- 5 **A new time-domain model of the impedance of lossy soil in MTL model**
Tiebing Lu; Xiang Cui; Weidong Zhang; Environmental Electromagnetics, 2000. CEEM 2000. Proceedings. Asia-Pacific Conference on 3-7 May 2000 Page(s):142 - 146
- 6 **On calculation of the ground transient resistance of overhead lines**
Loyka, S.L.; Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on Volume 41, Issue 3, Aug. 1999 Page(s):193 - 195
- 7 **Time-domain low frequency approximation for the off-diagonal terms of the ground impedance matrix**
Orzan, D.; Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on Volume 39, Issue 1, Feb. 1997 Page(s):64
- 8 **Simulation of transients on transmission lines with corona via the method of characteristics**
Naredo, J.L.; Soudack, A.C.; Marti, J.R.; Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-Volume 142, Issue 1, Jan. 1995 Page(s):81 - 87
- 9 **Frequency-independent circuit model of earth return effects in transmission systems**
Davies, A.E.; Tong, Y.K.; Lewin, P.L.; German, D.M.; Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-Volume 142, Issue 2, March 1995 Page(s):143 - 148
- 10 **Time domain finite element simulation of conductive regions**
Celozzi, S.; Feliziani, M.; Magnetics, IEEE Transactions on Volume 29, Issue 2, Mar 1993 Page(s):1705 - 1710
- 11 **Skin-effect considerations on transient response of a transmission line excited by an electromagnetic pulse**
Mok, E.S.M.; Costache, G.I.; Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on Volume 34, Issue 3, Aug. 1992 Page(s):320 - 329
- 12 **Evaluation of corona and line models in electromagnetic transients simulations**
Carneiro, S., Jr.; Marti, J.R.; Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 6, Issue 1, Jan. 1991 Page(s):334 - 342
- 13 **A hybrid method for the calculation of the resistance and inductance of transmission lines with arbitrary cross sections**
Tsuk, M.J.; Kong, J.A.; Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 39, Issue 8, Aug. 1991 Page(s):1338 - 1347
- 14 **On the inclusion of loss in time-domain solutions of electromagnetic interaction problems**
Tesche, F.M.; Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on Volume 32, Issue 1, Feb. 1990 Page(s):1 - 4

- 15 **Charge dynamics in heterostructure Schottky-gate capacitors and their influence on the transconductance and low-frequency capacitance of MODFETs**
Voinigescu, S.; Muller, A.; Electron Devices, IEEE Transactions on
Volume 36, Issue 10, Oct. 1989 Page(s):2320 - 2327
- 16 **Effect of current distribution in parallel bars on electromagnetic field at nearby steel wall**
Krakowski, M.R.; Kazmierski, M.; Kersz, I.; Electric Power Applications, IEE Proceedings B [see also IEE Proceedings-Electric Power Applications]
Volume 136, Issue 4, July 1989 Page(s):161 - 167
- 17 **Finite Element Method Applied to Skin-Effect Problems in Strip Transmission Lines**
Costache, G.I.; Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 35, Issue 11, Nov 1987 Page(s):1009 - 1013
- 18 **Differential device for the determination of magnetic permeability or electric resistivity inside massive cylindrical samples**
Ursu, D.; Bursuc, I.; Magnetism, IEEE Transactions on
Volume 21, Issue 2, Mar 1985 Page(s):1201 - 1203
- 19
- 20 **Improvements in numerical techniques for conformal transformation with particular reference to electromagnetic fields**
Vamaraju, S.R.; Magnetism, IEEE Transactions on
Volume 14, Issue 4, Jul 1978 Page(s):233 - 240

Appendix 2 Citation of Timotin's formula by Loyka

by Timotin's formula [1]–[4]

$$\xi(t) = \frac{\mu_0}{\pi\tau_g} \left[\frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\tau_g}{t}} + \frac{1}{4} \exp\left(\frac{\tau_g}{t}\right) \cdot \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\tau_g}{t}}\right) - \frac{1}{4} \right] \quad (8)$$

where $\tau_a = h^2 \mu_0 \sigma_a$, and $\operatorname{erfc}(\ast)$ is the complementary error

FEM Analysis of the Third Order Harmonics of a Two-Phase Induction Machine

Alecsandru SIMION, Leonard LIVADARU

*“Gh. Asachi” Technical University of Iași, Faculty of Electrical Engineering, Bd. D. Mangeron,
Nr. 51-53, 700050 Iași, Romania; asimion@ee.tuiasi.ro*

Dorin LUCACHE, Emanuel ROMILA

*“Gh. Asachi” Technical University of Iași, Faculty of Electrical Engineering, Bd. D. Mangeron,
Nr. 51-53, 700050 Iași, Romania*

Abstract. The paper presents a comparative analysis of the space harmonics developed by a two-phase induction machine with common construction (two variants) and a variant with an original special geometry. The results put in view that for the new variant, the third order harmonics that have a negative influence, practically vanish in condition of low saturation operation. The paper presents also the results corresponding to a saturated regime.

1 Introduction

The problem of the high order field harmonics of electrical machines, mainly A.C. machines, has represented a special issue for the specialists since the last century [1, 2, 3...]. The reason consists in their negative effects especially upon the energetical performance. The negative influences of the high order harmonics on the operation of the induction machines can be briefly enumerated as follows: - higher asynchronous and synchronous parasitic torques that involves a smaller output torque and starting difficulties; - increase of vibrations and noise level during operation; - rising of iron losses mainly corresponding to stator and rotor teeth and a decrease of the efficiency as consequence; - increase of the differential dispersion coefficient (from tooth to tooth) and consequently a rising of the total dispersion coefficient of the windings.

The three-phase induction machines have no third order harmonics due to the star-connection of the primary winding. The 5th and the 7th order harmonics can be diminished by using a proper diminution of the winding pitch: $y = 4/5 \tau$ and $y = 6/7 \tau$ respectively (y – winding pitch, τ - polar pitch). The high order harmonics can also be decreased by using skewed rotor slots (mainly for cage windings) or/and adopting proper numbers of slots on stator and rotor (for the wound-rotor machines). Since the influence of the harmonics decrease with their frequency, it is taken into account only the problem of diminution of the harmonics under the 11th order.

The two-phase machines have a particular problem with the 3rd order harmonics since the connection of the phases has no influence upon them. This paper deals with the study of the methods that are capable to eliminate the 3rd order harmonics created by the two-phase induction machines with identical stator windings and cage rotor.

2 The magnetic field created by a two-phase stator winding

2.1 The magnetic field created by the fundamental

Fig. 1a presents a machine with a four-pole two-phase stator winding. The two symmetrical current corresponding to the two phases (A-X and B-Y) are:

$$i_{AX} = I_m \sin \omega t, i_{BY} = I_m \sin(\omega t - \pi / 2) = -I_m \cos \omega t, I_m = I \sqrt{2} \quad (1)$$

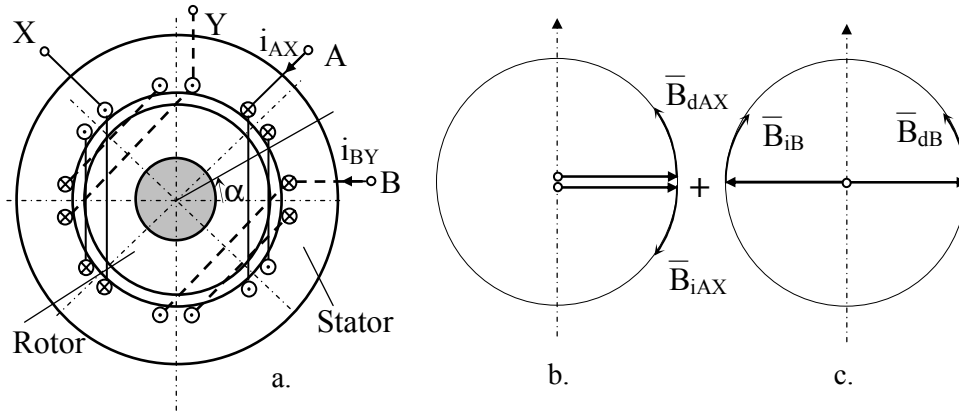


Fig 1: Rotating two-phase magnetic field created by the fundamentals

Under a certain direction shifted in phase against the horizontal with α , the air-gap fundamental wave created by A-X phase is:

$$B_{\delta AX}(\alpha, t) = B_{1\max} \sin \omega t \cos p\alpha = \frac{1}{2} B_{1\max} \sin(\omega t - p\alpha) + \frac{1}{2} B_{1\max} \sin(\omega t + p\alpha) \quad (2)$$

where:

$$B_{1\max} = \frac{4}{\pi} B_{\delta m} k_{q1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 W I_m}{2\delta p} \cdot k_{q1} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \frac{\mu_0 W I}{2\delta p} \cdot k_{q1} = 1,8 \cdot \frac{\mu_0 W I}{2\delta p} \cdot k_{q1} \quad (3)$$

In the same direction, the fundamental created by the B-Y phase is:

$$B_{\delta BY}(\alpha, t) = \frac{1}{2} B_{1\max} \sin(\omega t - p\alpha) + \frac{1}{2} B_{1\max} \sin(\omega t + p\alpha - \pi) \quad (4)$$

The resultant magnetic field results as a superposition of the effects (when the saturation is neglected):

$$B_{\delta rez}(\alpha, t) = B_{\delta AX}(\alpha, t) + B_{\delta BY}(\alpha, t) = B_{1\max} \sin(\omega t - p\alpha) \quad (5)$$

It results a *forward* circular rotating field that has a constant speed of:

$$\Omega = \frac{d\alpha}{dt} = \frac{\omega}{p} \quad (6)$$

A geometrical signification [7] can be developed (Fig. 1b). The flux density created by the A-X phase has two rotating components: \bar{B}_{dAX} - forward component and \bar{B}_{iAX} - backward component. At a certain moment, they get in phase. Let's consider it as reference. The flux density created by the B-Y phase (Fig. 1c) has two similar components: \bar{B}_{dBY} and \bar{B}_{iBY} . They acts on the same but opposite directions, at the above considered moment, since their sum is to be zero. By superposing the two figures, it results a circular rotating direct field equal to $\bar{B}_{dAX} + \bar{B}_{dBY}$.

2.2 The field created by the high order space harmonics

Each of the two windings creates magnetic fields that can be expressed as Fourier series [3]. When the currents are sinusoidal, the high order space harmonics can be analyzed separately and finally superimposed. Generally, for v - odd, the resultant magnetic field is:

$$\begin{aligned} B_{\delta rez v}(\alpha, t) &= B_{v\max} \sin \omega t \cos v p \alpha + B_{v\max} \sin(\omega t - \pi / 2) \cos(vp\alpha - v\pi / 2) = \\ &= \frac{1}{2} B_{v\max} [\sin(\omega t + v p \alpha) + \sin(\omega t - v p \alpha) + \sin(\omega t + v p \alpha - \frac{v+1}{2} \pi) + \sin(\omega t - v p \alpha + \frac{v-1}{2} \pi)] \end{aligned} \quad (7)$$

There are two situations:

- for $\nu = 4k - 1$, then $\frac{\nu+1}{2} = 2k$ and $\frac{\nu-1}{2} = 2k - 1$

$$B_{\delta_{rez\nu}}(\alpha, t) = B_{\nu \max} \sin(\omega t + \nu p \alpha) \quad (8)$$

which means backward rotating magnetic fields with a speed of:

$$\frac{d\alpha}{dt} = \Omega_{\nu} = -\frac{\omega}{\nu p}, \nu = 3, 7, 11, \dots \quad (9)$$

- for $\nu = 4k + 1$, then $\frac{\nu+1}{2} = 2k + 1$, and $\frac{\nu-1}{2} = 2k$

$$B_{\delta_{rez\nu}}(\alpha, t) = B_{\nu \max} \sin(\omega t - \nu p \alpha) \quad (10)$$

which means forward rotating magnetic fields with a speed of:

$$\Omega_{\nu} = \frac{\omega}{\nu p}, \nu = 5, 9, 13, \dots \quad (11)$$

In conclusion: the space harmonics of the flux density (magnetic field or air-gap magnetomotive force) corresponding to a two-phase armature, create rotating fields that depends inverse proportionally with the order of the harmonic. They are *forward* waves for $\nu = 4k + 1$ (that is 5, 9, 13...) and *backward* waves for $\nu = 4k - 1$ (that is 3, 7, 11...).

For $\nu = 3$, the field created by the two phases result as a sum:

$$B_{\delta_{rez3}}(\alpha, t) = B_{\delta_{AX3}}(\alpha, t) + B_{\delta_{BY3}}(\alpha, t) = \frac{1}{2} B_{3 \max} [\sin(\omega t - 3p\alpha) + \sin(\omega t + 3p\alpha) + \sin(\omega t - 3p\alpha + \pi) + \sin(\omega t + 3p\alpha - 2\pi)] = B_{3 \max} \sin(\omega t + 3p\alpha) \quad (12)$$

The result is a rotating field with a $B_{3 \max}$ amplitude that acts backwards to fundamental:

$$\frac{d\alpha}{dt} = \Omega_3 = -\frac{\omega}{3p} \quad (13)$$

For $\nu = 5$, the resultant field is:

$$B_{\delta_{rez5}}(\alpha, t) = B_{5 \max} \sin(\omega t - 5p\alpha) \quad (14)$$

The 5th order harmonics create a forward rotating magnetic field since:

$$\frac{d\alpha}{dt} = \Omega_5 = \frac{\omega}{5p} \quad (15)$$

In conclusion, the two-phase induction machines require the elimination of the 3rd order harmonics since they create the most important torque that acts in opposition to the main torque.

3 FEM analysis of the two-phase induction machine

A *magnetostatic* analysis (with specialized software – FLUX2D) has been performed. The induction machine, made in Germany, has the following rated parameters: $m=3$ phases, $2p=2$, $P_N=0,55$ kW, $U_N=380$ V, Y connexion, $I_N=1,6$ A, $f=50/60$ Hz, $n_N=2850/3460$ rot/min. Fig. 2a presents the cross-section of the motor. The principal geometrical parameters are: outer stator diameter – 130 mm; inner stator diameter – 69 mm; air-gap width – 0.3 mm; axial length of the magnetic circuit – 60 mm; stator slot number – 24; rotor slot number – 18.

Fig. 2a and 2b present the flux lines distribution and the air-gap flux density wave (including harmonic content) for the considered motor with cylindrical magnetic circuit and „normal” two-phase stator winding with $q=Z_1/2pm=6$ slots/pole/phase (symbol MCFC6). The results correspond to $\omega t=0^\circ$ and the currents, given by (1), are equal to $I_m=2,66$ A. The rotor is considered slotsless – a situation equivalent to synchronous speed operation ($s=0$). Fig. 3 gives the same results obtained for $\omega t=45^\circ$. It is to be pointed out that the 3rd order harmonics represents 7÷10% from fundamental. This fact has a negative influence on the motor operation and sometimes gives a backward rotation tendency to the rotor.

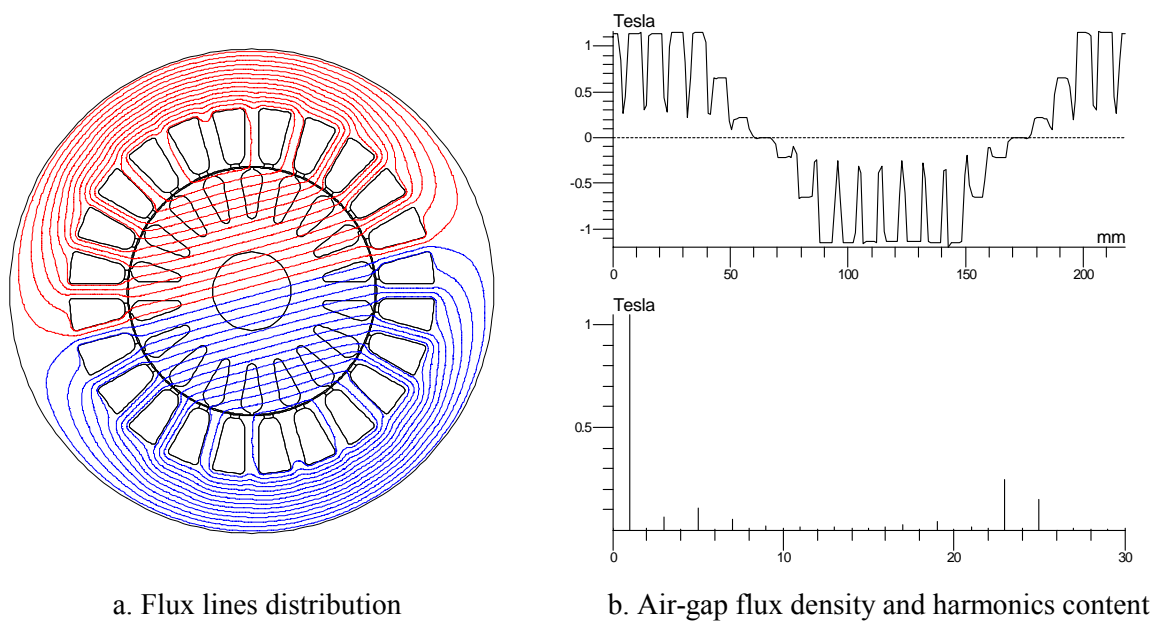


Fig 2: Cylindrical stator and slotless rotor (idealized situation, $s=0$), $\omega t= 0^0$ (MCFC 6 X 2,66 A- 0^0)

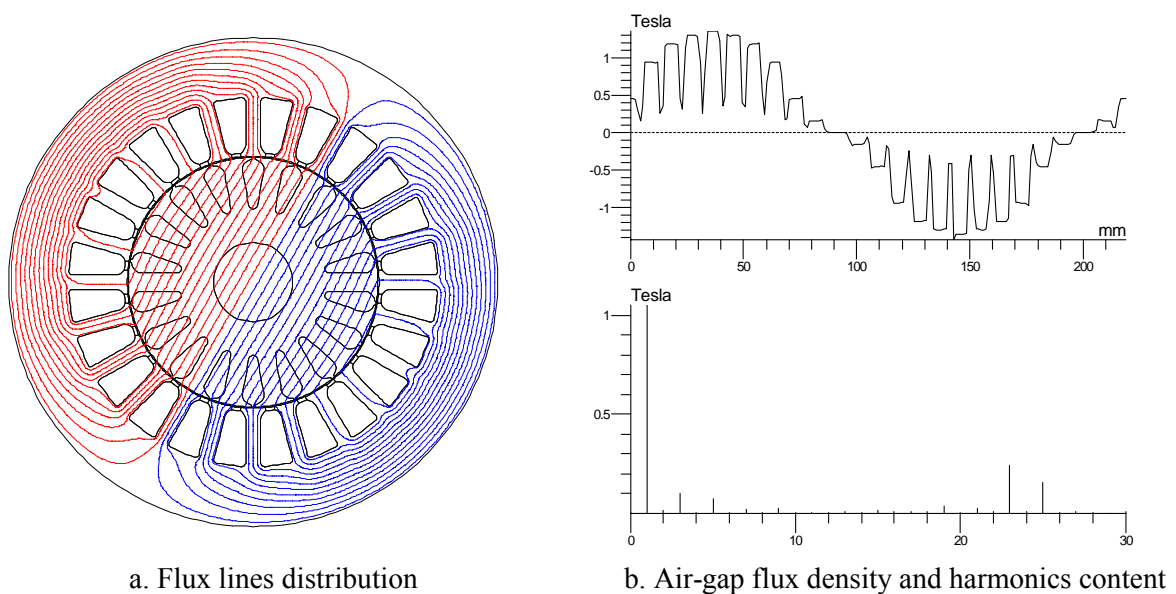


Fig 3: Cylindrical stator and slotless rotor (idealized situation, $s=0$), $\omega t= 45^0$ (MCFC 6 X 2,66 A- 45^0)

For the diminution of these harmonics, a different solution is proposed: a stator winding with $q=8$ slots/pole/phase. This construction is possible if $2 \times 4 = 8$ slots shelter turns of both phases (symbol MCFC8). These slots, which are symmetrically placed in the magnetic circuit, and form 4 zones of 2 slots must have a two times greater section in comparison with the others. The increase of the slot section must be realised only on radial direction, (the adjacent teeth section remains constant) and consequently the yoke section decreases significantly. The effects are considerable negative. To avoid this fact, a theoretical solution could consist in replacing the original turns with other turns having a smaller cross-section and a two-times greater density current. This was the

hypothesis that we assumed for the results presented in Fig. 4 ($\omega t=0^\circ$) and Fig. 5 ($\omega t=45^\circ$). Since the linear current density must remain constant, the current value is $I_m=2A$.

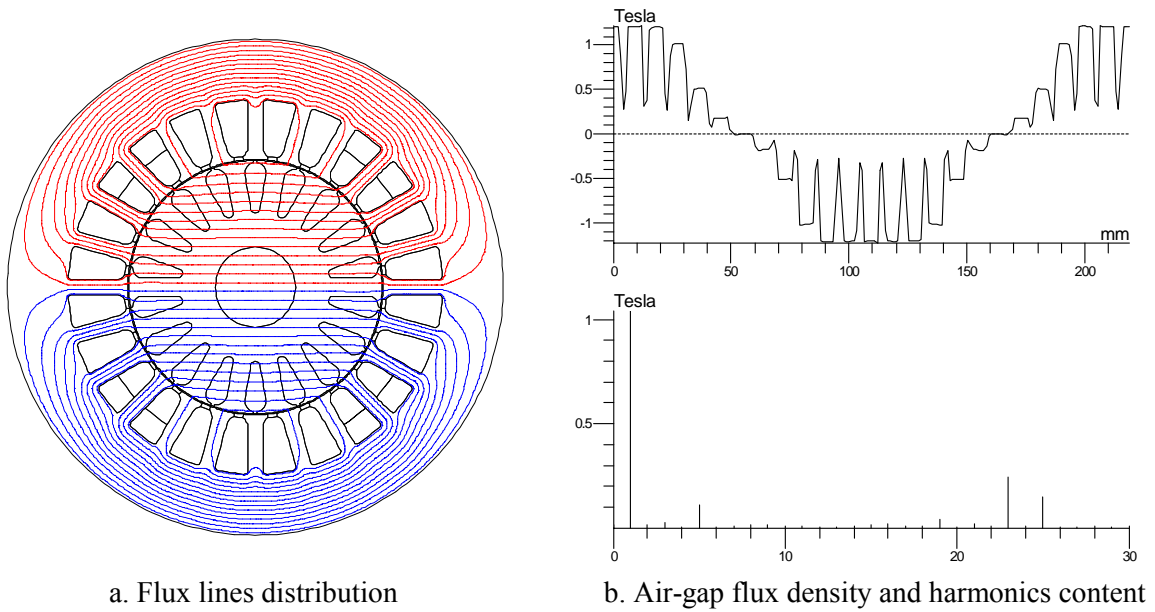


Fig 4: Cylindrical stator and slotless rotor (improved idealized situation, $s=0$), $\omega t=0^\circ$ (MCFC 8 X 2A-0⁰)

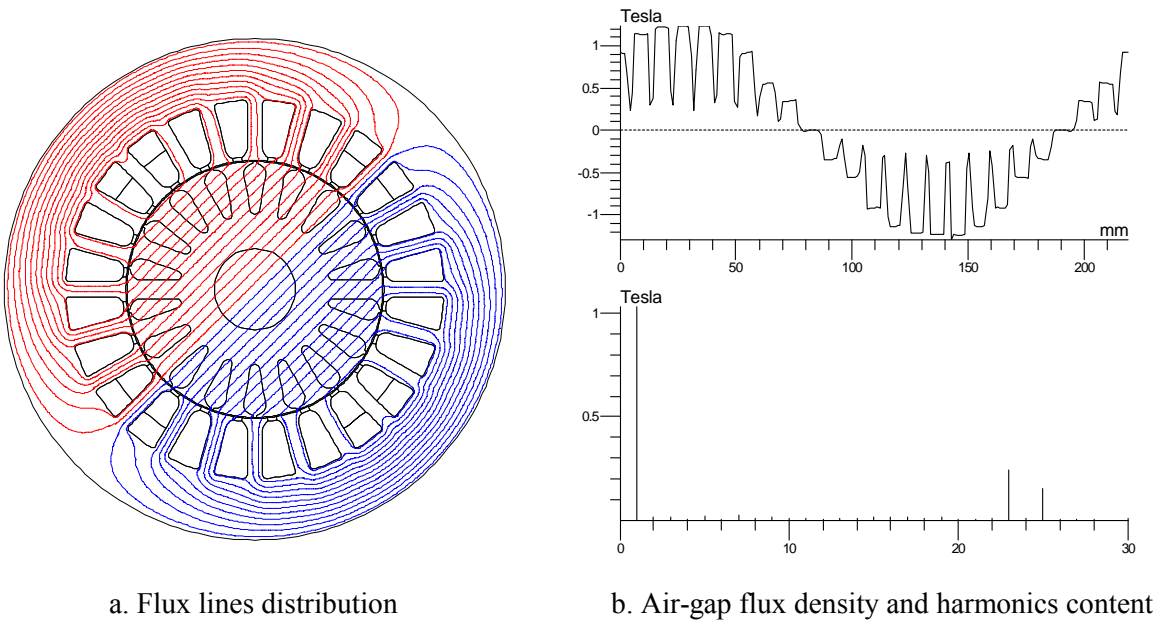


Fig 5: Cylindrical stator and slotless rotor (improved idealized situation, $s=0$), $\omega t=45^\circ$ (MCFC 8 X 2A-45⁰)

The following aspects worth to be mentioned: the fundamental amplitudes are the same for the two solutions and equal to 1.04 T. However, the 3rd order harmonics amplitude decrease for the MCFC8 to 2% from fundamental. This result, which is quite encouraging, led us to a practical solution. Fig. 6 ($\omega t=0^\circ$) and Fig. 7 ($\omega t=45^\circ$) present the results obtained for a machine with a geometry slightly modified. The cylindrical stator becomes a square (the former outer diameter

represents the dimension of the square – symbol MPFC8). The higher slots are placed in the corners of the square. Thus, the slots shelter a two times greater number of turns, the linear current density remains constant and the decrease of the yoke is acceptable. The results put in view the following aspects: for $\omega t=0^\circ$, the fundamental increases with 5% (1.09 T) and the 3rd harmonic amplitude is 1.3% from fundamental.

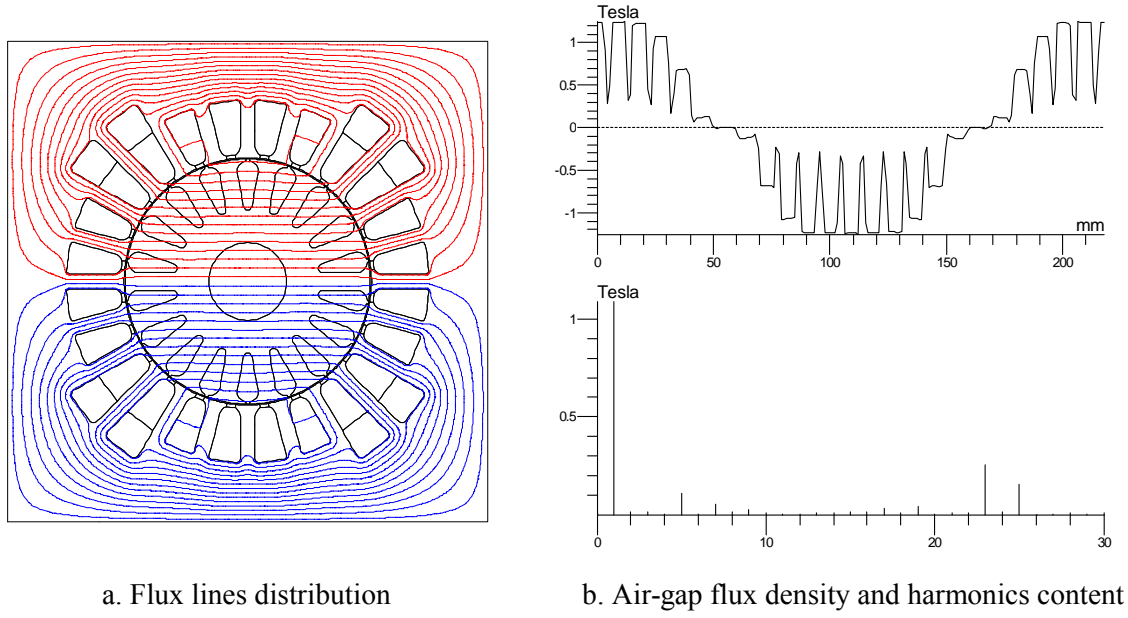


Fig 6: Square stator and slotless rotor (proposed solution, $s=0$), $\omega t=0^\circ$ (MPFC 8 X 2A-0⁰)

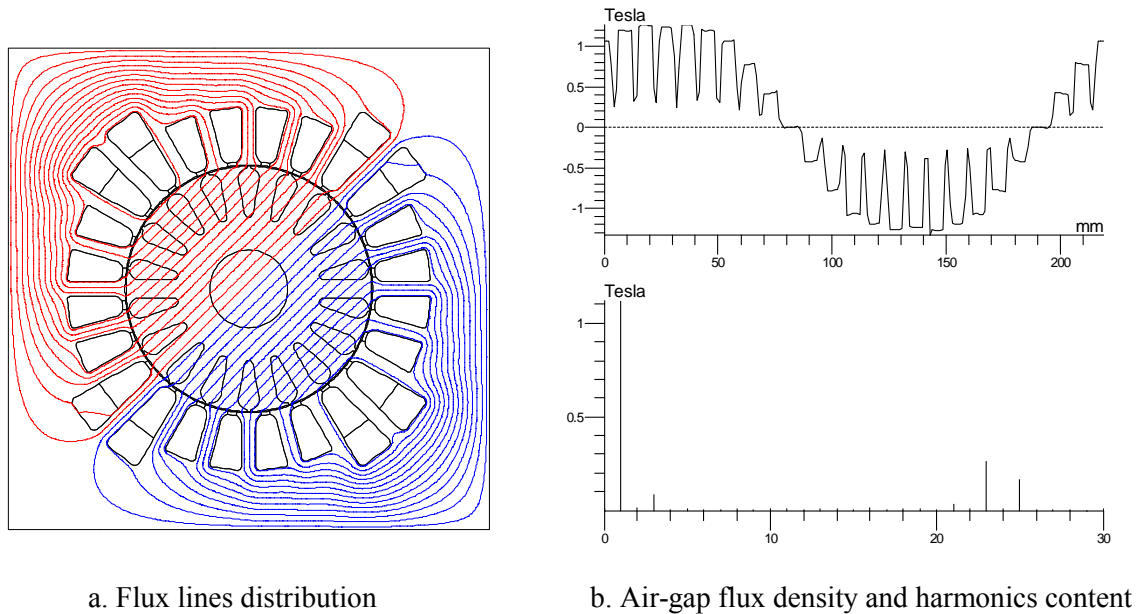


Fig 7: Square stator and slotless rotor (proposed solution, $s=0$), $\omega t=45^\circ$ (MPFC 8 X 2A-45⁰)

These results prove the superiority of the new solution. The explanation is given by the presence of the square corners that avoid a supplementary saturation of the magnetic circuit. For $\omega t=45^\circ$ one notices an increase of the fundamental with 3% but also a rising of the 3rd order

harmonic to 8% from fundamental. A deeper investigation shows that this rising is given by the presence of a time harmonic of the current, which appears because of the saturation. An analytical explanation [6] starts from the magnetic flux – current [$\varphi(i)$] curve that has a flat region with saturation. As regards the flux density values, we find up to 2.17 T in the magnetic circuit.

In order to have „normal” values (up to 1,8 T), we have taken into discussion a smaller current ($I_m=1A$) and rotor with slots – symbol MPCC8.

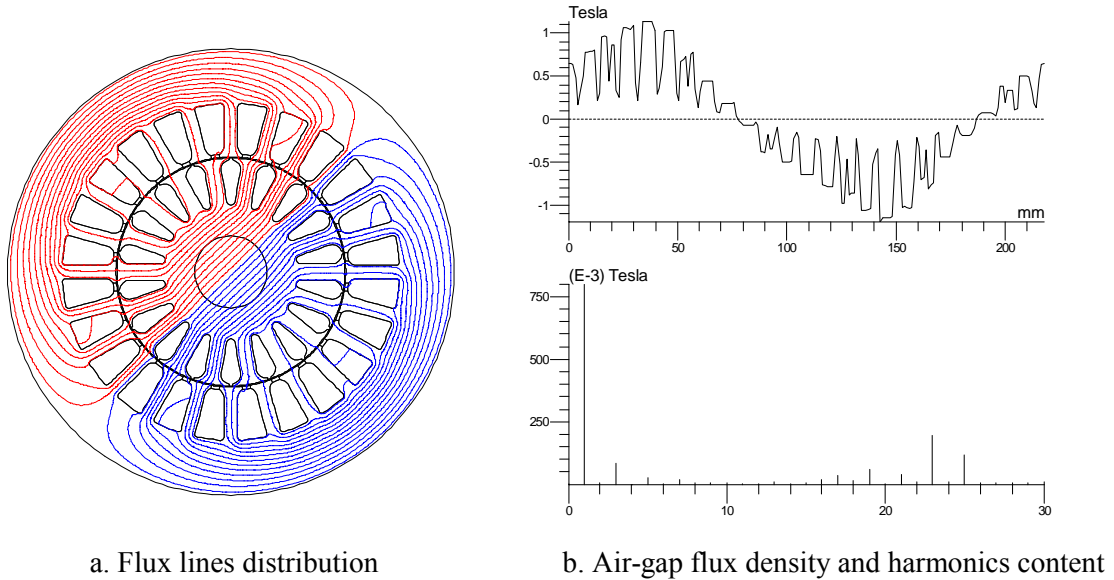


Fig 8: Cylindrical stator and rotor with slots (real solution), $\omega t=30^\circ$ (MCCC 6 X 1.33A-30 $^\circ$)

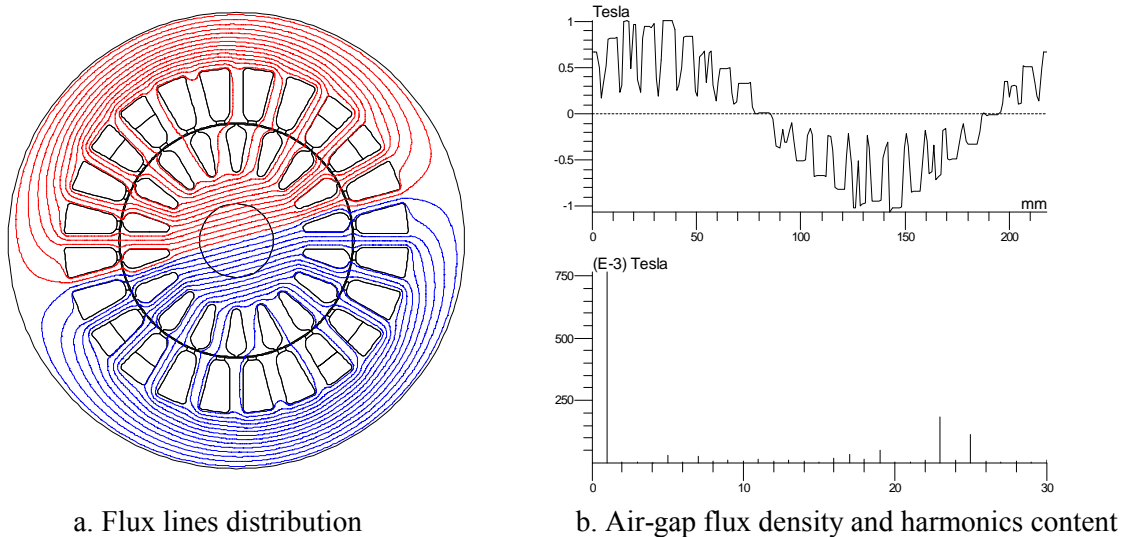


Fig 9: Cylindrical stator and rotor with slots (improved solution), $\omega t=15^\circ$ (MCCC 8 X 1A-15 $^\circ$)

Fig.8 presents the obtained results for the machine with $q=6$ and $I_m=1,33A$ (MCCC6, corresponding to $\omega t=30^\circ$). The 3rd order space harmonic represents more then 10% from fundamental. Fig. 9 presents the results for MCC8 with $q=8$ and $I_m=1A$ (corresponding to $\omega t=15^\circ$). In this case, the 3rd order harmonic practically vanishes (value under 1%). Finally, Fig. 10 presents the results for MPCC8 – proposed solution – with $q=8$ and $I_m=1A$ (corresponding to

$\omega t=45^\circ$). Again, both space and time harmonics of the 3rd order vanish (no saturation). There is also a decrease of the maximum value of the flux density (1.67 T).

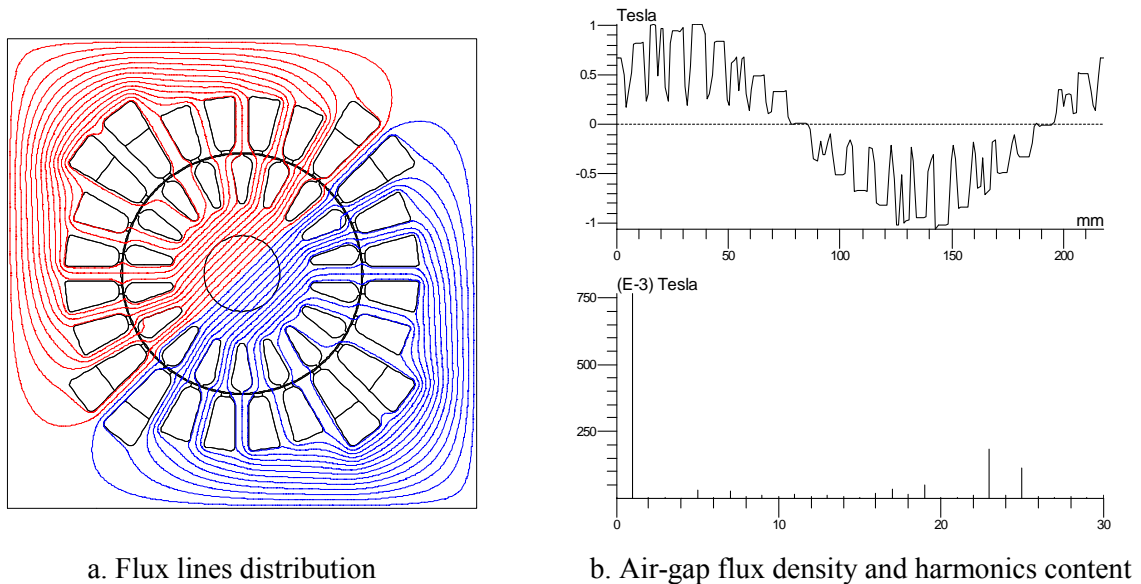


Fig 10: Square stator and rotor with slots (proposed solution), $\omega t=45^\circ$ (MPCC 8 X 1A-45⁰)

4 Conclusions

- The two-phase induction machines require a diminution of the 3rd order harmonic because of its negative effects.
- A possible solution (proper for two-pole machine) consists in the presence of slots with increased area, which are placed in equidistant positions.
- This solution is suitable for a stator made of square laminations.
- If the machine operates under saturation, then the solution loses its efficiency because of time harmonics of the currents.

References

- [1] A. Mauduit. *Machines électriques*, Vol. II, 4-eme Ed., Dunod, Paris, 1931.
- [2] M. Liwshitz-Garik and C.C. Whipple. *A-C Machines*, Second Ed., D. Van Nostrand Company, Inc., Princeton, New York, Repr. in USA, 1966.
- [3] I.S. Antoniu. *Chestiuni speciale de Electrotehnică*, Ed. Academiei Romane, Bucuresti, 1956.
- [4] I.S. Gheorghiu and Al. Fransua. *Tratat de masini electrice*, Vol. III, Mașina asincronă, Ed. Academiei Romane, București, 1971.
- [5] I. Boldea and S.A. Nasar. *The Induction Machine Handbook*, CRC Press LLC, USA, 2002.
- [6] Al. Simion. *Mașini electrice, Vol. I Transformatoare electrice*, Ed. Gh. Asachi Iasi, 2000.
- [7] Al. Simion. *Mașini electrice, Vol. II, Mașina sincronă*, Ed. Gh. Asachi Iasi, 2003.
- [8] L. Livadaru and Al. Simion. *Mașina asincronă bifazată*, Ed. Junimea Iasi, 2003.

The Effects of Second Order Cross-Couplings in Some Compact Microwave Planar Band-Pass Filters

Nicolae MILITARU, Teodor PETRESCU, George LOJEWSKI

POLITEHNICA University of Bucharest, Faculty of Electronics, Telecommunications and Information Technology, 1-3 Iuliu Maniu Bvd., 061071, Bucharest, militaru@munde.pub.ro

Marian Gabriel BANCIU, Andrei IOACHIM

National Institute of Materials Physics, 105bis Atomistilor, Bucharest-Magurele, gbanciu@infim.ro

Abstract. The significance of some second order cross-couplings in the usual structures of microwave band-pass filters is investigated. For a given structure, the numerical values of these second order couplings are estimated through simulations. In addition, the possibility of using simpler lumped-element models is discussed. Comparison between lumped-element models and the EM field simulation leads finally to an appropriate choice of a model including the second-order couplings between resonators.

1 Introduction

Compact, cost-effective filters can provide quasi-elliptic responses by using cross-couplings [1, 2]. By an appropriate choice of the cross-couplings, the position of the transmission zeros and the pass-band ripple can be controlled simultaneously [3]. In the compact band-pass filters some second order couplings are also present, but they are undesired and usually they are not considered in the design of these devices. These second-order couplings are more important in the filters with larger fractionary bandwidths (*FBW*), involving strong first order couplings.

2 Compact Planar Filter with Cross-Coupled Resonators

The compact resonators used for planar device development are of the folded stepped-impedance type [4]. The 5.8 mm size square resonator exhibits a fundamental mode resonance at $f_0=1950.2\text{MHz}$, on a 0.635 mm-thick Rogers substrate with a 10.8 ± 0.25 dielectric constant. Its first higher-order resonance is at $f_1 = 4524 \text{ MHz} \sim 2.32 f_0$. Therefore all devices based on this resonator will present an increased stop band.

In order to design filters for UMTS applications, the first-order coupling coefficients between the resonators and with the external circuit were investigated. The square geometry of the resonator allows three different types of couplings: electric, magnetic and mixed (partially electric and partially magnetic).

The dependence of the coupling coefficients on the coupling gap for a zero offset is shown in Fig. 1. The magnetic coupling is the strongest, and the electric coupling is the weakest.

As external couplings, a direct coupling was preferred. The dependence of the external quality factor, Q_{ext} , on the position where the input/output line is connected to the resonator edge is presented in Fig. 2, for two different coupling configurations. It can be noticed that the external quality factor increases when the coupling line approaches the middle point of the open-loop step-impedance resonator.

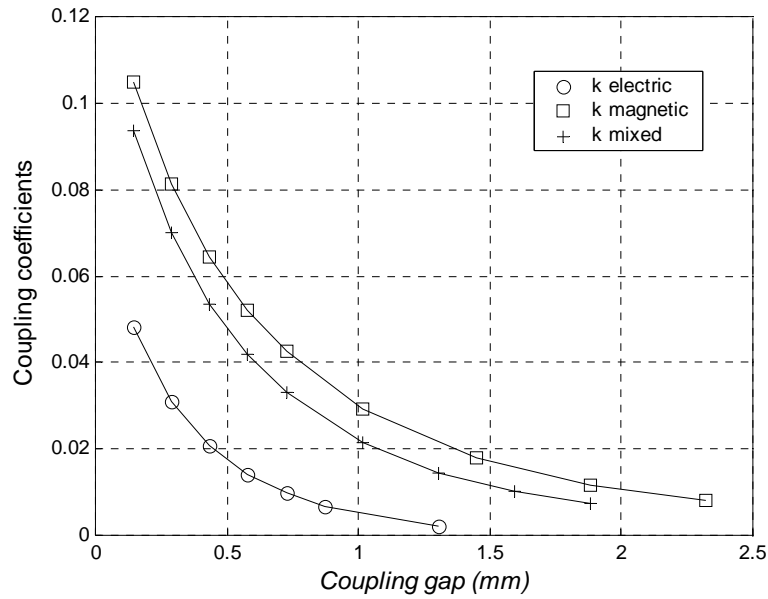


Figure 1: The coupling coefficients versus the coupling gap, for a zero offset.

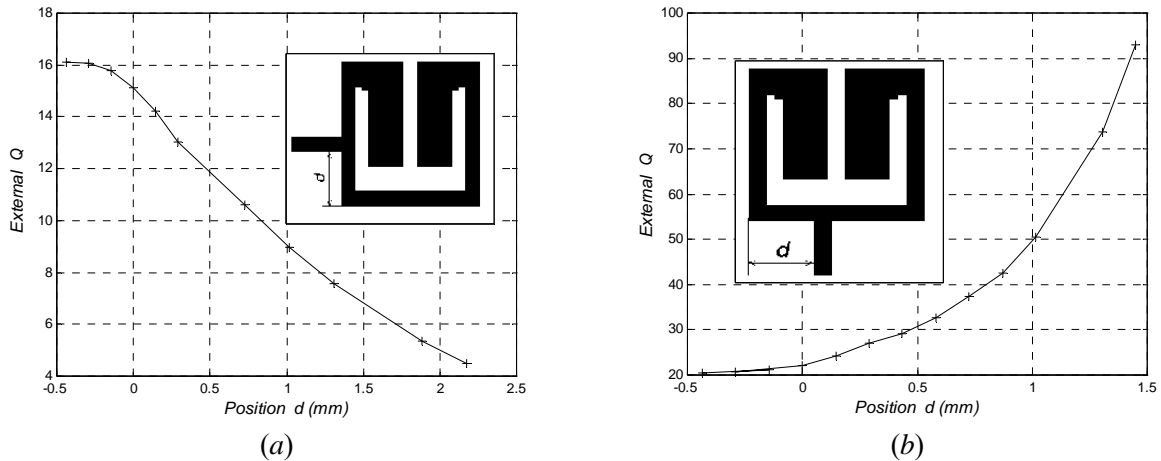


Figure 2: The external quality factor Q_{ext} versus the position d :
 (a) the first coupling configuration; (b) the second coupling configuration.

A cross-coupled planar band-pass filter developed for UMTS applications is shown in Fig. 3. The filter was designed for a 1950 MHz central frequency, with a 7.4 % fractional 3dB bandwidth (FBW). This filter was designed, manufactured and characterized. The coupling matrix for this filter is:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & 0.053556 & 0 & -0.009696 \\ 0.053556 & 0 & 0.0448 & 0 \\ 0 & 0.0448 & 0 & 0.053556 \\ -0.009696 & 0 & 0.053556 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

and its external quality factor is $Q_{ext} = 14.219$.

The group delay depicted in Fig. 4 indicates that the filter exhibits a flat group delay in the pass-band.

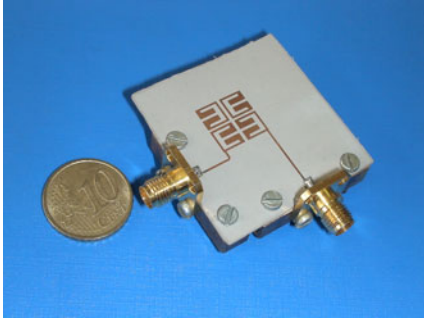


Figure 3: Picture of the pass-band filter for UMTS systems.

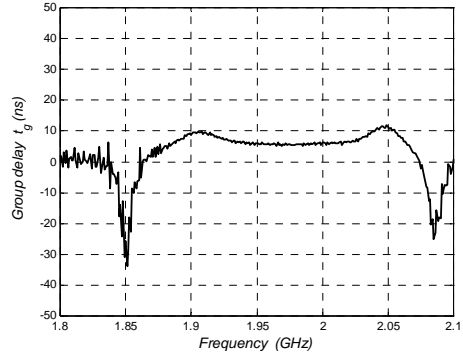


Figure 4: Measured group delay of the UMTS band-pass filter.

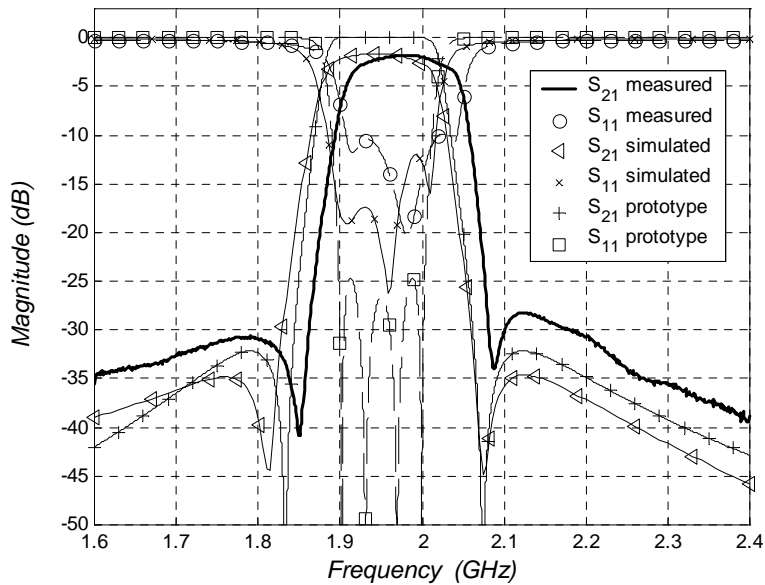


Figure 5: The comparison between measured and simulated frequency responses of the four-pole band-pass UMTS filter.

As shown in Fig. 5, the electromagnetic simulation shows some differences, compared to the ideal characteristics of the filter prototype. Deterioration in the reflection characteristics S_{11} can be noticed. The measured response of the filter follows closely the simulated response.

3 The Second-Order Cross-Couplings

The prototype response of Fig. 5 was calculated by the circuit shown in Fig. 6. The couplings between the resonators are represented by the admittance inverters $J = 1, J_1,$ and J_2 .

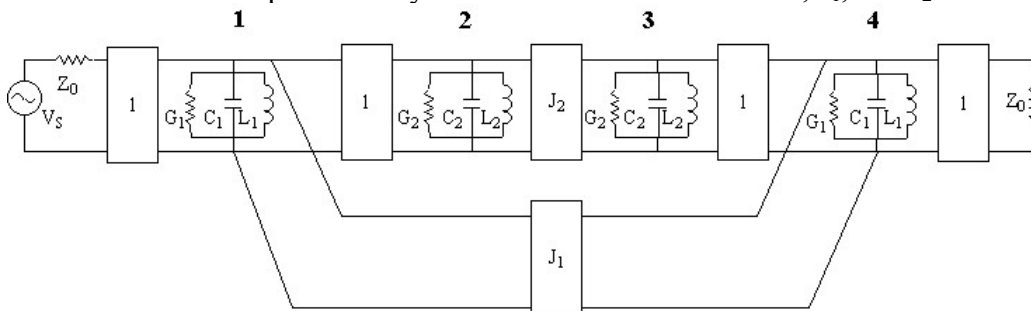


Figure 6: Equivalent circuit of a four-pole band-pass prototype filter with cross-coupled resonators.

In order to investigate the effect of the second-order cross-couplings on the filter response, additional couplings 1-3 and 2-4 were added and a new circuit resulted. The EM field simulation indicated (positive) magnetic second-order couplings, which were modelled by inductive coupling circuits. The parameters of the circuit in Fig. 9 are the following:

$$C_1 = C_2 = 1\text{pF}, L_1 = L_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1} = 6.661485\text{ nH}, L_{12} = \frac{L_1}{k_{12}} = 124.3835\text{ nH} \quad (3)$$

$$L_{13} = \frac{L_1}{k_{13}}, L_{23} = \frac{L_2}{k_{23}} = 148.6939\text{ nH}, C_{14} = \frac{|k_{14}|}{1 - |k_{14}|} C = 0.009790933\text{ pF} \quad (4)$$

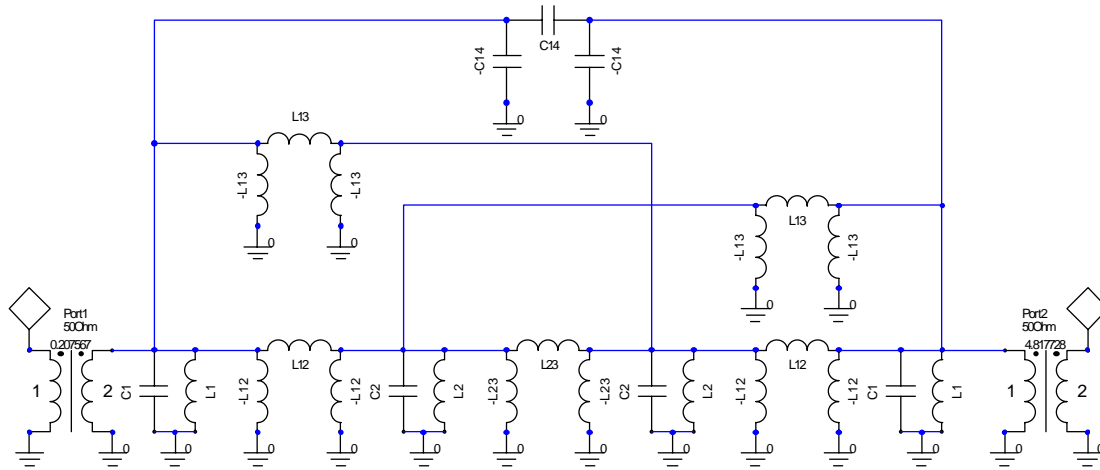


Figure 9: Lumped elements model, including second order couplings.

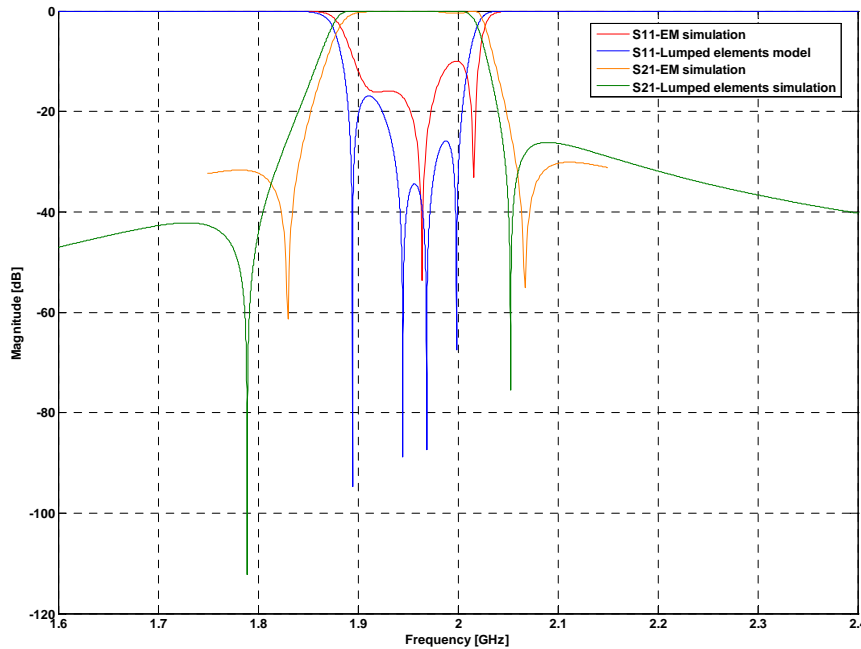


Figure 10: Frequency response of lumped elements model compared to EM simulation results.

The circuit in Fig. 9 provides a response closer to the EM field simulation results than the prototype filter. Therefore, an analysis which should include the effects of the second-order couplings is required, for an effective cross-coupled filter synthesis.

4 Conclusion

- First-order and second-order cross-couplings in a four-pole band-pass filter developed for UMTS applications were investigated.
- The negative 1-4 first-order coupling results in a quasi-elliptic response.
- The prototype filter, which uses ideal admittance inverters, does not accurately estimate the response of filters of wider fractional bandwidths, devices which require small coupling gaps for strong first-order couplings.
- The effect of the second-order cross-couplings 1-3 and 2-4 were investigated by using models with lumped elements.
- The developed filter for UMTS applications is cost-effective, compact, exhibit a quasi-elliptic response and a flat group-delay in the pass-band.
- The present study opens new perspectives on design of filters or other RF and microwave devices for targeted applications, allowing a more accurate control of the attenuation poles position and, consequently, of the frequency responses.

References

- [1] M. G. Banciu, G. Lojewski, T. Petrescu, A. Ioachim, L. Nedelcu, R. Cacoveanu, N. Militaru, D. Brinaru, D. Ghimpețeanu. *Small-Size Filters with Improved Characteristics for Wireless Communications*, Proceedings of the 35th International Scientific Symposium of the METRA, Bucharest, May 27-28, 2004, pp. 437-440.
- [2] M. G. Banciu, R. Ramer, A. Ioachim. *Compact microstrip resonators for 900 MHz frequency band*, IEEE Microwave Wireless Comp. Lett., vol. 13, 2003, pp.175-177.
- [3] G. Lojewski. *Computer Aided Design of Some Pass-Band Microstrip Compact Filters of Quasi-Elliptic Type*, (in Romanian), Telecomunicații, no. 2, 2003, pp. 43-51.
- [4] M. Sagawa, M. Makimoto, S. Yamashina. *Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators*, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-45, 1997, pp. 1078-1085.

PREISACH MODELING ACCURACY FOR MAGNETIC RECORDING MATERIALS

Valentin IONITA and Lucian PETRESCU

*MAGNAT Research Centre, Univ. "Politehnica" of Bucharest, Romania
Spl. Independentei-313, Bucharest, 060042, Romania, E-mail: vali@mag.pub.ro*

Abstract. The spectacular magnetic recording improvement involves an accurate modeling of the magnetic material, including the hysteresis phenomenon. The paper presents some considerations about the classical Preisach model accuracy for floppy disk materials. The identification procedure is based on the first-order reversal curves (FORC) which are obtained by vibrating sample magnetometer (VSM) measurements.

1. Introduction

One of the leading applications of crystalline and amorphous magnetic materials is the magnetic recording of information. The spectacular progress due to the introduction of thin films media and magnetoresistive sensors allows a very high recording density [1]. According to the main features imposed to the magnetic recording media, the materials must have [2]:

- high magnetization and coercivity, but correlated with the recording field;
- a particulate configuration, composed by monodomain particles or grains;
- narrow distribution of the particles or grains size, shapes and commutation fields;
- particles or grains as small as possible, but thermally stable;
- a good alignment of the particle or grain easy axis.

All these properties impose a carefully modeling of the material relationship in the numerical computation of the magnetic field. Fortunately, the same properties simplify the hysteresis model which may be a scalar one if one considers independent recording tracks. A first approach may be done by Preisach scalar model [3], the numerical distribution function being identified by experimental FORC. The numerical efficiency imposes a uniform meshing of the Preisach triangle. Consequently, the measured FORC must have the same values of the magnetic field strength H (model input).

2. Preisach model identification

The classical Preisach model [3] considers that a ferromagnetic material is made up of dipoles (hystérons) having a magnetic behavior described by a rectangular hysteresis cycle. The distribution of these elementary operators with respect to their up- and down-switching values (a,b) identifies the modeled material. From the experimental point of view, it is more convenient to use as the model output the normalized magnetization $m=M/M_s$, where M_s corresponds to the saturation. The model definition is done by:

$$m(H) = \iint_{S_+(H)} P(a,b) \cdot da \cdot db - \iint_{S_-(H)} P(a,b) \cdot da \cdot db \tag{1}$$

where $P(a,b)$ is Preisach distribution function and S_+, S_- are the areas corresponding to the positive and negative saturated hysterons in the Preisach triangle ($-H_s \leq b \leq a \leq +H_s$). The boundary between S_+ and S_- is a staircase line depending of all the previous values of the magnetic field H (model input).

The Preisach function identification may be done by analytical or numerical approximation. In the first case, one can determine the Preisach function by double differentiation of experimental Everret functions [4] or identifying the parameters of particular density functions (e.g. a factored -Lorentzian or a lognormal-Gauss distributions [5]); the first procedure amplifies the inherent measurement noises and the other presents unpredictable modeling errors because it isn't real justification for assuming one particular distribution function [6]. The numerical approximation involves a step-function defined on the meshed Preisach triangle and may use limited experimental data [7].

In our study, the numerical Preisach function is identified on a uniform Preisach triangle mesh, using 40 experimental FORC which are obtained by a vibrating sample magnetometer (VSM-7300, LakeShore®).

3. Experimental and numerical tests

Our study is focused on a floppy disk material having saturation point at 3000 Oe and coercivity of about 750 Oe. The complex structure of the recording media doesn't allow the separation of the active magnetic layer, so the measured magnetic moment must be normalized. Our sample has 0.0048 emu at saturation. The tests followed 2 scenarios:

- I) - the input path (H values) includes 3 minor cycles of first order (one of the reversal points is on the descending branch of the major (saturation) cycle);
- II) - the input path is an open path including reversal curves of first, second and third order.

The experimental curves, obtained by VSM, are presented in fig.1. The numerical identification of Preisach distribution function uses 40 experimental FORC, corresponding to the uniform mesh with 40 cells per axis of the Preisach triangle. The results of the numerical simulation for the 2 scenarios are presented in fig.2.

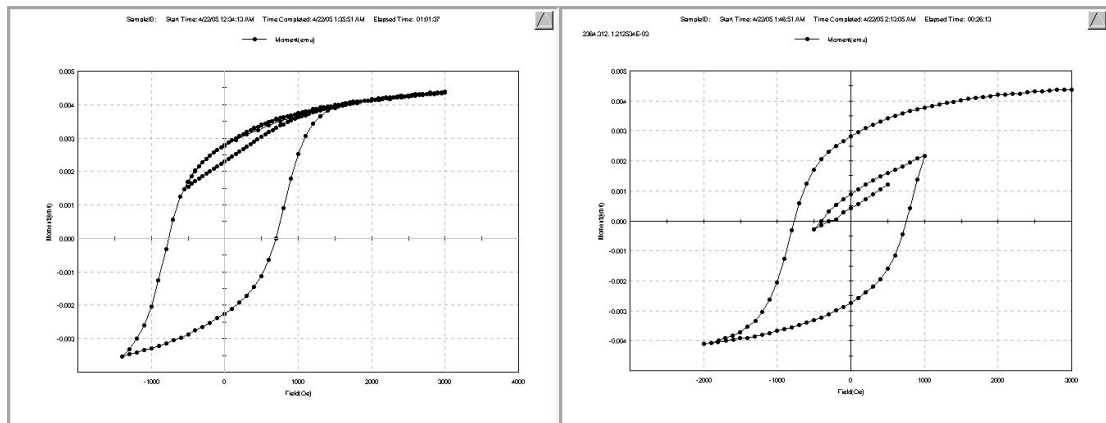


Figure 1: Experimental hysteresis curves

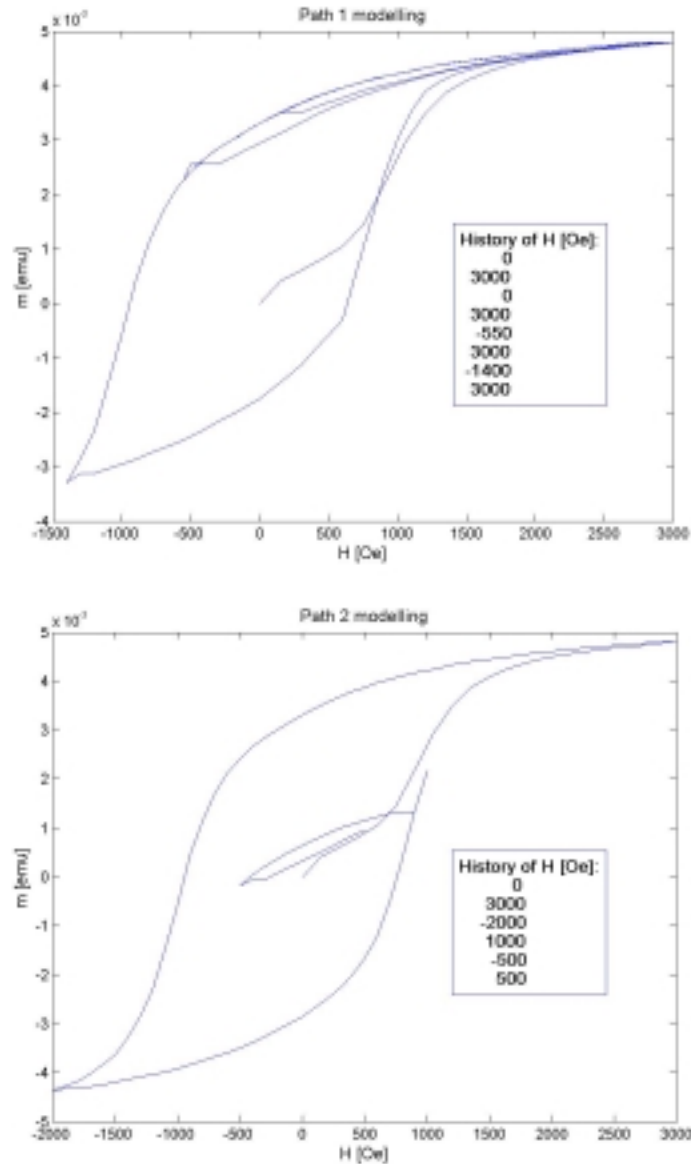


Figure 2: Modeled hysteresis curves

The Preisach modeling accuracy can be estimated by the relative mean-square error between the modeling and experimental values of the output (magnetic moment) for the same input path (H values). The obtained errors for each segment of the path are done in Table 1 for the two scenarios.

Table 1: Relative mean-square errors

<i>Scenario I</i>		<i>Scenario II</i>	
H path [Oe] (initial : step : final)	Error [%]	H path [Oe] (initial : step : final)	Error [%]
3000 : -150 : 0	2.69	3000 : -100 : -2000	14.23
0 : 150 : 3000	1.44	-2000 : 100 : 1000	3.88
3000 : -50 : -550	4.57	1000 : -100 : -500	32.97
-550 : 50 : 3000	6.8	-500 : 100 : 500	28.36
3000 : -100 : -1400	15.2		
-1400 : 100 : 3000	13.6		

4. Conclusions

The modelling accuracy strongly depends on the input history: for the first order minor cycles (scenario I) the mean error is 8.88%, but for the second order reversal curves (in scenario II) the error increases to 32.97%. The result is explained by the identification procedure which uses only FORC. Another domain of high error is around the coercivity point ($-1000 \text{ Oe} < H < -500 \text{ Oe}$), where the error is about 90.6%; the high curve slope in this zone imposes a more refined meshing of the Preisach triangle. For the segments with low curve slope, the refining has a small influence: for example, the decreasing from 3000 Oe to 0 Oe with 150 Oe by step (in scenario I), irrespectively 100 Oe (in scenario II), determines a small error decreasing – 2.22% vs. 2.69%.

The tests show a good accuracy of the Preisach model for the first order hysteresis minor curves that it may be enough to study the recording processes. A better accuracy imposes a non-uniform meshing of Preisach triangle which may complicate the numerical algorithms.

References

- [1] C.D.Mee and E.D.Daniel. *Magnetic Recording Technology*, McGraw Hill, 1996.
- [2] H.Gavrila and V.Ionita. Magnetic materials for advanced magnetic recording media, *J. Optoelectronics and Advanced Mat. (JOAM)*, **5** (2003), pp. 919-932.
- [3] I.D.Mayergoyz. *Nonlinear Diffusion of Electromagnetic Field*, Academic Press, New York, 1999.
- [4] I.D.Mayergoyz. *Mathematical Models of Hysteresis*, Springer Verlag, New York, 1990.
- [5] E.Della Torre. *Magnetic Hysteresis*, IEEE Press, Piscataway, 1999.
- [6] O.Henze and W.Rucker. Identification procedures of Preisach model, *IEEE Trans. on Magnetics*, **38** (2002), pp.833-836.
- [7] R.V.Iyer and M.E.Shirley. Hysteresis parameter identification with limited experimental data, *IEEE Trans. on Magnetics*, **40** (2004), pp.3227-3239.

RECONSTRUCȚIA ZONELOR ÎMBĂTRÂNITE ALE PIESELOR FEROMAGNETICE

Florea Ioan HĂNȚILĂ, Cleante Petre MIHAI, Mihai MARICARU

Universitatea "Politehnica" din București,

Ioan R. CIRIC - The University of Manitoba Canada,

Marlene MARINESCU - MAGTECH, Germany

Abstract. Schimbările în relația constitutivă B-H, datorate îmbătrânirii materialelor feromagnetice pot fi utilizate în detecția zonelor degradate. Deoarece schimbările caracteristicii de material sunt mici, dependența variației inducției magnetice în funcție de vectorul defectelor poate fi considerată liniară și este descrisă de matricea T. Utilizând o tehnică de pivotare Gauss, se poate extrage din această matrice o submatrice pătrată bine condiționată. Necunoscutele asociate cu această submatrice pot fi obținute ușor din celelalte necunoscute. Sunt căutate deci doar valorile binare ale necunoscutelor libere astfel încât valorile primelor necunoscute să aibă abatere cât mai mică de la valorile $\{0,1\}$. Procedura conduce la o micșorare spectaculoasă a timpului de calcul în raport cu tehnicile existente.

I. INTRODUCERE

Tehnicile de controlul nedistructiv (NDT) în câmp electromagnetic au cunoscut o dezvoltare spectaculoasă în ultimii 7 ani. Din punct de vedere al calculului câmpului electromagnetic, cercetările din domeniul controlului nedistructiv sunt orientate pe două direcții importante: detecția defectelor și reconstituirea formelor defectelor. O direcție de cercetare diferită este dedicată procedurilor de măsurare pentru câmpul magnetic. Detecția defectelor este o problema relativ simplă, deoarece ea implică doar semnalarea unei abateri a unei piese de la structura dorită. De exemplu, modificarea impedanței sau a impedanței de cuplaj pentru un sistem de bobine plasate în vecinătatea defectului poate fi exploatată pentru detecție.

Abaterea de la structura dorită nu necesită întotdeauna înlocuirea piesei. Specialiștii în rezistența materialelor au dezvoltat valoroase și complexe cercetări teoretice și experimentale în domeniul evoluției defectelor (fisurilor) care răspund la problema gravitației unui defect. Întotdeauna, punctul de plecare pentru acest studiu este forma defectului. Un studiu competent al actualelor rezultate obținute în reconstrucția formei defectelor este făcut într-un articol invitat în IEEE Trans. on Mag. [1], de către unul din cei mai mari specialiști din acest domeniu, Kenzo MIYA, șef al Laboratorului de cercetări nucleare inginerești din cadrul Universității din Tokyo.

Apariția unei fisuri schimbă net conductivitatea mediului. La excitație data, se schimbă distribuția curenților turbionari induși în piesa și, ca urmare, câmpului magnetic din vecinătatea piesei. Testarea în curenți turbionari (ECT) este deci cea mai potrivită procedură de reconstrucție a defectului [2], [3] [4], [5]. Dacă defectul este profund, atunci frecvența de lucru trebuie să conducă la o adâncime de pătrundere a câmpului electromagnetic care să permită explorarea defectului [6]. Uneori se folosesc excitații periodice nesinusoidale cu un spectru larg de armonice [7], [8], [9]. Testând diferite geometrii pentru defect, va fi validată acea formă care conduce la o abatere cât mai mică a câmpului magnetic calculat față de cel măsurat. Problema, numită și problema de câmp inversa, este prost formulată, putându-se da ușor exemple în care, la două defecte diferite, se obțin aceleași valori ale câmpului magnetic în punctele de măsură. Modelarea numerică a defectului impune reținerea unui număr finit de parametri pentru descrierea geometriei. De cele mai multe ori se definește o rețea de subdomenii în zona în care se presupune că este localizat defectul. Dacă se face simpla testare a formei defectului, atunci, pentru o rețea de n subdomenii, sunt necesare 2^n încercări, fiecare încercare implicând soluționarea unei probleme de câmp. Efortul de calcul este uriaș și sunt încercate tehnici de reducere a acestui efort (rețele neuronale [5], [10], algoritmi genetici [11]).

În instalațiile unde este necesară o mare siguranță în funcționare, cum ar fi centralele nucleare, se dorește controlul unor componente (de exemplu a țevilor schimbătoarelor de căldură), înainte de apariția fisurilor. Deformarea plastică a materialului este premergătoare apariției acestor fisuri. Cercetări recente ale specialiștilor [1] au arătat că, atunci când materialele feromagnetice trec de limita de elasticitate, caracteristica lor constitutivă **B-H** se modifică. Este sugerată posibilitatea exploatării acestei

schimbări, la detecția zonelor de îmbătrânire, în care exista probabilitatea cea mai mare de apariție a unor defecte critice, cum sunt fisurile [12]. Pe lângă dificultățile cunoscute în rezolvarea problemelor inverse de câmp electromagnetic, specifice reconstrucției formei defectelor, în cazul detecției zonelor de îmbătrânire mai apare și problema modificării relativ mici a caracteristicii **B-H**, precum și a neliniarității acestei caracteristici. Utilizarea curenților turbionari nu este eficientă, deoarece nu apar modificările drastice de conductivitate din cazul fisurilor. În acest caz se recomandă procedura câmpului de dispersie, care poate explora chiar și defecte de adâncime. Este o procedură propusă foarte recent.

Dat fiind faptul că reconstrucția unui defect necesită un efort de calcul imens pentru calculul problemelor directe, unul din principalele obiective ale cercetărilor specialiștilor este obținerea unor proceduri rapide de determinare a câmpului electromagnetic în medii liniare și / sau neliniare [4], [25]. Multe lucrări recomandă metoda elementului finit (FEM) în detecția sau reconstrucția defectelor [8], [15], [16], [17], [18], [19], [20]. Mai nou, sunt propuse metode integrale (BEM) [21], [22], [23] sau metode hibride (FEM-BEM) [9], [24].

Abaterea inducției magnetice din punctele de măsurare trebuie calculată cu precizie cât mai mare. Multe lucrări recomandă metoda elementului finit (FEM) în detecția sau reconstrucția defectelor [8], [15], [16], [17], [18], [19], [20]. Mai nou, în dorința de a obține acuratețe cât mai mare a rezultatelor în zonele de aer, unde se fac măsurătorile de câmp, sunt propuse metode integrale (BEM) [21], [22], [23], sau metode hibride (FEM-BEM) [9], [24].

Multe aplicații ale procedurilor privind reconstrucția formelor defectelor se referă la țevi de presiune, cu aplicații în centralele nucleare [4], [5], [6], [18], având și avantajul unei structuri regulate.

În țara, rezultate importante în domeniul analizei câmpului electromagnetic datorat defectelor sunt obținute la Institutul de fizică din Iași (de ex. [27]) și la Universitatea Politehnică București [28], [29], [30]. O parte din rezultate sunt rodul unor colaborări cu specialiști din Japonia, unde acestui domeniu de cercetare i se dă o deosebită atenție [9], [12], [19].

II. SOLUTIONAREA PROBLEMEI DE CÂMP MAGNETIC

Deoarece scopul cercetării este de a determina zonele de material feromagnetic îmbătrânit, procedura cea mai eficientă este MFL. Este necesară însă luarea în considerare a neliniarității caracteristicii **B-H**. Pentru tratarea neliniarității se folosește Metoda de punct fix a polarizației (PFPM): se înlocuiește relația **H=F(B)** cu relația:

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} + \mathbf{I} \tag{1}$$

unde neliniaritatea este transferată termenului **I**, de natura unei polarizații magnetice:

$$\mathbf{I} = \mathbf{B} - \mu \mathbf{F}(\mathbf{B}) = \mathbf{G}(\mathbf{B}) \tag{2}$$

Dacă funcția **F** este Lipschitziana: $\|\mathbf{F}(\mathbf{B}') - \mathbf{F}(\mathbf{B}'')\|_{\mathbf{v}} < A \|\mathbf{B}' - \mathbf{B}''\|_{\mathbf{v}}$, pentru orice **B', B''** și uniform monotona: $\langle (\mathbf{F}(\mathbf{B}') - \mathbf{F}(\mathbf{B}'')) \cdot (\mathbf{B}' - \mathbf{B}'') \rangle_{\mathbf{v}} > \lambda \|\mathbf{B}' - \mathbf{B}''\|_{\mathbf{v}}^2$, pentru orice **B', B''**, atunci se poate alege în fiecare punct permeabilitatea magnetică: $\mu(P) < 2 \mu_{\min}(P)$ astfel încât **G** să fie contracție: $\|\mathbf{G}(\mathbf{B}') - \mathbf{G}(\mathbf{B}'')\|_{\mathbf{v}} \leq \theta \|\mathbf{B}' - \mathbf{B}''\|_{\mathbf{v}}$, pentru orice **B', B''**, unde: $\langle \mathbf{X}, \mathbf{Y} \rangle_{\mathbf{v}} = \int_{\Omega} \mathbf{X} \cdot \mathbf{Y} d\Omega$, $\mathbf{v} = \frac{1}{\mu}$, iar Ω este

domeniul de calcul. Valoarea factorului de contracție θ este: $\theta = \sup_{P \in \Omega} \left[\max \left(1 - \frac{\mu(P)}{\mu_{\max}(P)}, \frac{\mu(P)}{\mu_{\min}(P)} - 1 \right) \right]$.

Deoarece μ_{\min} este mai mare decât permeabilitatea vidului μ_0 , μ poate fi ales μ_0 . În acest caz $\theta = 1 - \frac{\mu_0}{\mu_M}$

unde $\mu_M = \sup_{P \in \Omega} \mu_{\max}(P)$.

Metoda PFPM constă în următorul procedeu iterativ:

- a) se alege o valoare inițială arbitrară **I**⁽⁰⁾ pentru polarizație;
- b) la fiecare pas $n, n \geq 1$, sunt determinate **B**⁽ⁿ⁾ și **H**⁽ⁿ⁾ care verifică relațiile

$$\nabla \times \mathbf{H}^{(n)} = \mathbf{J}, \nabla \cdot \mathbf{B}^{(n)} = 0, \mathbf{B}^{(n)} = \mu \mathbf{H}^{(n)} + \mathbf{I}^{(n-1)}; \tag{3}$$

c) noua polarizație $\mathbf{I}^{(n)}$ este corectată cu relația (2), $\mathbf{I}^{(n)} = \mathbf{G}(\mathbf{B}^{(n)})$.

Pașii b) și c) sunt repetați până când cantitatea $\|\Delta\mathbf{I}^{(n)}\|_v = \|\mathbf{I}^{(n)} - \mathbf{I}^{(n-1)}\|_v$ este suficient de mica.

Pentru orice \mathbf{I} exista un și numai un câmp magnetic $\mathbf{B} = \mathbf{Z}(\mathbf{I})$ care verifica relațiile (3). Funcția \mathbf{Z} este neexpansivă. Adică $\|\mathbf{Z}(\mathbf{I}') - \mathbf{Z}(\mathbf{I}'')\|_v \leq \|\mathbf{I}' - \mathbf{I}''\|_v$. Schema de mai sus este o procedura Picard-Banach pentru calculul punctului fix al funcției compuse $W = \mathbf{GZ}$, care același factor de contracție ca și G .

Pot fi evaluate erorile fata de soluția exacta a problemei de câmp \mathbf{B}^* :

$$\varepsilon_B = \|\mathbf{B}^* - \mathbf{B}^{(n)}\|_v \leq \frac{1}{1-u} \|\mathbf{I}^{(n)} - \mathbf{I}^{(n-1)}\|_v \tag{4}$$

Convergența din procedura iterativa anterioara poate fi îmbunătățită folosind suprarelaxarea. Din relația erorii rezulta ca avem nevoie de o valoare cat mai mica pentru $\|\Delta\mathbf{I}^{(n)}\|_v$ cu scopul de a fi cât mai aproape de soluția exacta. Dacă $\mathbf{I}^{(n)} = \mathbf{W}(\mathbf{I}^{(n-1)})$ atunci căutam $\underline{\mathbf{I}}^{(n)} = \mathbf{I}^{(n-1)} + \omega(\mathbf{I}^{(n)} - \mathbf{I}^{(n-1)})$

astfel încât $h(\omega) = \|\mathbf{W}(\underline{\mathbf{I}}^{(n)}) - \underline{\mathbf{I}}^{(n)}\|_v^2$ să fie cât mai mic posibil. Rezolvăm următoarea ecuație:

$$\frac{1}{2} h'(\omega) = \left\langle \frac{d\mathbf{G}}{d\mathbf{B}} \Big|_{\mathbf{B}^{(n)} + \omega\Delta\mathbf{B}^{(n+1)}} \Delta\mathbf{B}^{(n+1)} - \Delta\mathbf{I}^{(n)}, \mathbf{G}(\mathbf{B}^{(n)} + \omega\Delta\mathbf{B}^{(n+1)}) - (\mathbf{I}^{(n-1)} + \omega\Delta\mathbf{I}^{(n)}) \right\rangle = 0$$

Se obțin factori de suprarelaxare cuprinși între 1,4 și 120.

Pentru soluționarea problemei de câmp liniare de la fiecare iterație din procedura PFPM se alege metoda funcției Green. In procedura numerică, se împart domeniile feromagnetice în subdomenii și pe fiecare subdomeniu se mediază valoarea lui \mathbf{B} . Apoi se poate face imediat corecția polarizației \mathbf{I} pe fiecare subdomeniu. Deci calculele numerice se fac conform schemei:

$$\dots \rightarrow \mathbf{I}_{k-1} \xrightarrow{W} \mathbf{B}_k \xrightarrow{M} \tilde{\mathbf{B}}_k \xrightarrow{G} \mathbf{I}_k \rightarrow \dots$$

unde funcția M face medierea pe subdomenii. Se poate arata ca ea este neexpansivă. De aici rezultă că dacă în PFPM se rezolvă problemele de câmp liniare cu metoda funcției Green și se face medierea lui \mathbf{B} pe subdomenii, procedura numerică iterativă este convergentă.

In cazul configurațiilor plan-paralele avem:

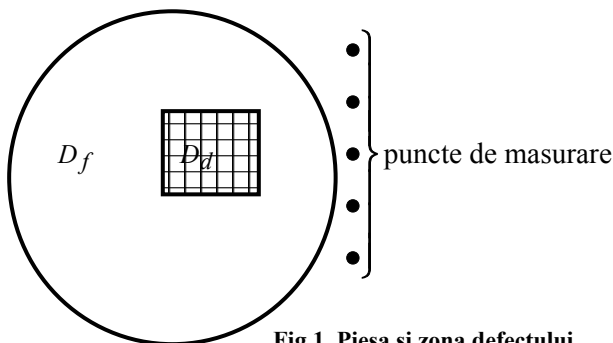


Fig.1. Piesa si zona defectului

$$\mathbf{B}_0 = -\frac{\mu_0}{2\pi} \sum_{k=1}^{n_j} J_k \oint \frac{\ln R}{\partial \gamma_k} d\mathbf{l} = \sum_{k=1}^{n_j} \mathbf{u}_k J_k,$$

deoarece densitatea de curent este constanta pe subdomeniile γ_k și

$$\mathbf{B} = -\frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^{n_f} \oint_{\partial \omega_k} \frac{\mathbf{k} \times \mathbf{R}}{R^2} (\mathbf{I}_k d\mathbf{l}),$$

deoarece polarizația este constanta pe subdomeniile ω_k . Inducția medie pe subdomeniul ω_l este:

$$\tilde{\mathbf{B}}_l = \frac{1}{\mathfrak{A}(\omega_l)} \int_{\omega_l} \mathbf{B} dS = -\frac{1}{\mathfrak{A}(\omega_l)} \sum_{k=1}^{n_f} \alpha_{lk} \mathbf{I}_k,$$

unde $\alpha_{lk} = \frac{1}{2\pi} \oint_{\partial \omega_l} \oint_{\partial \omega_k} \ln R d\mathbf{l}_i; d\mathbf{l}_k$.

Utilizarea funcției Green pentru calculul câmpului magnetic în cadrul unei iterații are câteva avantaje importante fata de alte metode:

- se împart doar domeniile feromagnetice în subdomenii, necunoscutele fiind asociate acestor subdomenii (elemente de volum);
- subdomeniile au forma poligonală (poliedrală) arbitrara și pot aproxima oricât de bine geometria corpurilor feromagnetice, fără a mări numărul de necunoscute (spre deosebire de orice altă metodă);
- nu este necesară introducerea unei frontiere de limitare a domeniului de calcul ca în metodele diferențiale;
- câmpul magnetic verifică cu exactitate relațiile $rotH = J$ și $divB = 0$ (în corpurile feromagnetice nu este verificată exact relația constitutivă B-H);
- rezolvarea problemei de câmp nu presupune rezolvarea unui sistem de ecuații; ea se face prin înmulțirea matricei polarizațiilor cu o matrice;
- aceasta matrice se calculează o singură dată, fiind valabilă pentru toate iterațiile;
- utilizarea funcției Green în metoda polarizației permite paralelizarea naturală a procedurii de calcul al câmpului magnetic.

Fie domeniul feromagnetic D_f în care dorim să determinăm forma zonei în care materialul a suferit o îmbătrânire, deci o modificare a caracteristicii B-H. Împărțim zona defectului D_d (Fig.1) într-o rețea de n subdomenii ω_i cu ajutorul cărora descriem, numeric, forma defectului. Aceste subdomenii fac parte din rețeaua de n_f subdomenii în care este împărțită piesa. În afara piesei, sunt definite m puncte P_j în care măsurăm inducția magnetică B_j .

Prima problemă de câmp magnetic ce trebuie rezolvată este cea a piesei fără defect. Pentru exemplificare să presupunem că o țevă de oțel, a cărei caracteristică B-H este descrisă în Fig.2, este parcursă de curentul $I=100A$. Diametrele interioare și exterioare ale țevii sunt $d_i=20$ mm și respectiv $d_e=26$ mm. Discretizarea domeniului țevii și a zonei defectului sunt date în Fig.3a. Zona defectului este descrisă de primele 36 subdomenii iar măsurarea câmpului magnetic se face în 12 puncte (Fig.3.b).

Iterațiile din metoda polarizației se opresc atunci când eroarea relativă este:

$$\epsilon_r = \frac{\|I_k - I_{k-1}\|_v}{\|I_k\|_v} \leq 10^{-14}$$

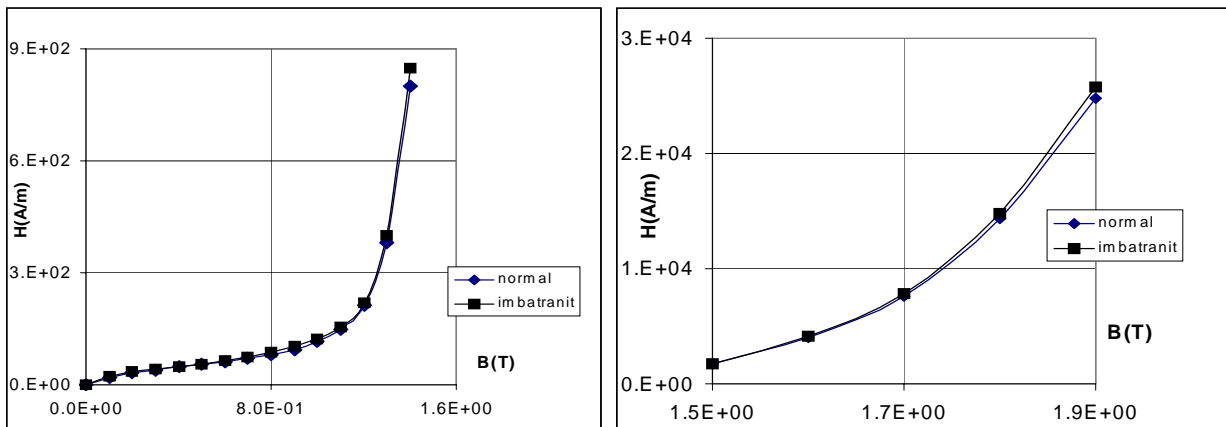


Fig.2. Caracteristica B-H

III. PROBLEMA DE CÂMP INVERSĂ

Superpoziția defectelor

Modificarea caracteristicii B-H conduce la mici modificări ale câmpului magnetic în piesa și în punctele de măsurare. Se observă că modificările de câmp magnetic date de defecte se bucură de proprietatea de superpoziție. Dacă admitem că modificările datorate defectelor sunt mici, atunci câmpul magnetic diferența poate fi calculat și direct.

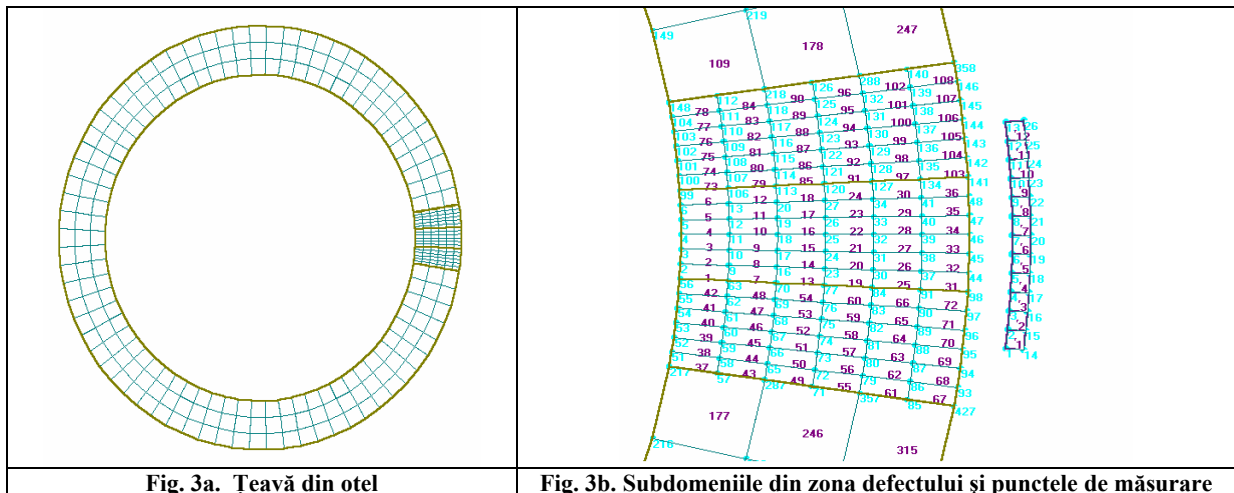


Fig. 3a. Țeavă din oțel

Fig. 3b. Subdomeniile din zona defectului și punctele de măsurare

Reconstrucția formei defectului

Fie $\xi \in 2^n$ vectorul defectelor descris de cele n subdomenii din zona defectului. Elementele vectorului defectelor sunt 0 sau 1. Dacă am dori să luăm în considerare u forme pentru caracteristica B-H, atunci $\xi \in u^n$. Volumul de calcule ar crește foarte mult. Fie $\eta \in R^m$ vectorul mărimilor diferența din punctele de măsurare. În cazul inducției magnetice, m poate fi dublul numărului punctelor de măsurare, dacă luăm în considerare ambele componente din coordonatele polare ale lui B: B_r și B_t . În cazul țevii parcurse de curent, ar putea fi interesant de reținut doar componenta radială B_r , deoarece inducția diferența este de același ordin de mărime cu inducția. Avem: $\eta = T \xi$, unde T este matricea de detecție. Coloana j din matricea T se obține prin determinarea inducțiilor diferența din punctele de măsurare atunci când defectul se afla în subdomeniul j . Procedura iterativă se inițializează cu valoarea finală a polarizațiilor obținute la calculul coloanei $j-1$. Nu toate punctele de măsurare dau informații la fel de utile pentru detectarea defectului. Ca urmare, nu sunt utile toate liniile și coloanele acestei matrice. Se partiționează matricea de detecție conform relației:

$$\begin{pmatrix} \eta_p \\ \eta_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{pp} & T_{pl} \\ T_{qp} & T_{ql} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \xi_p \\ \xi_l \end{pmatrix} \tag{5}$$

unde matricea T_{pp} este suficient de bine condiționată și $p+q=m$ iar $p+l=n$. Algoritmul de partiționare este asemănător procedurii Gauss cu dubla pivotare: se alege linia și coloana care oferă cel mai mare pivot, iar dacă acesta este mai mic decât o valoare impusă se oprește căutarea și se obține partiționarea din (5). Evident, cu cât valoarea impusă este mai mică, cu atât dimensiunea matricei T_{pp} este mai mare.

Conform cu (5) putem scrie: $\eta_p = T_{pp}\xi_p + T_{pl}\xi_l$ și deci:

$$\xi_p = T_{pp}^{-1}\eta_p - T_{pp}^{-1}T_{pl}\xi_l = \varphi_p - P_{pl}\xi_l \tag{6}$$

În relația (6) se dau valori (cu elemente 0 sau 1) vectorului $\xi_l \in 2^l$ și se compară elementele vectorului

ξ_p cu 0 sau 1. De exemplu: $\varepsilon_1 = \sum_{k=1}^p \min(|\xi_{pk}|, |\xi_{pk} - 1|) < \varepsilon$, unde ε este o eroare impusă. Dacă

inegalitatea este îndeplinită, considerăm ca defectul este acceptat. Dacă se folosește o valoare prea mare pentru ε , este posibil ca numărul de defecte acceptate să fie prea mare. În acest caz (pentru mai mult de 20 de defecte), algoritmul de calcul elaborat micșorează valoarea lui ε . Dacă valoarea lui ε este prea mică, atunci este posibil ca să nu obținem nici un defect, eroarea de măsurare fiind prea mare. În acest caz, algoritmul mărește valoarea lui ε . Modificarea valorii ε se face prin divizarea intervalului ($\varepsilon_{min}, \varepsilon_{max}$) ales inițial: dacă ε nu este corespunzător, atunci se alege media

ponderata: $\varepsilon = \frac{\alpha\varepsilon_{min} + \beta\varepsilon_{max}}{\alpha + \beta}$ si se modifica limitele intervalului: $\varepsilon_{min} = \varepsilon$, daca valoarea este prea mica, sau $\varepsilon_{max} = \varepsilon$, daca este prea mare. Deoarece decizia ca ε este prea mic se poate lua doar după parcurgerea tuturor valorilor din 2^l , este recomandabil ca $\beta \geq \alpha$. În aplicațiile făcute, s-a ales $\alpha=1$ si $\beta=3$. Pentru reducerea timpului de calcul, este util sa fie alese cât mai multe puncte de măsurare, fără grija ca o parte din ele vor fi inutile; algoritmul selectează acele puncte care conduc la o matrice T_{pp} nesingulară.

Exemplul 1. Defect exterior. Zona defectului are 36 subdomenii iar pentru măsurare avem 12 puncte unde se fac 24 măsurători. Rezulta o matrice T_{pp} cu dimensiunea $p = 14$, pentru o dimensiune minima de pivot de 10^{-9} . Fie un defect exterior, care ocupa subdomeniile 21, 22, 28, 34 (Fig.3b). Soluționând problema de câmp directa, se obține vectorul η_0 al valorilor inducției din punctele de măsurare. Simularea erorii de măsurare (a zgomotului) se face amplificând aceste valori cu $(1 \pm \varepsilon_M)$. Pentru o eroare de măsurare $\varepsilon_M = 0,4\%$ se obțin formele din Fig.4a. La eroarea $\varepsilon_M = 0,2\%$ apare forma reala a defectului (Fig.4b) iar la $\varepsilon_M = 0,1\%$ singura forma reconstituita este chiar defectul (Fig.4c). Celelalte subdomenii sunt destul de grupate în zona reala a defectului. La o eroare de măsurare de $0,2\%$, între defectele acceptate, apare si defectul real, cu credibilitate mult mai mare decât a celorlalte defecte, iar la eroare de $0,1\%$, defectul real este singurul credibil.

Credibilitatea defectului i a fost definita cu relația:
$$cred = \frac{e^{-\varepsilon_i^2}}{\sum_{k=1}^{N_d} e^{-\varepsilon_k^2}} \tag{7}$$

unde N_d este numărul de defecte acceptate. Sunt acceptate 10 defecte. Daca impunem un singur defect acceptat, adică impunem sa fie ales defectul pentru care ε_1 din relația (21) este minim, atunci, la erorile de măsurare $0,2\%$ si $0,1\%$ apare doar defectul real.

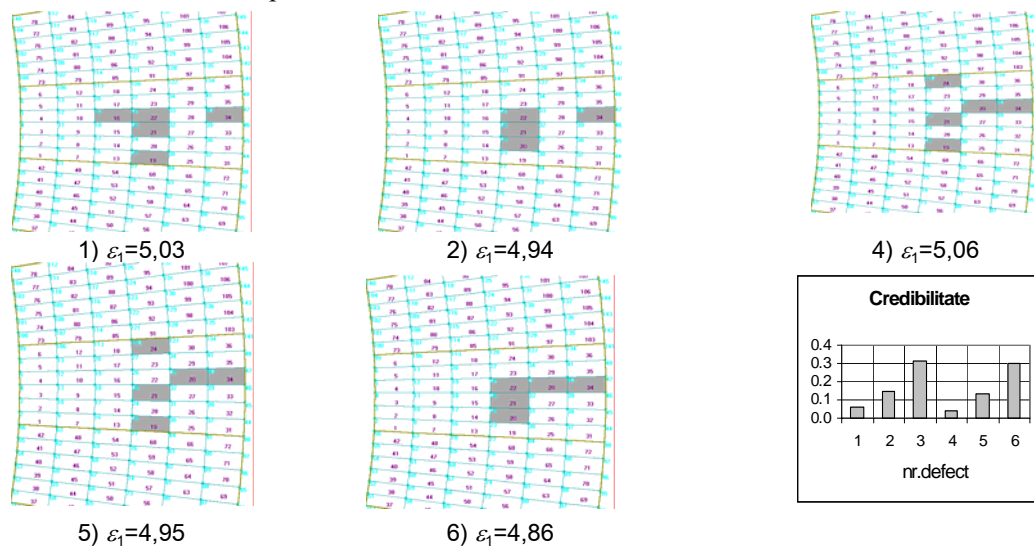


Fig.4a. Reconstrucția defectului exterior, cu o eroare de masurare de 0,4%

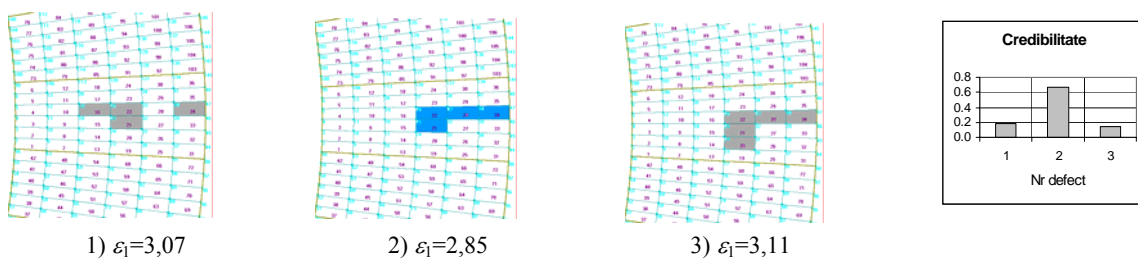


Fig.4b. Reconstrucția defectului exterior cu o eroare de măsurare de 0,2%

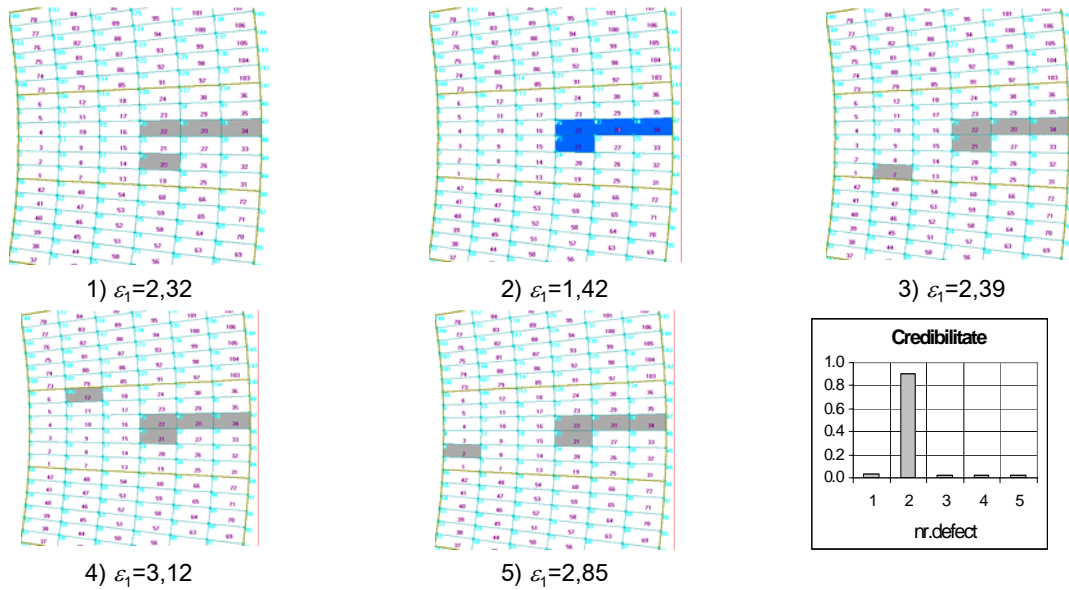


Fig.4c. Reconstrucția defectului exterior cu o eroare de măsurare de 0,1%

Exemplul 2. Defect interior Fie un defect interior ce ocupă subdomeniile 3,4,10,16 (Fig.3b). Sunt acceptate cel mult 4 defecte. Începând cu eroarea de măsurare 0,1% apare defectul real, cu credibilitatea cea mai mare (Fig.5). Dacă s-ar alege opțiunea cu un singur defect, atunci se obține direct defectul real.

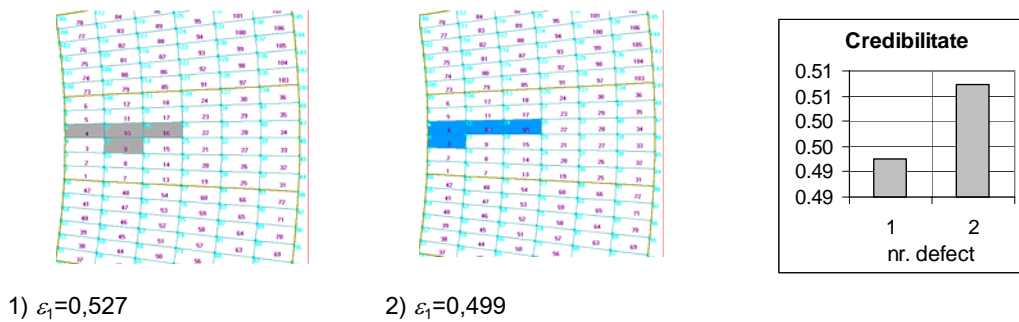


Fig.5. Reconstrucția defectului interior cu o eroare de măsurare de 0,1%

Daca submatricea are dimensiunea $p \times p$, atunci viteza de calcul are o creștere spectaculoasa de cel puțin 2^p ori. Căutarea se reduce la necunoscutele secundare și fiecare încercare consta în simpla înmulțire a unei matrice cu un vector. In exemplul numeric prezentat, se alege pentru determinarea submatricei T_{pp} o margine inferioara de 10^{-9} pentru pivot, rezultând dimensiunea 14×14 pentru aceasta matrice și dimensiunea 22 pentru vectorul ξ_l . Reconstrucția unui defect, incluzând căutarea erorii de acceptare ϵ , necesita 20 sec. pe un calculator cu procesor INTEL de 2,66GHz. (Căutarea directa ar necesita cca.100 ore). Algoritmul ales pentru soluționarea problemei directe permite determinarea matricei T in 110 sec. Procedura va fi extinsa la structuri 3-D. Se va analiza posibilitatea localizării succesive a defectului (procedeu ‘lupa’)

IV. CONCLUZII

Utilizarea câmpului electromagnetic in controlul și reconstrucția defectelor este un obiectiv prioritar in cercetarea din ingineria electrica, oferind câteva importante avantaje și putând fi asociata altor proceduri NDT. Integrearea industriei românești in economia europeana depinde decisiv de calitatea produselor, deci și de procesele de testare și control. Din păcate, investigațiile privitoare la forma defectelor necesita rezolvarea unor complicate probleme inverse de câmp electromagnetic: cunoscând valorile abaterilor inducțiilor magnetice dintr-un număr finit de puncte de măsurare, se determina forma defectului. Problema este prost formulata din punct de vedere matematic, iar soluționarea ei se face, in general, prin soluționarea unui număr foarte mare de probleme directe pentru o mulțime de defecte probabile și prin compararea inducțiilor magnetice calculate, cu cele măsurate. Efortul uriaș de calcul presupune utilizarea unor echipamente de calcul de mare performanta (supercalculatoare). Acuratețea de calcul trebuie sa fie suficient de mare încât sa poată fi puse in valoare diferențele dintre inducțiile măsurate pentru piesele corecte și cele defecte. Ca urmare sunt necesare discretizări foarte fine in metodele

numerice, fapt care mărește în plus timpii de calcul. Dacă NDT urmărește depistarea zonelor îmbătrânite ale pieselor feromagnetice, unde exista pericolul apariției fisurilor, atunci procedurile de calcul ale câmpului electromagnetic trebuie să pună în evidență micile modificări ale caracteristicii B-H pentru materialul îmbătrânit, fapt care complică și mai mult problema acurateții rezultatelor. Evident trebuie luată în considerare neliniaritatea mediului. Tehnica prezentată este deosebit de eficientă. Reconstrucția unui defect necesită mai puțin de 20s. pe un PC cu procesor INTEL de 2,66 GHz..

Bibliografie

- [1] K.Miya, Recent Advancement of Electromagnetic Nondestructive Inspection Technology in Japan, *IEEE Trans. Magn.*, p.321-325, 2002,
- [2] Pavo, J., and K. Miya, Reconstruction of crack shape by optimization using eddy current field measurement, *IEEE Trans. Magn.*, p.3407-3410, 1994
- [3] Fukutomi, H., H. Huang, T. Takagi, and J. Tani, Identification of crack depths from eddy current testing signal, *IEEE Trans. Magn.*, p.2893-2896, 1998,
- [4] Takagi, T., Haoyu Huang, H. Fukutomi, and Junji Tani, Numerical evaluation of correlation between crack size and eddy current testing signal by a very fast simulator, *IEEE Trans. Magn.*, p.2581-2584, 1998,
- [5] M.Kuczmann, A.Ivanyi, Simulation of Eddy Current Testing Method in Magnetic Materials, *Apl. Eltm. and Mec.*, p.493-494, 2001,
- [6] Chady, T., M. Enokizono, and R. Sikora, Neural network models of eddy current multi-frequency system for nondestructive testing, *IEEE Trans. Magn.*, p.1724-1727, 2000,
- [7] Clauzon, T., F. Thollon, and A. Nicolas, Flaws characterization with pulsed eddy currents NDT, *IEEE Trans. Magn.*, p.1873-1876, 1999,
- [8] Patel, U., and D. Rodger. Finite element modelling of pulsed eddy currents for nondestructive testing, *IEEE Trans. Magn.*, p.1593-1596, 1996,
- [9] G.Preda, B.Cranganu-Cretu, O.Mihalache, F.Hantila, Z.Chen and K.Miya, Nonlinear FEM-BEM Formulation and Model-Free Inversion Procedure for Reconstruction of Cracks Using Pulse Eddy Currents, *IEEE Trans. Magn.*, p.1241-1244, 2002,
- [10] Arkadan, A.A., Y. Chen, S. Subramanian, and S.R.H. Hoole, NDT identification of a crack using ANNs with stochastic gradient descent, *IEEE Trans. Magn.*, p.1984-1987, 1995,
- [11] Arkadan, A.A., T. Sareen, and S. Subramaniam, Genetic algorithms for nondestructive testing in crack identification, *IEEE Trans. Magn.*, p.4320-4322, 1994,
- [12] B.Cranganu-Cretu, F.Hantila, G.Preda, Z.Chen, K.Miya, Direct computation of static difference magnetic field in nonlinear magnetic materials and application to shape reconstruction of damaged areas in aging materials, *IEEE Trans. Magn.*, p.1073-1076, 2002,
- [13] Renhart, W., and C.A. Magele, The treatment of cracks in NDT problems using FEM, *IEEE Trans. Magn.*, p.873-876, 1990,
- [14] Hong-bae Lee, Hyun-Kyo Jung, Song-yop Hahn, and Jin-Kyo Chung, An inverse analysis for crack identification in eddy current NDT of tubes, *IEEE Trans. Magn.*, p.3403-3406, 1994,
- [15] Badics, Z., Y. Matsumoto, K. Aoki, F. Nakayasu, M. Uesaka, and K. Miya, An effective 3-D finite element scheme for computing electromagnetic field distortions due to defects in eddy-current nondestructive evaluation, *IEEE Trans. Magn.*, p.1012-1020, 1997,
- [16] Badics, Z., H. Komatsu, Y. Matsumoto, K. Aoki, F. Nakayasu, and K. Miya, A thin sheet finite element crack model in eddy current NDE, *IEEE Trans. Magn.*, p.3080-3083, 1994,
- [17] Michelsson, O., and F.H. Uhlmann, On the use of the 3D H- φ -formulation for the forward solution for eddy current nondestructive testing, *IEEE Trans. Magn.*, p.2672-2675, 1998,
- [18] Tsuboi, H., M. Tanaka, M. Kimura, and K. Ikeda, Three-dimensional finite element analysis of nondestructive testing of metallic tubular product, *IEEE Trans. Magn.*, p.3721-3723, 1999,
- [19] Z.Chen, G.Preda, O.Mihalache, K.Miya, A Fast Scheme for Forward Analysis of Nonlinear Electromagnetic Problems, *Apl. Eltm. and Mec.*, p.497-498, 2001,
- [20] M.Tanaka, H.Tsuboi, Numerical techniques in finite element analysis of eddy current testing problem, *Apl.Eltm.and Mec.*, p.501-502, 2001
- [21] Hyang-Beom Lee, and Dong-Hun Kim, Numerical analysis of eddy current NDT for a tube with cracks using 3D indirect BIEM, *IEEE Trans. Magn.*, p.3724-3726, 1999,
- [22] Hyang-Beom Lee, and Dong-Hun Kim, Impedance calculation for a plate with crack in eddy current NDT using 3D indirect BIEM, *IEEE Trans. Magn.*, p.3131-3133, 2000,
- [23] Michelsson, O., and F.H. Uhlmann, A boundary-integral based forward solution for eddy current nondestructive testing, *IEEE Trans. Magn.*, p.756-759, 2000,
- [24] Fetzer, J., S. Kurz, and G. Lehner, The coupling of boundary elements and finite elements for nondestructive testing applications, *IEEE Trans. Magn.*, 677-681, 1997,
- [25] Tanaka, M., K. Ikeda, and H. Tsuboi, Fast simulation method for eddy current testing, *IEEE Trans. Magn.*, 1728-1731, 2000,
- [26] Gangzhu Chen, A. Yamaguchi, and K. Miya, A novel signal processing technique for eddy-current testing of steam generator tubes, *IEEE Trans. Magn.*, 642-648, 1998,
- [27] Grimberg, R., A. Savin, E. Radu, and O. Mihalache, Nondestructive evaluation of the severity of discontinuities in flat conductive materials by an eddy-current transducer with orthogonal coils, *IEEE Trans. Magn.*, 299-307, 2000,
- [28] D.Ioan, F.Hantila, M.Rebican, C.Constantin, FLUXSET sensor analysis based on nonlinear magnetic wire model of the core, *Apl. Eltm. and Mec.*, p.160-169, 1998,
- [29] F. Hantila, C.Mihai, C.Ifrim, and T.Leuca, A New Procedure for Reconstruct the Aged Regions of the Ferromagnetic Bodies, lucrare aprobată pentru IGTE'04, Graz, Austria, 15-20 sept., 2004,
- [30] C. Mihai, Procedee electromagnetice nedestructive pentru evaluarea defectelor în materiale, teza de doctorat, Universitatea Politehnica Bucuresti, facultatea Electrotehnica, 2003.

Distorting and Unbalanced Operating Regime – A Possible Diagnosis Method?

Petre-Marian NICOLAE,
*University of Craiova. Faculty of Electrotechnics,
pnicolae@elth.ucv.ro, Decebal Blv. 107, Craiova, 200440, ROMANIA*

Abstract. The paper deals with a synchronous generator from an energetic group with distorting and unbalanced behaviour during its steady state operation. Waveforms from main and auxiliar generators and from the main generator excitation winding were analyzed. Harmonics determinations and powers calculations were done. For a low harmonic level in the main generator stator, conclusions on the generator steady state operation can be made. Even harmonics could be caused either by an asynchronous thyristors control or by the auxiliar generator unbalanced operation.

1. Introduction

The occurrence of a distorting regime, either in the main generator stator, or in the winding supplied from the auxiliar generator stator from an energetic group leads to the apparition of high harmonic magnetic fields. These penetrate the stator and rotor iron cores, causing an increase of losses in iron as compared to the sine regime, determined by the fundamental harmonic. Therefore overheatings of windings and iron core, as well as pulsating couples and noises can occur [3]. Moreover, the harmonic currents (mainly those from the side toward rotor) can induce voltages that can propagate through the energetic group metallic parts and consequently they can have a negative influence over the protection apparatus operation [4]. The voltages induced as described before can accidentally start the generator protections, causing unpleasant effects over the entire energetic system [11].

2. Waveforms Recording

The recording of currents and voltages waveforms was done using two data acquisition systems, with sample frequency as high as 4 000 Hz. In this way it was possible to record the first 40 harmonics. The first data acquisition system was used to record data from the secondary windings of the current and voltage transformers for the main generator (fig.1). The second data acquisition system was used to record data corresponding to the time-variation of the currents from the current reductors and the data corresponding to voltages were recorded directly from the auxiliar generator terminals. The second data acquisition system was also used to record the waveforms after the rectifier that is full-controlled by thyristors. The current after the rectifier was recorded using a 60mV shunt and the voltage after rectifier was directly recorded. These quantities waveforms are depicted by fig. 2.

The presented recorded waveforms correspond to an active power (as indicated by the test apparatus) of 209.26 MW and respectively to a reactive power of 24.62 MVar.

3. Experimental determinations

The processing of waveforms was done in order to determine the energetic parameters for quality (shape factor, peak factor, distorting coefficient) , the phases active and reactive powers and respectively the total three-phase powers.

The original soft relies on the Fourier decomposition using a Fast Fourier Transform (FFT) of the experimental data [6], [7]:

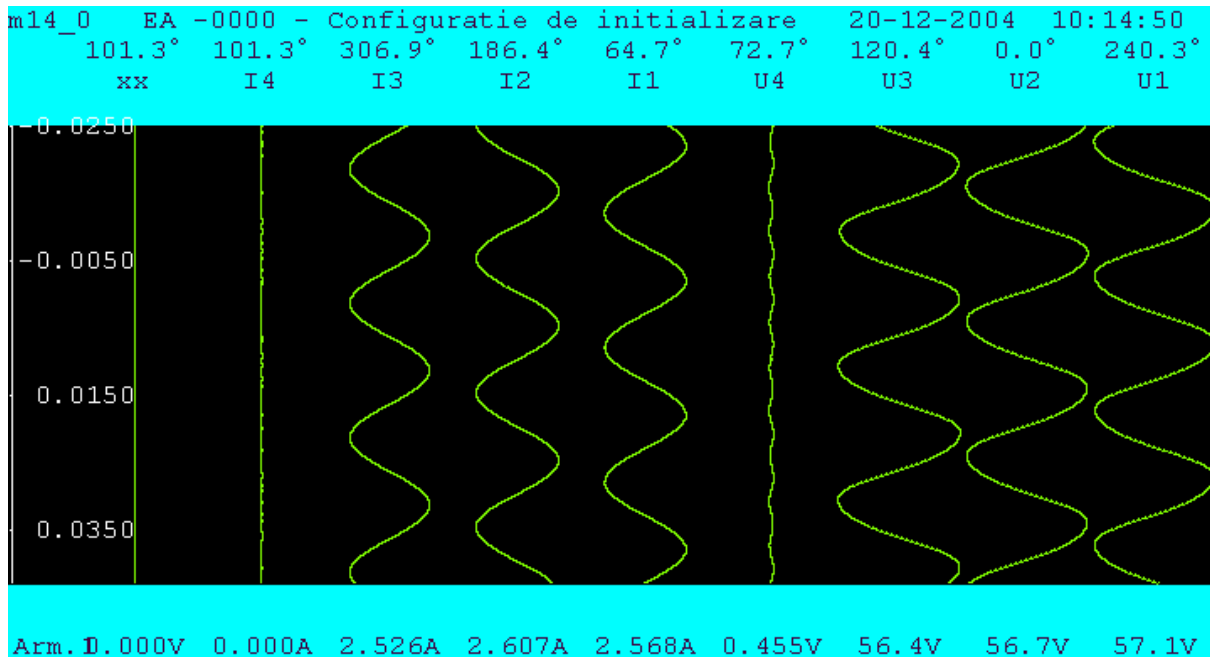


Fig. 1: The currents and the voltages at synchronous generator terminals

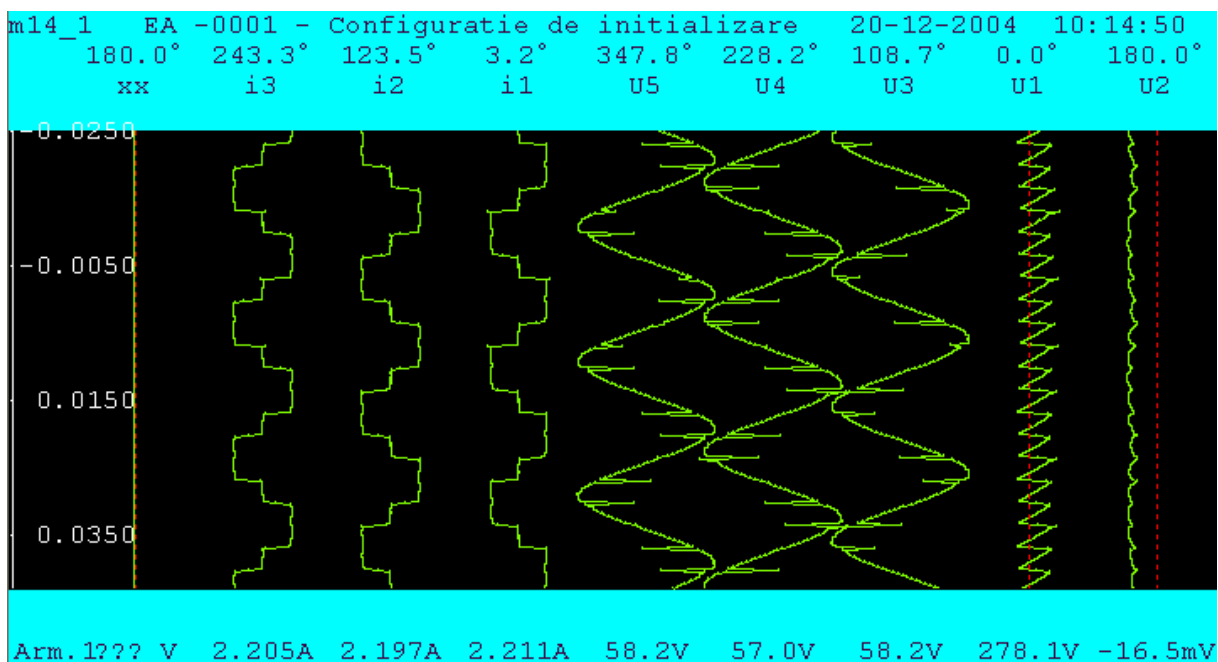


Fig. 2: The currents and the voltages at auxiliary synchronous generator terminals and d.c. voltage and current

$$y(t) = Y_0 + \sum_{k=1}^n \sqrt{2} Y_k \sin(k\omega t + \gamma_k) \tag{1}$$

The quality and energetic parameters are calculated by means of the following equations [6]

- Peak factor

$$k_V = \frac{Y_{\max}}{Y} = \frac{Y_{\max}}{\sqrt{\sum_{k=0}^n Y_k^2}} \tag{2}$$

- Shape factor

$$k_f = \frac{Y}{\frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0 + \frac{T}{2}} y(t) dt} \quad (3)$$

- Distorting factor

$$k_d = \frac{Y_d}{Y} = \frac{\sqrt{Y_0^2 + \sum_{k=2}^n Y_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=0}^n Y_k^2}} = THD \quad (4)$$

- Single phase fundamental active power

$$P_{11} = U_1 I_1 \cos \varphi_1 \quad (5)$$

- Single phase active power

$$P_1 = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^n U_k I_k \cos \varphi_k \quad (6)$$

- Single phase fundamental reactive power

$$Q_{11} = U_1 I_1 \sin \varphi_1 \quad (7)$$

- Single phase reactive power

$$Q_1 = \sum_{k=1}^n U_k I_k \sin \varphi_k \quad (8)$$

- Three-phase active power

$$P = 3P_1 \quad (9)$$

- Three-phase reactive power

$$Q = 3Q_1 \quad (10)$$

4. Decomposition and analysis of voltages and currents waveforms

4.1. Decomposition and analysis of stator waveforms

The waveforms corresponding to voltages and currents from the stator phases were decomposed into 40 harmonics. Fig. 3 depicts the harmonic content of the voltage from phase no. 1 and Fig. 4 depicts the harmonic content of the current through the same phase. In both cases the initially decomposed signal was reconstructed using its harmonics up to the 40-th order. Each time there were revealed small differences between the initial values and those obtained after reconstruction. The quality parameters of the phase quantities are as follows:

Voltage of phase 1

RMS value [V]:

$$Xef_u1 = 1.4125e+004$$

Peak factor:

Voltage of phase 2

RMS value [V]:

$$Xef_u2 = 1.3571e+004$$

Peak factor:

Voltage of phase 3

RMS value [V]:

$$Xef_u3 = 1.4048e+004$$

Peak factor:

Kv_u1 =1.3809e+000
 Shape factor:
 Kf_u1 =1.0873e+000
 UTHD1:
 Kd2_u1 =4.5943e+000

Kv_u2 =1.3907e+000
 Shape factor:
 Kf_u2 =1.0888e+000
 UTHD2:
 Kd2_u2 = 3.8131e+000

Kv_u3 =1.3964e+000
 Shape factor:
 Kf_u3 =1.0890e+000
 UTHD3:
 Kd2_u3 =5.3452e+000

Current of phase 1
 RMS value [A]:
 Xef_i1 = 5.0759e+003
 Peak factor:
 Kv_i1 =1.4170e+000
 Shape factor:
 Kf_i1 =1.0951e+000
 ITHD1:
 Kd2_i1 = 2.6564e+000

Current of phase 2
 RMS value [A]:
 Xef_i2 = 4.8828e+003
 Peak factor:
 Kv_i2 =1.4259e+000
 Shape factor:
 Kf_i2 =1.0971e+000
 ITHD2:
 Kd2_i2 =2.5506e+000

Current of phase 3
 RMS value [A]:
 Xef_i3 =5.1868e+003
 Peak factor:
 Kv_i3 =1.4224e+000
 Shape factor:
 Kf_i3 =1.0937e+000
 ITHD3:
 Kd2_i3 = 2.6327e+000

The computed total active and reactive powers are: P =209.25 [MW]; Q = 24.212 [MVar].

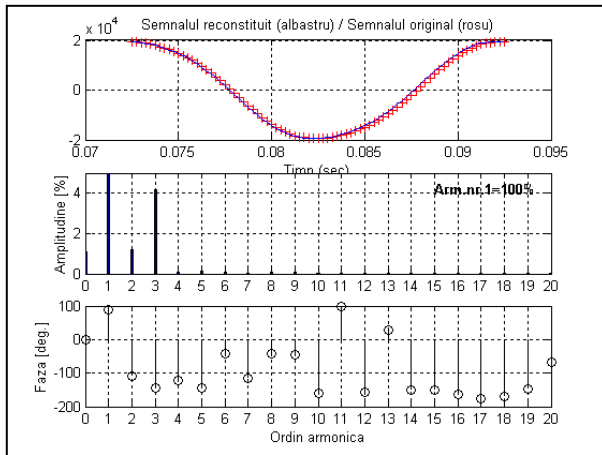


Fig. 3: Harmonic content of voltage u1

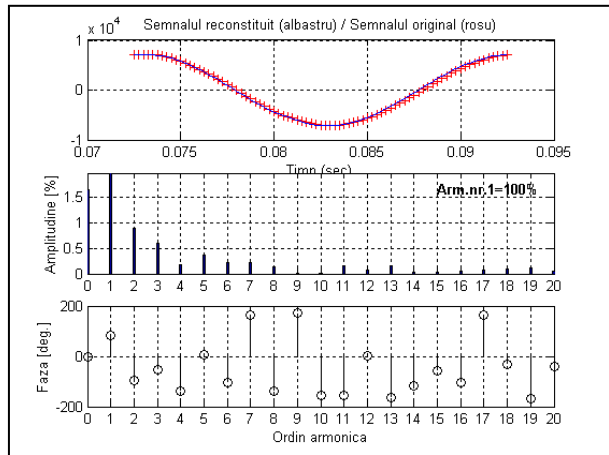


Fig.4: Harmonic content of current i1

4.2. Decomposition and analysis of waveforms for rotor

4.2.1. Decomposition and analysis of waveforms at the auxiliary generator

The waveforms corresponding to voltages and currents from the stator phases at the auxiliary generator were decomposed into 40 harmonics. Fig. 5 depicts the harmonic content of the voltage from phase no. 1 and Fig. 6 depicts the harmonic content of the current through the same phase. In both cases the initially decomposed signal was reconstructed using its harmonics up to the 40-th order. Each time there were revealed small differences between the initial values and those obtained after reconstruction.

The quality parameters of the phase quantities are as follows:

Voltage of phase 1
 RMS value [V]:
 Xef_u1 =4.2312e+002
 Peak factor:
 Kv_u1 =1.5084e+000
 Shape factor:
 Kf_u1 =1.1217e+000
 UTHD1

Voltage of phase 2
 RMS value [V]:
 Xef_u2 =4.1511e+002
 Peak factor:
 Kv_u2 =1.5287e+000
 Shape factor:
 Kf_u2 =1.1245e+000
 UTHD2

Voltage of phase 3
 RMS value [V]:
 Xef_u3 = 4.1620e+002
 Peak factor:
 Kv_u3 =1.6280e+000
 Shape factor:
 Kf_u3 =1.1408e+000
 UTHD3

$Kd2_u1 = 1.8565e+001$

Current of phase 1

RMS value [A]:

$Xef_i1 = 1.3995e+003$

Peak factor:

$Kv_i1 = 1.3637e+000$

Shape factor:

$Kf_i1 = 1.1957e+000$

ITHD1

$Kd2_i1 = 2.8137e+001$

$Kd2_u2 = 2.2177e+001$

Current of phase 2

RMS value [A]:

$Xef_i2 = 1.3894e+003$

Peak factor:

$Kv_i2 = 1.2797e+000$

Shape factor:

$Kf_i2 = 1.2089e+000$

ITHD2

$Kd2_i2 = 2.8200e+001$

$Kd2_u3 = 2.5835e+001$

Current of phase 3

RMS value [A]:

$Xef_i3 = 1.3734e+003$

Peak factor:

$Kv_i3 = 1.2833e+000$

Shape factor:

$Kf_i3 = 1.1973e+000$

ITHD3

$Kd2_i3 = 2.7210e+001$

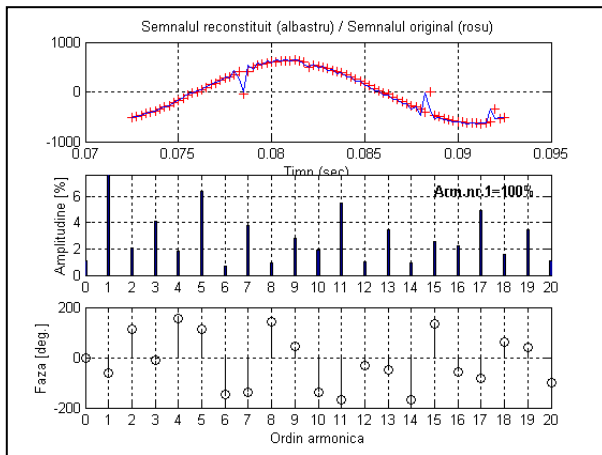


Fig. 5 : Harmonic content of voltage u1 for auxilliary generator

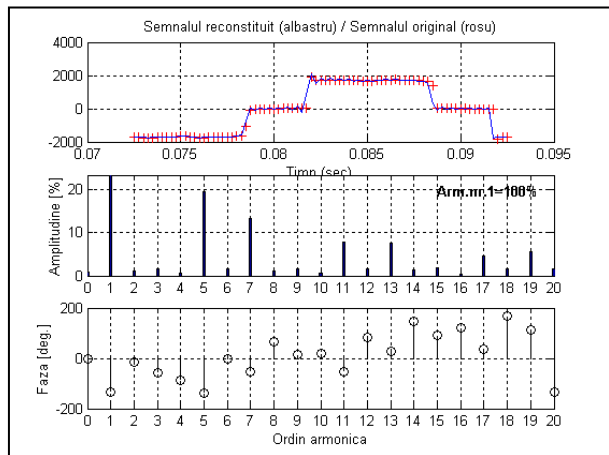


Fig. 6 : Harmonic content of current i1 for auxilliary generator

4.2.2. Decomposition and analysis of waveforms after control rectifier with thyristors

The harmonic decompositions of the excitation voltage and current (on the d.c. side) are depicted by figures 7 and 8.

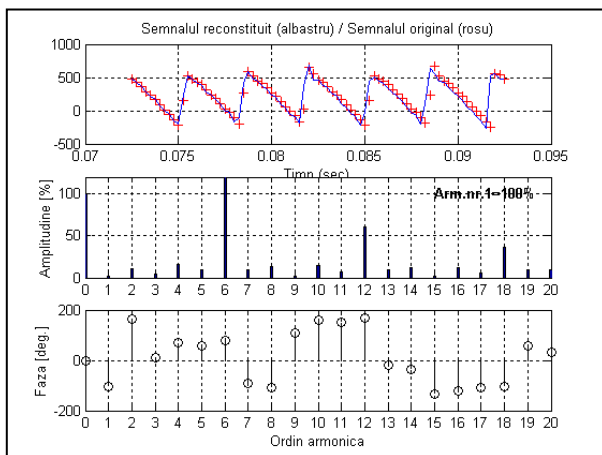


Fig. 7 : Harmonic content of excitation voltage

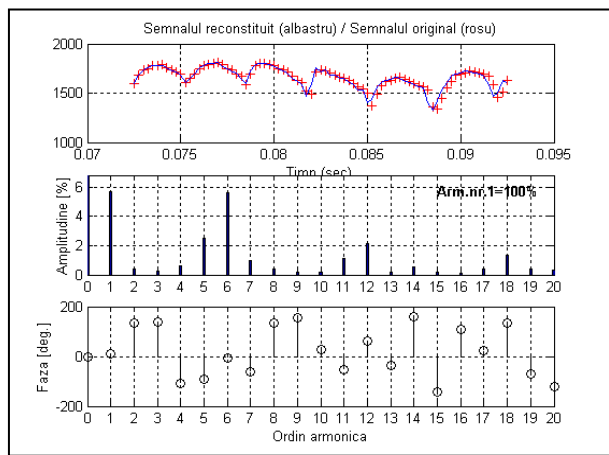


Fig. 8 : Harmonic content of excitation current

The d.c. values of voltage and current after rectifier are:

$U_{ex0} = 208.4102 \text{ V}$; $I_{ex0} = 1657.1807 \text{ A}$

After rectifier, the active power of the d.c. components is $P_0 = 345 \text{ kW}$ and the total active power is $P_{excitation} = 343 \text{ kW}$.

5. Conclusions

The presence of some harmonics of second and third order from the main generator stator voltages and currents waveforms, even though their values are small, demonstrate that the main generator operates in an unbalanced manner. Most probably the unbalance is caused by internal causes (a possible fault between some loops from the excitation winding) [8],[9].

The presence of some pulses in the voltages and currents waveforms from the auxiliary generator phases owing to the thyristors control leads to the apparition of some even harmonics, multiple of 6 in the rectified voltage waveform. Significant amounts of harmonics with the orders 6, 12 and 18 can be noticed. This leads to a value of 208.4V for the d.c. component after the rectifier, and the excitation voltage RMS value is as high as 317V. The presence of these pulses results into an overlapping of some harmonic components multiple of 6 in the rectified current waveform. Moreover, one can notice a significant value for the fundamental harmonic of 50Hz in the rectified current waveform. The d.c. active power for the main generator excitation supply is approximately 345 kW, whilst the total active power after the rectifier is approximately 343 kW. Actually this indicates a reversed power circulation across the harmonics from the main generator excitation toward the fully controlled rectifier. The cause could be a possible unbalanced operation of the main generator excitation. The peaks with different magnitudes of the current pulses corresponding to harmonics multiple of 6 prove an unbalanced operation of the fully controlled rectifier.

The even harmonics presence in the voltage waveforms from certain phases proves an unbalanced control of the thyristors from the fully controlled rectifier supplied from the auxiliary generator terminals [10]. This could be caused by an asynchronous control of the thyristors placed on the same phase in derivation from the auxiliary generator, but one can also consider another cause, namely the unbalanced operation of the auxiliary generator that could be caused by some windings constructive non-symmetrical features.

The auxiliary generator analysis proved significantly different distorting factors for phases voltages. They could also influence an erroneous control of thyristors.

References

- [1] Albert, K. *The History of Power Factor*, Proceedigs of 4th Int. Conf. On Harmonics in Power Systems, Budapesta'90, p.396-400
- [2] Budeanu, C., *Rolul fizic al marimilor instantanee in fenomenele de conservare*, Energetica, '86, p.277-281
- [3] Depenbrock, M., *The FDB-Method a Generally Applicable Tool for Analyzing Power Relations*, IEEE Tr. on Power Systems, vol.8, no.2/93, p.380-386
- [4] Emanuel, A.E., a.o., *New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads*, IEEE Tr. on Power Del., no.3/93, p.697-703
- [5] Nicolae, P.M., *Instantaneous Real and Imaginary Powers at Three-Phase Networks with Balanced Loads that Function under Distorting Regime*, RRST Serie Electr. et Energ., no. 3/'95, p.311-319
- [6] Nicolae, P.M., *Calitatea energiei electrice in sisteme electroenergetice de putere limitata*, Ed. Tehnicá, Bucuresti, 1998
- [7] Puscasu, S., Marcovici, J., *Márimi si regimuri electrice nesinusoidale*, Ed. Scrisul Romanesc, Craiova, '74
- [8] Tugulea, A., *Consideratii privind efectele energetice in regimuri deformante*, Energetica, no. 1/'86, p.27-31
- [9] Tugulea, A., *Factorul de putere in regim deformant si nesimetric*, Energetica, no. 9/'86, p.407-414
- [10] Tugulea, A., *Criteria for the Definitions of the Electric Power Quality and its Measurement Systems*, ETEP, vol.6, no.5/'96, , p.357-363
- [11] IEEE Working Group on Nesinusoidal Situations – *Practical Definitions for Powers in Systems with Nonsinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads*, IEEE Tr. on Power Del., no.1/96, p.'79-101

MODELAREA HISTEREZISULUI MATERIALELOR MAGNETIC SEMI-DURE CU MODELUL PREISACH

Veronica MĂNESCU, Gheorghe PĂLTĂNEA

Universitatea "Politehnica" din București, Spl. Independenței 313, 060042, București;
paltanea03@yahoo.com

Abstract. S-au considerat ca date experimentale utilizate pentru identificarea parametrilor valorile inducției câmpului magnetic pe curba de primă magnetizare și curba descendentă. S-a determinat densitatea Preisach și pe baza acesteia s-a calculat valoarea inducției câmpului magnetic și s-a reprezentat ciclul de histerezis comparându-se cu cel experimental.

1 Generalități

Modelul Preisach este un model fenomenologic al cărui principiu include noțiuni de statistică, ceea ce îi conferă proprietăți interesante ce au fost valorificate de-a lungul timpului prin numeroase modele generalizate [1, 4].

2 Modelul static (clasic)

În acest model materialul este considerat drept un ansamblu de domenii numite dipoli Preisach, în care inducția este constantă și egală cu ± 1 . Fiecare domeniu este caracterizat printr-un ciclu de histerezis elementar și asimetric în raport cu originea.

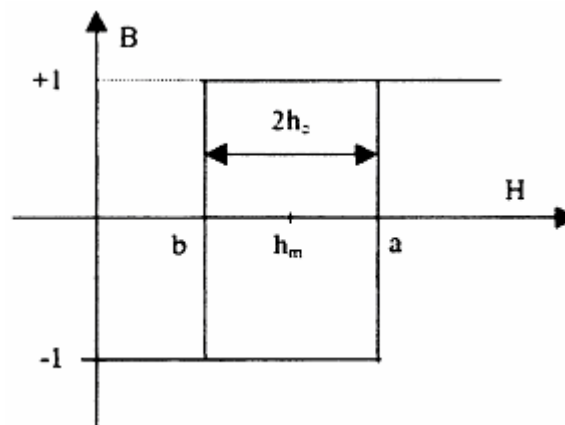


Fig 1: Ciclul de histerezis elementar al unui dipol Preisach [4].

Un dipol se poate afla în starea de saturație pozitivă (+ 1) sau negativă (- 1), tranziția între stări fiind ireversibilă și determinată de valoarea câmpului magnetic H în raport cu valorile a, b denumite câmpuri critice de basculare.

Astfel dacă un dipole este în starea (- 1) și H crește peste valoarea H = a, acesta basculează în starea (+ 1); pentru a se reîntoarce în starea inițială, câmpul va trebui scăzut mai mult, până sub valoarea b ($b < a$).

Caracterizarea materialului real se face apelând la o distribuție statistică a elementelor Preisach în funcție de valorile variabilelor a și b . Această distribuție $p(a, b)$ se numește funcție sau densitate Preisach. Aceasta este independentă de starea magnetică a materialului și este definită pentru semiplanul $a > b$.

Totodată pentru valori ale lui a sau b dincolo de valoarea câmpului de saturație $\pm H_s$, nu are sens să definim dipoli pentru că aceștia nu basculează niciodată. Semiplanul este deci limitat la triunghiul definit prin inegalitățile următoare:

$$a > b, a \leq H_s, b \geq -H_s \quad (1)$$

care definesc ceea ce noi numim planul Preisach.

Fiecare punct (a, b) din acest plan este asociat unui ansamblu de domenii cu câmpurile de basculare corespunzătoare punctului. Aceste domenii sunt orientate pozitiv sau negativ. Valoarea inducției globale a materialului se determină astfel:

$$B = \iint_{S_+} p(a, b) da db - \iint_{S_-} p(a, b) da db \quad (2)$$

unde: S_+ și S_- desemnează porțiunile din planul Preisach orientate pozitiv și negativ. Separarea planului Preisach în aceste două suprafețe depinde de istoria magnetică a materialului și de variația câmpului.

Linia de separație se numește linie de stare și este în întregime reprezentată de starea magnetică a materialului.

Interpretarea geometrică a modelului se bazează pe transformarea evoluției materialului din planul B-H în planul Preisach b-a. Astfel, parcurgerea curbelor ascendente și descendente ale ciclului major și ale ciclurilor minore, precum și stările de saturație (pozitivă sau negativă) pot fi reprezentate în planul a-b prin modificarea liniei de stare ca urmare a acțiunii unor fronturi în spatele cărora se modifică starea dipolilor respectivi [1, 2, 4].

3 Identificarea modelului

Identificarea modelului constă în cunoașterea lui $p(a, b)$ ținând sub control linia de stare.

Identificarea modelului s-a făcut prin metoda Biorci, utilizând ca date experimentale puncte aparținând curbei de primă magnetizare și puncte aparținând curbei de revenire. Metoda Biorcii presupune că funcția $p(a, b)$ are variabile independente, deci se poate face o separare de variabile:

$$p(a, b) = p_1(a)p_2(b), \quad (3)$$

iar discretizarea este suficient de fină pentru a considera:

$$p_k = p(a_i, b_j) = p_1(a_i)p_2(b_j) \quad (4)$$

Ținând cont de simetria distribuției Preisach, necunoscutele vor fi N valori ale funcției p_1 și $2N$ valori ale funcției p_2 . Identificarea celor $3N$ necunoscute se face pe baza următoarelor date experimentale: N puncte pe curba de primă magnetizare, $2N$ pe curba descendentă a ciclului major (N puncte pe prima parte a curbei descendente până la remanență și N puncte pe a doua parte a curbei descendente). Sistemul celor $3N$ ecuații se rezolvă succesiv și are o formă mai simplă, dacă se consideră o discretizare uniformă a planului Preisach.

4 Ecuațiile sistemului rezolvat pentru determinarea densității Preisach

- a) Formula de recurență pentru curba de primă magnetizare

$$B_{k+1} - B_k = AP_1(a_{k+1}) \sum_{i=0}^k [P_2(b_{N-i}) + P_2(b_{N+i+1})], k = 0 : N-1 \quad (5)$$

b) Formula de recurență pentru prima parte a curbei descendente

$$B_{N+k} - B_{N+k+1} = AP_2(b_{k+1}) \sum_{i=0}^k P_1(a_{N-i}), k = 0 : N-1 \quad (6)$$

c) Formula de recurență pentru a doua parte a curbei descendente

$$B_{2N+k} - B_{2N+k+1} = AP_1(a_{k+1}) \left[\sum_{i=0}^k (P_2(b_{N-i}) + P_2(b_{N+i+1})) \right] + AP_2(b_{N+k+1}) \left[\sum_{i=k+1, i \leq N} P_1(a_i) \right] \quad (7)$$

5 Reprezentarea densității Preisach

După rezolvarea sistemului de ecuații de mai sus s-a reprezentat densitatea Preisach în cazul unui set de date obținute prin măsurări cu magnetometrul cu probă vibrantă din cadrul laboratorului MAGNAT pe un eșantion din material magnetic semidur. S-a considerat un număr de puncte pe curba de primă magnetizare $N = 30$ și $4N$ puncte pe ciclul major de histerezis.

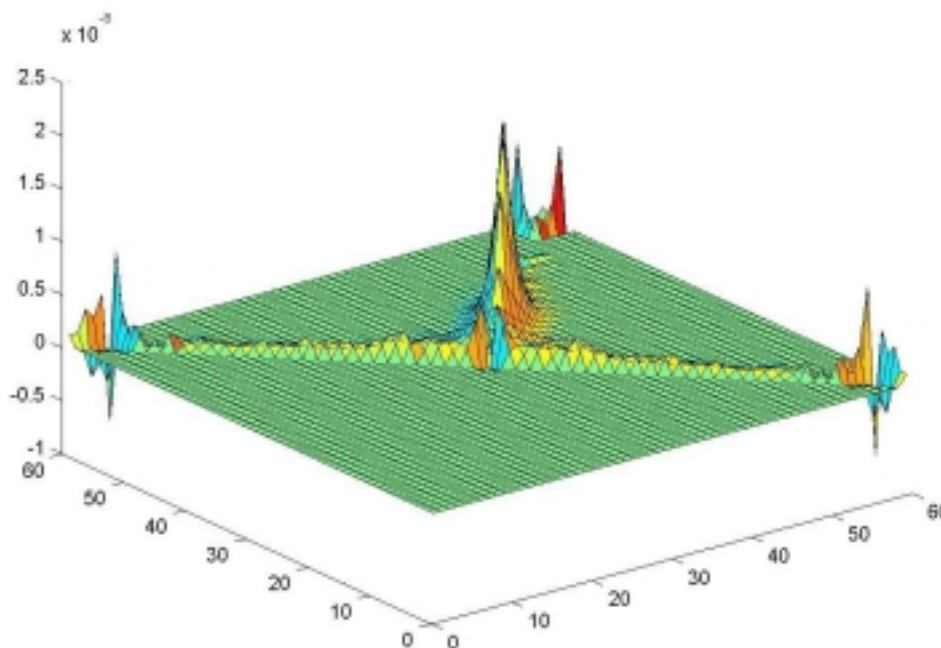


Fig 2: Densitatea Preisach pentru setul de date considerat.

6 Reprezentarea ciclului de histerezis modelat cu densitatea Preisach determinată anterior

Pentru reprezentarea ciclului de histerezis s-au făcut o serie de programe în limbajul Matlab și s-a obținut următorul ciclu de histerezis în comparație cu ciclul de histerezis determinat experimental cu ajutorul magnetometrului cu probă vibrantă.

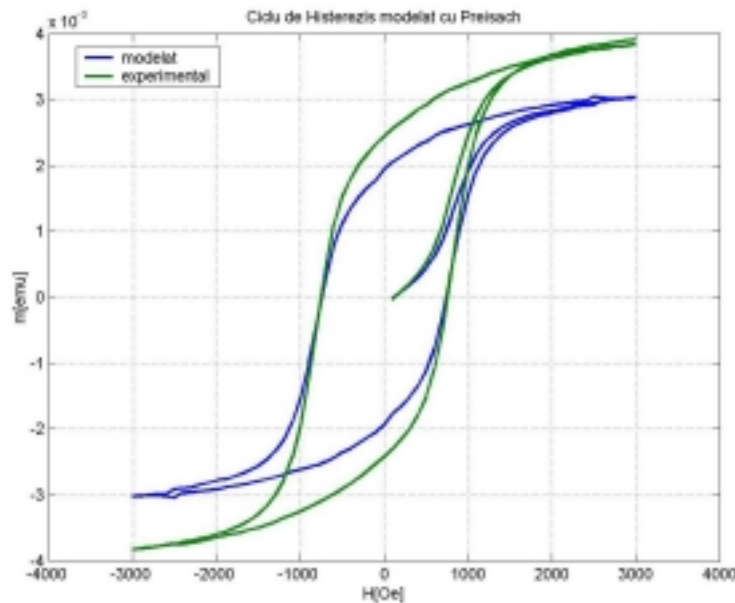


Fig 3: Cicluri majore de histerezis prezentate comparativ.

7 Concluzii

Modelul Preisach este adecvat studiul materialelor magnetice semidure în câmpuri magnetice slabe, deoarece așa cum se vede în figura de mai sus ciclurile sunt aproape identice în zona câmpurilor magnetice reduse, și destul de diferite în zona de saturație a materialului. Interpretarea fizică a modelului poate fi dată pentru câmpuri slabe în acord cu teoria lui Neel ce consideră că magnetizarea materialului se poate face prin deplasarea pereților izolați Bloch, a căror energie are un profil în trepte. Ideea poate fi extinsă și pentru câmpuri mai intense, considerând mecanismul de blocare-deblocare a pereților în regimul cuasistatic. Într-adevăr se poate asocia fiecărei deblocări o variație a inducției egală cu $2B_s$, ponderată prin $p(a, b)$. Așadar modelul Preisach dă o descriere statistică a fenomenelor de blocare-deblocare suferite de pereții materialului.

În implementarea modelului ținând cont de cele expuse mai sus s-a pornit de la ipoteza că H variază în trepte egale cu H_s/N . Cu cât N este mai mare cu atât crește acuratețea modelului.

Valorile calculate ale inducției B în punctele corespunzătoare variației lui H în trepte conduc la obținerea valorilor necesare modelării ciclului de histerezis. Orice valoare a lui H situată între 2 valori ale lui H în trepte, va fi considerată ca aparținând valorii lui H/N cea mai apropiată.

Referințe

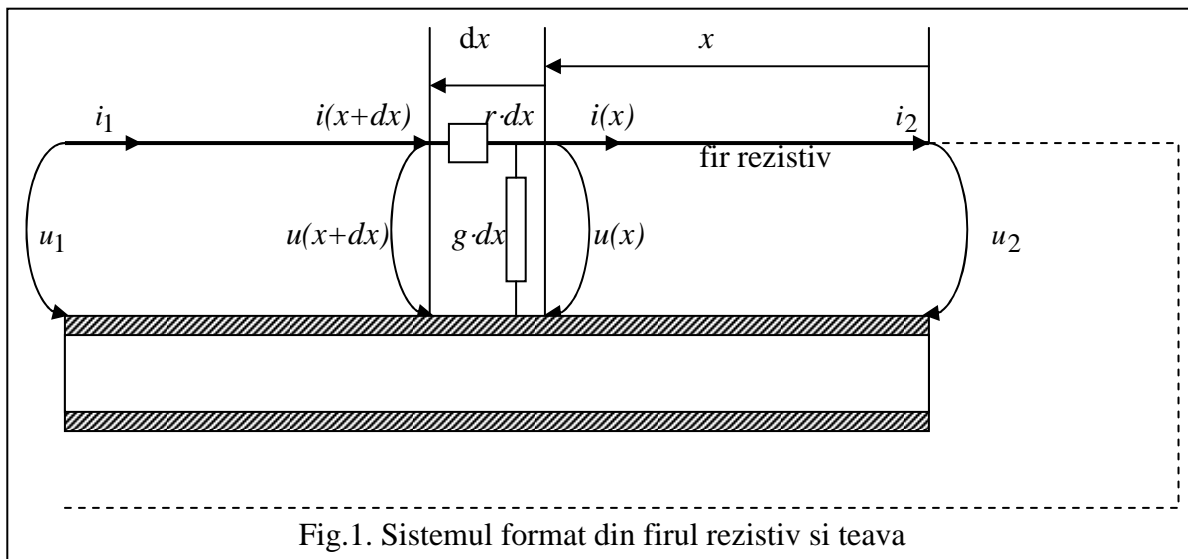
- [1] H. Gavrilă, V. Ioniță, H. Chiriac, P. Ciureanu, A. Yelon, *Magnetism tehnic și aplicat*, E.A., București, 2000.
- [2] Francois Delince, *Modelisation des regimes transitoires dans les systemes comportant des materiaux magnetiques non lineaires et hysteretiques*, Teză, Liege, 1994.
- [3] Virgiliu Fireșteanu, *Matlab-Calcul numeric –grafică – aplicații*, Teora, 2000, București.
- [4] Valentin Ioniță, *Analiza numerică a dispozitivelor electromagnetice – Modelarea materialelor cu histerezis*, Editura Matrix Rom, București, 1998.

DETECTIA DEFECTELOR IN TEVILE DE TERMOFICARE

F.Hantila, I.Hantila - UPB
I.Barsan, Pauna – ICPE-SA

Rezumat. Lucrarea prezinta o procedura originala pentru localizarea si evaluarea defectelor in teville de termoficare. Aparitia unui defect umezeste izolatia termic si modifica local rezistenta acesteia. Metoda prezentata in lucrare permite localizarea defectului, independent de marimea aacestuia. Apoi se determina rezitenta izolatiei, corelata cu gravitatea defectului. Algoritmul este extins si la cazul tevilor cu defecte multiple.

1. Principiul metodei de detectie a unui defect



Firul rezistiv impreuna cu teava (considerata de rezistenta nula), formeaza o linie lunga (Fig.1). Firul punctat, cu rezistenta nula, permite masurarea marimilor de la iesirea liniei in aceeasi locatie cu cele de la intrare. Analiza distributiei tensiunii si curentului in lungul firului rezistiv se face ca la teoria liniilor lungi, avand in plus simplificarea ca sistemul lucreaza in curent continuu. Parametrii lineici sunt:

rezistenta lineica:

$$r = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta R}{\Delta x}$$

si conductanta lineica:

$$g = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta G}{\Delta x}$$

unde ΔR si respectiv ΔG sunt rezistenta si conductanta unui tronson de lungime Δx din linia lunga (Fig.1). Aplicand teorema a 2-a a lui Kirchhoff pe conturul unui tronson de lungime dx , obtinem:

$$-u(x+dx) + r \cdot i \cdot dx + u(x) = 0$$

Impartind relatia cu dx rezulta:

$$\frac{du}{dx} = r \cdot i \quad (1)$$

Aplicand prima teorema a lui Kirchhoff pentru acelasi tronson, avem:

$$-i(x+dx) + g \cdot u \cdot dx + i(x) = 0$$

Impartind relatia cu dx rezulta:

$$\frac{di}{dx} = g \cdot u \quad (2)$$

Din (1) si (2) rezulta

$$\frac{d^2u}{dx^2} = \gamma^2 u \quad (3)$$

unde:

$$\gamma = \sqrt{r \cdot g} \quad (4)$$

Ecuatia caracteristica asociata ecuatiei diferentiale (3) este $s^2 = \gamma^2$, cu radacinile $s_{1,2} = \pm \gamma$.

Atunci solutia ecuatiei (3) este:

$$u(x) = C_1 ch(\gamma x) + C_2 sh(\gamma x) \quad (5)$$

Din (1) rezulta:

$$i(x) = \frac{1}{R_c} (C_1 sh(\gamma x) + C_2 ch(\gamma x)) \quad (6)$$

unde:

$$R_c = \sqrt{\frac{r}{g}} \quad (7)$$

Conditile (initiale) la $x=0$ sunt $u|_{x=0} = u_2$ si $i|_{x=0} = i_2$, de unde rezulta $C_1 = u_2$ si $C_2 = R_c i_2$. De

unde:

$$u(x) = u_2 ch(\gamma x) + i_2 R_c sh(\gamma x)$$

$$i(x) = \frac{1}{R_c} u_2 sh(\gamma x) + i_2 ch(\gamma x)$$

Pentru $x=l$, unde l este lungimea unei linii, avem:

$$u_1 = u_2 chL + i_2 R_c shL \quad (8)$$

$$i_1 = \frac{1}{R_c} u_2 shL + i_2 chL \quad (9)$$

unde $L=l \cdot \gamma$. Ecuatiile de forma (8) si (9) sunt valabile pentru orice tronson de linie.

2. Localizarea defecului

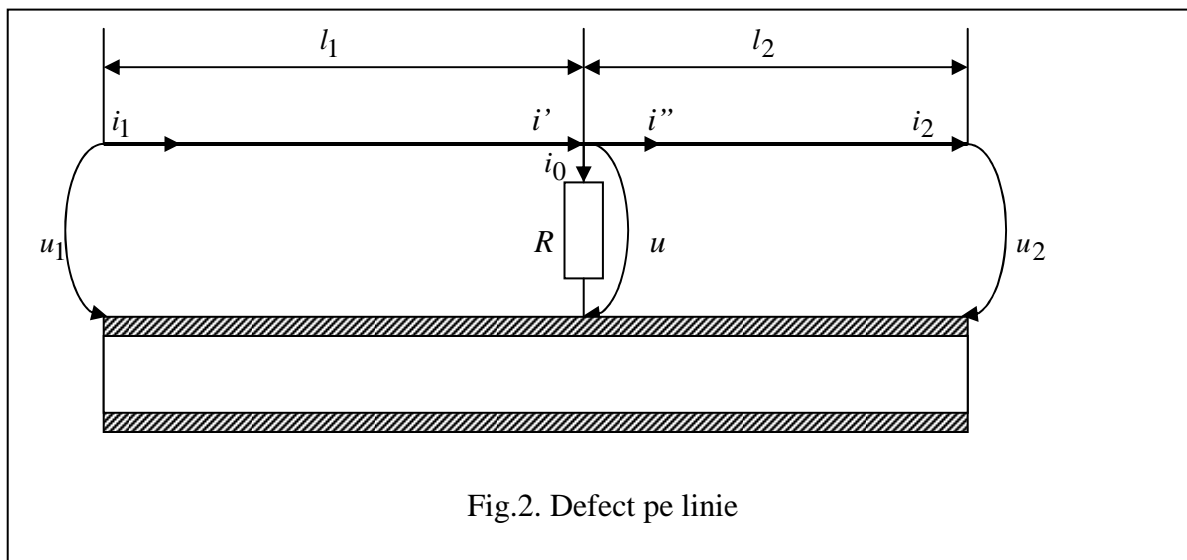


Fig.2. Defect pe linie

Sa presupunem acum ca intr-un punct P al liniei (Fig.2) apare un defect care pune la masa firul rezistiv, prin rezistenta R (conductanta $G = \frac{1}{R}$).

Data fiind tensiunea u_1 (sau curentul i_1), putem mari valoarea tensiunii $u'_2 = -u_2$ (sau a curentului i_2) pana cand tensiunea u de la bornele defectului devine nula. In acest caz linia se comporta ca o linie fara defect. Notand:

$$u'_2 = -u_2 = \lambda \cdot u_1 \quad (10)$$

din relatiile (8) si (9) obtinem:

$$i_2 = \frac{1 + \lambda \cdot chL}{R_c shL} u_1 \quad (11)$$

si

$$i_1 = \frac{\lambda + chL}{R_c shL} u_1 \quad (12)$$

Raportand relatiile (11) si (12) obtinem:

$$\eta = \frac{i_2}{i_1} = \frac{1 + \lambda \cdot chL}{\lambda + chL} \quad (13)$$

Daca tensiunea u este nula, atunci $i' = i'' = i$. Scriind relatiile (8) si (9) pentru tronsoanele de lungime l' si l'' , avem:

$$u_1 = i \cdot R_c shL' \quad (14)$$

$$i_1 = i \cdot chL' \quad (15)$$

$$0 = u_2 chL'' + i_2 R_c shL'' \quad (16)$$

$$i = \frac{1}{R_c} u_2 shL'' + i_2 chL'' \quad (17)$$

unde am notat $L' = \gamma l'$ si $L'' = \gamma l''$. Din (14) si (15) rezulta:

$$\frac{u_1}{i_1} = R_c thL' \quad (18)$$

iar din (16) avem:

$$\frac{-u'_2}{i_2} = R_c thL'' \quad (19)$$

Raportand relatiile (18) si (19) rezulta:

$$\frac{\eta}{\lambda} = \frac{thL'}{thL''} = \frac{shL' \cdot chL''}{shL'' \cdot chL'} \quad (20)$$

sau:

$$\frac{\eta - \lambda}{\eta + \lambda} = \frac{shL' \cdot chL'' - shL'' \cdot chL'}{shL' \cdot chL'' + shL'' \cdot chL'} = \frac{sh(L' - L'')}{sh(L' + L'')}$$

Tinand cont ca $L' + L'' = L$, avem:

$$sh(L' - L'') = \frac{\eta - \lambda}{\eta + \lambda} shL \quad (21)$$

De unde:

$$l' = \frac{1}{2\gamma} \operatorname{argsh} \left(\frac{\eta - \lambda}{\eta + \lambda} sh(\gamma \cdot l) \right) + \frac{l}{2} \quad (22)$$

In concluzie, localizarea defectului se poate face astfel:

- Data fiind tensiunea u_1 (sau curentul i_1), putem mari valoarea tensiunii $u'_2 = -u_2$ (sau a curentului i_2) pana cand relatia (13) este verificata;
- Cu relatia (22) determinam localizarea l' a defectului.

Observatii. a) Procedura de localizare a defectului nu depinde de importanta defectului (valoarea rezistentei R) si nici de valoarea rezistentei caracteristice R_c .

b) Scriem relatiile (8) si (9) pentru liniile din amonte si din aval de defect:

$$u_1 = u \cdot chL' + i' R_c shL' \quad (23)$$

$$i_1 = \frac{1}{R_c} u \cdot shL' + i' chL' \quad (24)$$

$$u = u_2 chL'' + i_2 R_c shL'' \quad (25)$$

$$i'' = \frac{1}{R_c} u_2 shL'' + i_2 chL'' \quad (26)$$

unde:

$$i' - i'' = \frac{u}{R} \quad (27)$$

Eliminand i', i'' si u , din relatiile (23)...(27) obtinem:

$$u_1 = u_2 \left(chL + \frac{R_c}{R} shL' chL'' \right) + i_2 R_c \left(shL + \frac{R_c}{R} shL' shL'' \right) \quad (28)$$

$$i_1 = u_2 \frac{1}{R_c} \left(shL + \frac{R_c}{R} chL' chL'' \right) + i_2 \left(chL + \frac{R_c}{R} chL' shL'' \right) \quad (29)$$

Ecuatiile (28) si (29) sunt ecuatiile cuadripolului linie lunga cu defect.

c) Eliminand i_2 si i din ecuatiile (14), (16), (17), se obtine:

$$\lambda = \frac{shL''}{shL'} \quad (30)$$

de unde:

$$\frac{1-\lambda}{1+\lambda} = \frac{shL'-shL''}{shL'+shL''} = \frac{th\frac{\Delta}{2}}{th\frac{L}{2}}$$

unde $\Delta = L'-L''$. In locul relatiei (22) putem sa folosim:

$$l' = \frac{1}{\gamma} \operatorname{argth} \left(\frac{1-\lambda}{1+\lambda} th \left(\gamma \cdot \frac{l}{2} \right) \right) + \frac{l}{2} \quad (31)$$

Relatia (31) are avantajul ca nu mai contine marimea η .

3. Marimea defectului

Reglam tensiunea la iesirea liniei astfel incat:

$$\frac{u_1}{i_1} = \frac{u_2}{i_2} \quad (31)$$

Deci linia este adaptata, sarcina fiind chiar rezistenta caracteristica a liniei cu defect. Din relatia (31) rezulta ca:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{i_2}{i_1} = \lambda \quad (32)$$

Din relatiile (28) si (29) rezulta:

$$\frac{1 - \left(chL + \frac{R_c}{R} shL' chL'' \right) \lambda}{\frac{1}{R_c} \left(shL + \frac{R_c}{R} chL' chL'' \right) \lambda} = \frac{R_c \left(shL + \frac{R_c}{R} shL' shL'' \right) \lambda}{1 - \left(chL + \frac{R_c}{R} chL' shL'' \right) \lambda}$$

Dupa efectuarea calculelor rezulta:

$$R = \frac{(2\lambda chL - 1)\lambda shL}{1 - 2\lambda chL + \lambda^2} R_c \quad (33)$$

Relatia (33) permite determinarea lui R , fara sa stim localizarea defectului.

Observatie. Rezistenta R devina infinita atunci cand se anuleaza numitorul expresiei (33):

$\lambda = e^{-L}$ care este de fapt formula factorului de transfer al cuadripolului fara defect.

Cazul $g=0$

Facand $g \rightarrow 0$, avem: $R_c shL \rightarrow rl = R_l$, $chL \rightarrow 1$, $\eta \rightarrow 1$, unde R_l este rezistenta firului rezistiv. Din relatia (31) rezulta:

$$l' = \frac{l}{1-\lambda} \tag{34}$$

iar din (33) avem:

$$R = \frac{\lambda(2\lambda-1)}{(1-\lambda)^2} R_l \tag{35}$$

4. Tevi cu mai multe defecte

Presupunem ca au fost detectate, succesiv, n defecte a caror conductante sunt $G_k > 0$, $k=1,2,\dots,n$ (Fig .11). Apare un nou defect de conductanta G .

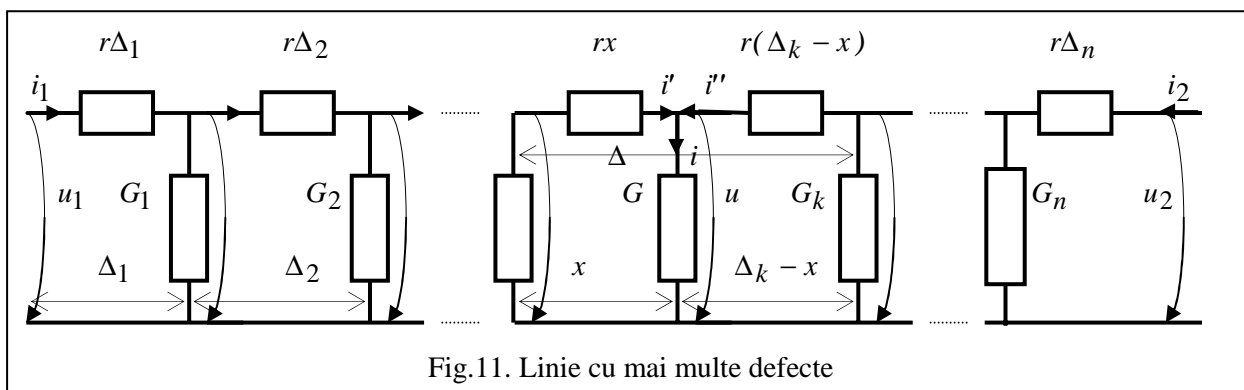


Fig.11. Linie cu mai multe defecte

Data fiind existenta defectelor anterioare, putem neglija conductanta lineica transversala. Atunci teava apare ca un lant de cuadripoli T , pentru fiecare din acestea relatiile canonice fiind:

$$u_i = (r\Delta G + 1)u_e + r\Delta i_e \tag{36}$$

$$i_i = Gu_e + i_e \tag{37}$$

Fie cele doua cuadripoluri intrare-locatia defectului si iesire-locatia defectului nou. Relatiile intre marimile de la intrare si cele din locatia defectului nou sunt date de relatia matriceala:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \left[\prod_{j=1}^{k-1} \begin{pmatrix} r\Delta_j G_j + 1 & r\Delta_j \\ G_j & 1 \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} 1 & rx \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u \\ i' \end{pmatrix} \tag{38}$$

Intre marimile de la iesire si cele de la locatia defectului nou avem:

$$\begin{pmatrix} u_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = \left[\prod_{j=n}^k \begin{pmatrix} r\Delta_j G_j + 1 & r\Delta_j \\ G_j & 1 \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} 1 & r(\Delta_k - x) \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u \\ i'' \end{pmatrix} \tag{39}$$

Daca schimbam sensul tensiunii la iesirea tevii, atunci exista un punct de-a lungul tevii unde tensiunea este nula, iar curentii i' si $-i''$ sunt egali. Sa presupunem cazul tevii fara defectul suplimentar. In ipoteza unei tensiuni u_2 (negative) fixate, crestem valoarea lui u_1 de la 0 pana la o anumita valoare. Punctul de tensiune nula se va deplasa de la intrare spre interiorul tevii. La o valoare maxim admisibila pentru u_1 , oprim cresterea lui u_1 si micoram (in valoare absoluta) valoarea lui u_2 . Punctul de tensiune nula continua sa se deplaseze spre iesire. La fel se intampla si daca apare defectul suplimentar. Cand punctul de tensiune nula se afla in stanga defectului, raportul dintre valorile tensiunilor si curentilor de la intrare sunt aceleasi ca in cazul tevii fara defect nou, in timp ce raportul tensiune-curent de la iesire difera. Indata ce punctul de tensiune nula depaseste locul defectului, spre iesire, raportul tensiune-curent se modifica la intrare si ramane neschimbat la iesire. De aici rezulta si procedura de localizare a defectului. Pentru $u=0$, se iau in relatiiile (38) si (39) $i'=i''=i$. Se obtin astfel valorile u_1/i_1 si u_2/i_2 in functie de x si se retin in vederea testarii aparitiei unui nou defect. Evident, indicele k variaza de la 1 la n . Calculele se fac numeric. Apoi, tot numeric, se determina dependenta celor doua rapoarte in functie de tensiunile u_1 si u_2 , pastrand tensiunea u_2 constanta, la o valoare maxima u_{max} si crescand u_1 de la 0 la u_{max} , iar apoi, pastrand constanta valoarea lui u_1 si micorand u_2 pana la 0. Deoarece calculul se face pornind de la valorile lui $i'=-i''$, locatia x a defectului fiind parametru, valorile calculate ale tensiunilor u_1 si u_2 se corecteaza prin amplificarea cu u_{max}/u_2 , in prima etapa, si apoi cu u_{max}/u_1 . Pentru verificare, aceeasi dependenta poate fi determinata si experimental. Pentru un control al aparitiei unui defect suplimentar, se determina din nou, (experimental) dependentele rapoartelor u_1/i_1 si u_2/i_2 functie de tensiunile u_1 si u_2 , pastrand, pe rand u_2 sau u_1 la valoarea maxima. Daca valoarea rapoartelor u_1/i_1 si u_2/i_2 se modifica pentru o valoare a tensiunii u_1 sau u_2 , se cauta in dependentele rapoartelor u_1/i_1 si u_2/i_2 in functie de x locatia x_0 unde apare un defect.

Pentru determinarea marimii defectului (valoarea lui G) nu se mai poate aplica procedura de la primul defect. Se considera cei doi cuadripoli intrare-defect si iesire-defect conectate in paralel pe conductanta G . Punem relatiiile (38) si (39) sub forma canonica:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u \\ i' \end{pmatrix} \quad (40)$$

$$\begin{pmatrix} u_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u \\ i'' \end{pmatrix} \quad (41)$$

la care adaugam

$$i = i' + i'' \quad (42)$$

Din relatiiile (40), (41) si (42) se obtine:

$$G = \frac{i}{u} = - \frac{\left(\frac{u_1}{B'} + \frac{u_2}{B''} \right) \left(\frac{C'}{D'} + \frac{C''}{D''} \right) - \left(\frac{i_1}{D'} + \frac{i_2}{D''} \right) \left(\frac{A'}{B'} + \frac{A''}{B''} \right)}{\left(\frac{u_1}{B'} + \frac{u_2}{B''} \right) - \left(\frac{i_1}{D'} + \frac{i_2}{D''} \right)} \quad (43)$$

Din relatia (43) rezulta ca este bine ca sa se aplice tensiuni pozitive atat la intrare cat si la iesire pentru a mari diferenta dintre termenii ce se scad la numitor si numarator.

***) Electromagnetic heating of the soildressing equipment**

P.Pencioiu, V.Turcin, *Research Institute of Electrical Engineering, Romania,*
 A.Anghel, M.Maricar, F.Hantila, *Politehnica University of Bucharest*

Abstract. The magnetic permeability and, consequently, the depth of electromagnetic field penetration strongly depend by the temperature (Curie point), while the high temperature must remain on the surface, in order to obtain an efficient eddy current treatment. The electromagnetic field problem, coupled with the thermic diffusion problem is solved in this paper. The finite element method and Crank-Nicholson procedure are employed for space and time discretization, respectively.

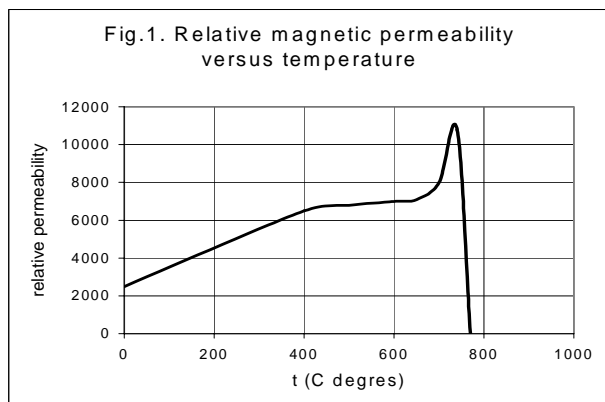
- the boundary condition for the electromagnetic is implicitly defined, depending also by the source impedance.

A very important approximation, that lessen the computation effort, is to consider a linear B-H relationship, but with a magnetic permeability depending by the temperature (Fig.1). This approximation is adopted by all methods of computing the electromagnetic heating. The rest of above difficulties are taken into account, the novelty being the last one.

I. INTRODUCTION

For given material properties, the deep of the electromagnetic field diffusion is dependent on the frequency. It gives the possibility to do a surface treatment which offers useful mechanical properties for mechanical tools. In comparison with chemical procedures, this is a avoiding pollution one. A mathematical model of the eddy current treatment involves some difficulties [1]:

- a coupled thermic-electromagnetic problem must be solved,
- the constitutive relationship B-H is nonlinear



- and strong dependent on the temperature,
- the surface region must be heated higher then Curie point,
 - the heating must be done quickly enough so that the high temperature remains on the surface,

II. EDDY CURRENT PROBLEM

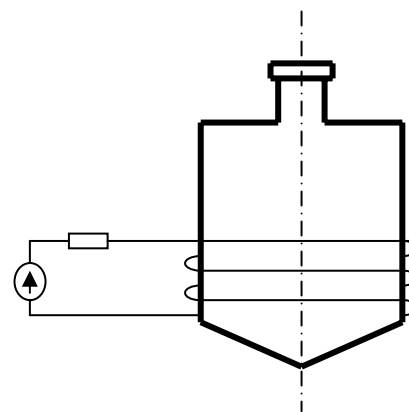


Fig.2. Eddy current treatment

The heating scheme is shown in Fig.2. The thickness of the tool justifies the computing domain of Fig.3.

The Dirichlet boundary condition is:

$$H_0 = J_s = \frac{I n_{tr}}{h_{coil}} \tag{1}$$

where:

- I is the effective value of the current;
- n_{tr} is the number of turns;
- h_{coil} is the height of the coil.

Equation of \underline{H} is:

$$-\frac{d^2 \underline{H}}{dz^2} + \underline{\gamma}^2 \underline{H} = 0 \tag{2}$$

*) Paper supported by RELANSIN project No: 1801/2003

where:

$$\underline{\gamma} = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = (1 + j)\sqrt{\pi f\mu\sigma} \quad (3)$$

f is the frequency, μ - the magnetic permeability and σ - the conductivity. We write:

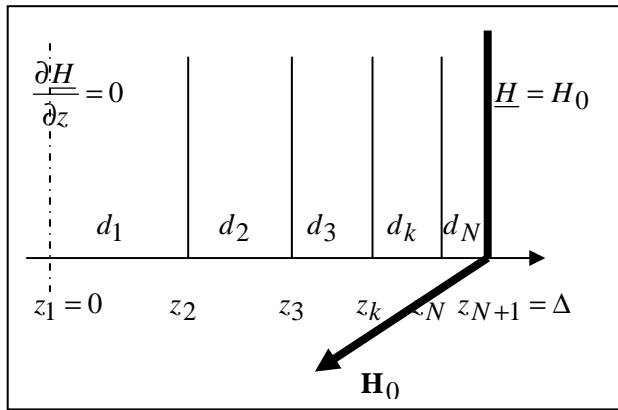


Fig.3. Computation domain

current density is plotted in Fig.6. The volume density of losses is plotted in Fig.7.

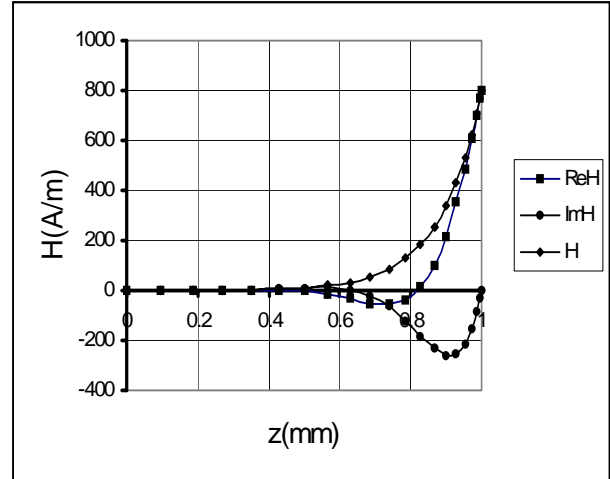


Fig.5. Magnetic field

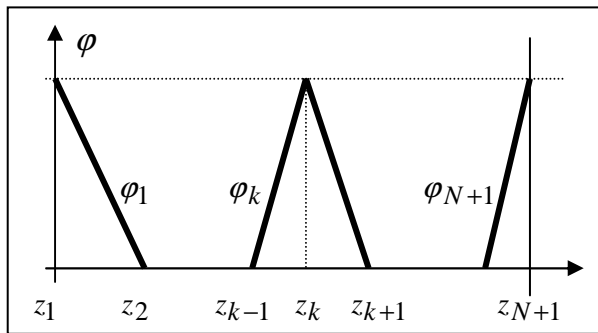


Fig.4. Nodal elements

$$\underline{H} = \varphi_{N+1}H_0 + \sum_{k=1}^N a_k \varphi_k \quad (4)$$

where φ_k are nodal elements (Fig.4). The weak form of equation (2) is:

$$\sum_{k=1}^N a_k \left(\int_0^{\Delta} \frac{d\varphi_n}{dz} \frac{d\varphi_k}{dz} dz + \int_0^{\Delta} \underline{\gamma}^2 \varphi_n \varphi_k dz \right) = \begin{cases} 0, & \text{for } n \neq N \\ \Delta H_0 \int \varphi_N \varphi_{N+1} dz, & \text{for } n = N, \quad n=1,2,\dots,N \end{cases} \quad (5)$$

By solving system (5) we obtain unknown a_k and the eddy current losses:

$$p_k = \frac{1}{\sigma} \frac{|a_{k+1} - a_k|^2}{d_k} \quad (6)$$

For $f=10$ kHz, $\sigma=7 \cdot 10^6$ S/m and a magnetic permeability corresponding to the temperature of 20°C , the magnetic field is plotted in Fig.5. The

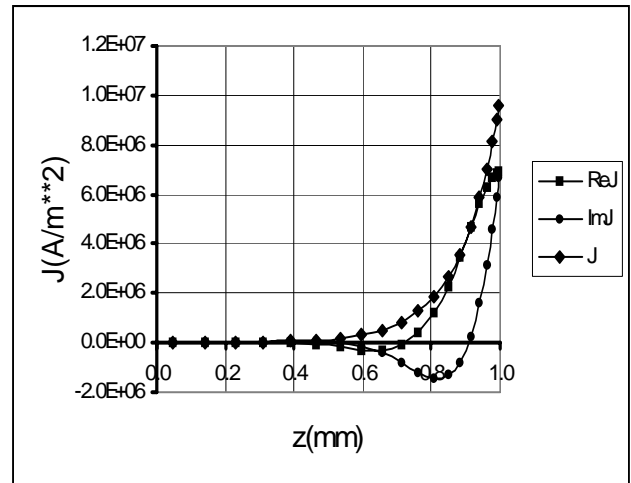


Fig.6. Current density

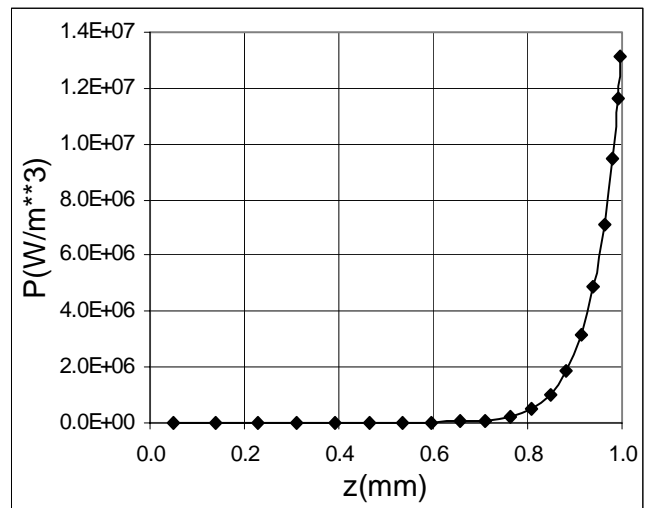


Fig.7. Volume density of losses

III.THERMIC DIFFUSION PROBLEM

Assuming a constant value for the thermic conductivity λ , the Fourier equation of thermic diffusion is [2]:

$$-\lambda \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} + c \frac{\partial T}{\partial t} = p \quad (7)$$

with boundary conditions:

$$-\lambda \frac{\partial T}{\partial z} = \alpha(T - T_e), \text{ for } z=\Delta \quad (8)$$

and

$$\frac{\partial T}{\partial z} = 0, \text{ for } z=0 \quad (9)$$

where c is the volume calorific capacity and α is the surface convection factor.

Using nodal elements φ_k and Galerkin procedure, we have:

$$T = \sum_{k=1}^{N+1} \theta_k(t) \varphi_k \quad (10)$$

and weak form of equation (7):

$$\sum_{k=1}^{N+1} \theta_k \lambda \left(\int_0^{\Delta} \frac{d\varphi_n}{dz} \frac{d\varphi_k}{dz} dz \right) + \frac{d\theta_k}{dt} c \left(\int_0^{\Delta} \varphi_n \varphi_k dz \right) = \int_0^{\Delta} \varphi_n p dz, \text{ for } n \neq N+1 \quad (11)$$

and

$$\alpha \theta_{N+1} + \sum_{k=1}^{N+1} \theta_k \lambda \left(\int_0^{\Delta} \frac{d\varphi_{N+1}}{dz} \frac{d\varphi_k}{dz} dz \right) + \frac{d\theta_k}{dt} c \left(\int_0^{\Delta} \varphi_{N+1} \varphi_k dz \right) = \alpha T_e + \int_0^{\Delta} \varphi_{N+1} p dz, \text{ for } n=N+1 \quad (12)$$

System (11),(12) is solved by Crank-Nicholson procedure:

$$\frac{\delta t_i}{2} \sum_{k=1}^{N+1} (A_{n,k} + B_{n,k}) \delta \theta_k(t_{i+1}) = -\delta t_i \sum_{k=1}^{N+1} A_{n,k} \theta_k(t_i) + P_n \quad (11)$$

where:

$$A_{n,k} = \lambda \int_0^{\Delta} \frac{d\varphi_n}{dz} \frac{d\varphi_k}{dz} dz$$

$$A_{N+1,N+1} = \alpha \theta_{N+1} + \lambda \int_0^{\Delta} \frac{d\varphi_n}{dz} \frac{d\varphi_k}{dz} dz$$

$$B_{n,k} = c \int_0^{\Delta} \varphi_n \varphi_k dz$$

$$P_n = \int_0^{\Delta} \varphi_n p dz \quad P_{N+1} = \alpha T_e + \int_0^{\Delta} \varphi_{N+1} p dz$$

The time step $\delta t_i = t_{i+1} - t_i$ is corrected by taking into account the temperature variation:

$$\varepsilon = \text{Max}_k(\delta \theta_k(t_{i+1}))$$

After the solving the thermic diffusion problem, we modify the magnetic permeability (Fig.1 and (3)) and we solve again the eddy current problem. Because in the vicinity of Curie temperature (770°C), the magnetic permeability has a very strong variation, in order to keep the stability of the numerical procedure, the time step must be decreased.

IV. BOUNDARY CONDITION

At each time step, after the solving the coupled eddy current – thermic problem, we can compute the magnetic flux of the coil and, therefore, the coil voltage. Taking into account the internal impedance of the source (Fig.2), we can obtain the current I and we re-solve the coupled eddy current – thermic problem.

V. NUMERICAL RESULTS

We have the following numerical values:

- the height of the coil: $h_{coil} = 40$ mm;
- the width of the hoe: 165 mm;
- thickness of the hoe: $d=2\Delta=2$ mm;
- source impedance: $(1 + j) \cdot 0.5$;
- source voltage: 50 V;
- conductivity: $\sigma=7 \cdot 10^6$ S/m;
- the number of turns: $n_{tr}=4$;
- thermic conductivity: $\lambda=30$ W/m°C;
- volume calorific capacity: $c = 4.26 \cdot 10^6 \frac{joule}{m^3 \cdot ^\circ C}$;
- frequency: $f=10$ kHz.

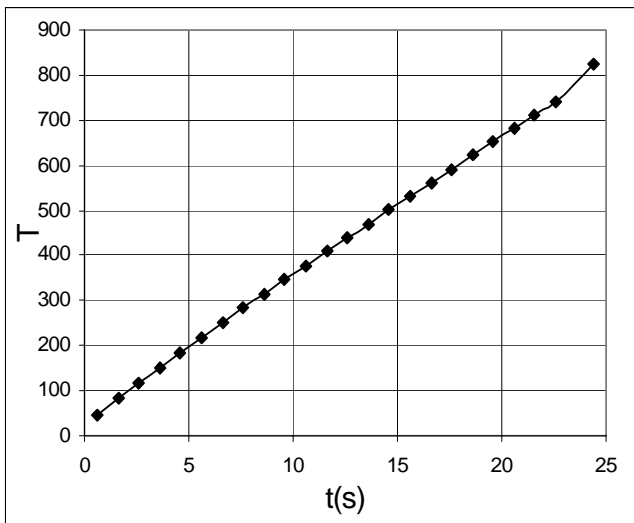


Fig.8. Maximum temperature

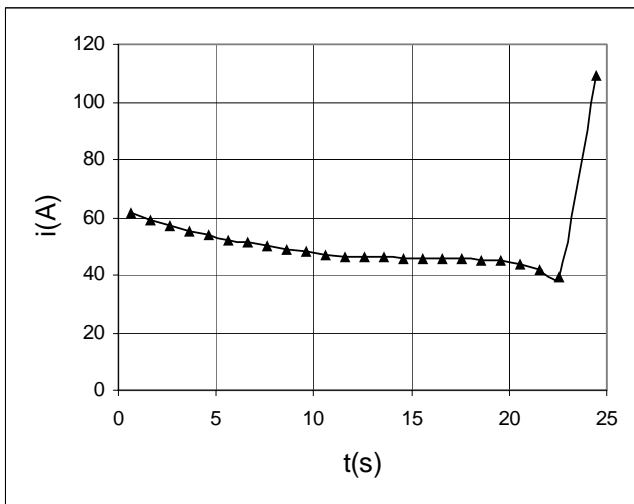


Fig.9. The current

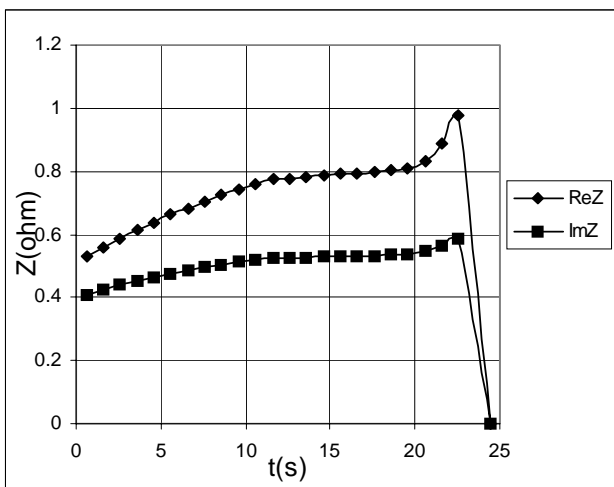


Fig.10. Coil impedance

In Fig.8 is plotted the evolution of the temperature on the hoe surface. After Curie temperature, the magnetic permeability becomes equal to the vacuum one and the coil impedance drastically decreases (Fig.10). Hence, the current strongly increases (Fig.9).

VI. CONCLUSIONS

The paper presents a procedure for computing the eddy current and the heating of a ferromagnetic sheet whose surface has to be treated. The procedure offers us the possibility to analyse the dependence of the heating process by a lot of parameters: the source voltage and impedance, the frequency, the number of turns and the geometry of the coil. Therefore we may choose the most suitable values for this parameters.

A similar procedure may be applied for 2D geometry. A 3D model is rarely required for eddy current treatment problems. In this case vectorial nodal elements [3] or edge elements [4] must be employed in relation (4).

Unfortunately, if the heating time is too long, the temperature quickly diffuses in the sheet. Consequently, the difference between the surface temperature and the temperature in the middle of the sheet begin very small. A solution would be a powerful source having a very small impedance.

When the treatment temperature (for instance 800 °C) is reached on the surface, the sheet must be immediately cooling, in order to stop the diffusion of the temperature.

REFERENCES

[1] A.Anghel, M.Maricar, A.Stanciulescu, "Eddy current treatment of soildressing equipments", *Proceedings of SNET'04*, ISBN 973-718-096-8, 22-23 oct. 2004, Bucuresti, Romania, paper P27,
 [1]T.Maghiar, T.Leuca, F.Hantila, "Analiza numerica a proceselor de incalzire prin curenti turbionari", 2001, *Tipografia GrafX*, Oradea,
 [2] F.Hantila, E.Demeter, "Rezolvarea numerica a problemelor de camp electromagnetic", *Editor ARI Press*, Bucuresti, 1995,
 [3] F.Hantila, G.Preda, M.Vasiliu, T.Leuca, E. Della Giacomo, "Calculul numeric al curentilor turbionari", *Editura ICPE*, 2001.

EVALUĂRI NUMERICE ASUPRA PARAMETRILOR LEVITAȚIEI MATERIALELOR DIAMAGNETICE

Cazacu Emil, Stănculescu Alexandru

Rezumat

În această lucrare prezentăm câteva aspecte cantitative legate de levitația materialelor diamagnetice. Interesează îndeosebi valorile gradientilor inducției câmpului magnetic necesar levitării materialelor diamagnetice. În plus pentru diverse surse de câmp magnetic staționar ne propunem să evaluăm și inducțiile câmpului magnetic în centrul surselor de câmp împreună cu solenațiile corespunzătoare obținerii unor asemenea câmpuri și chiar valoarea forțelor ce acționează asupra diverselor materiale diamagnetice.

1. INTRODUCERE

Deși această nouă tehnică de levitație nu beneficiază la ora actuală de o cercetare experimentală foarte riguroasă, se remarcă totuși câteva rezultate experimentale spectaculoase obținute în principal la High Field Magnetic Laboratory (HFML University of Nijmegen – Olanda) precum și de laboratoarele de cercetare ale firmei American Magnetics Incorporation – Statele Unite. Așa cum am arătat în capitolele anterioare, dificultatea experimentării acestei levitații bazată pe proprietățile materialelor diamagnetice constă în obținerea unor inducții ale câmpului magnetic de valori foarte ridicate. Pentru levitarea unui material diamagnetic comun ce are susceptivitatea magnetică în medie $\chi_m \approx -10^{-5}$, cum este de exemplu apa unde [1, 2] $\chi_m = -8.8 \cdot 10^{-6}$ iar densitatea $\rho = 1000 \text{ kg/m}^3$, condiția de echilibru [2, 3] duce la impunerea unui gradient de câmp de valoare:

$$B(z)B'(z) = \mu_0 \rho g / \chi_m = -1397.79 \text{ T}^2/\text{m} \quad (1)$$

Pentru a se putea atinge acest gradient de câmp foarte mare s-a folosit o bobină de construcție specială numită Bitter Magnet [1], care este capabilă să fie alimentată cu curenți foarte intensi necesari creării câmpului magnetic impus de condițiile levitației.

2. SURSA DE CÂMP

Această bobină are o construcție specială (Fig. 1), fiind alcătuită din două bobine (interioară și exterioară) conectate în serie. Bobina interioară are 86 de spire, cea exterioară 186 de spire, acestea fiind străbătute de curenți până la 20 kA, la o tensiune de 300 V. Aceasta sursă de generează în interiorul său câmpuri magnetice cu inducții de până la 20 T.

Pentru a putea suporta asemenea solicitările termice severe datorate valorilor ridicate ale intensităților curentului electric prin spirele bobinei, aceasta este răcită forțat cu ajutorul unui debit de $300 \text{ m}^3/\text{h}$ apă deionizată la temperatura de $10 \text{ }^\circ\text{C}$ sub presiunea de 12 Bari, ce trece printre spirele bobinei [3].

În Fig.1 sunt prezentate și dimensiunile geometrice ale acestei bobine.

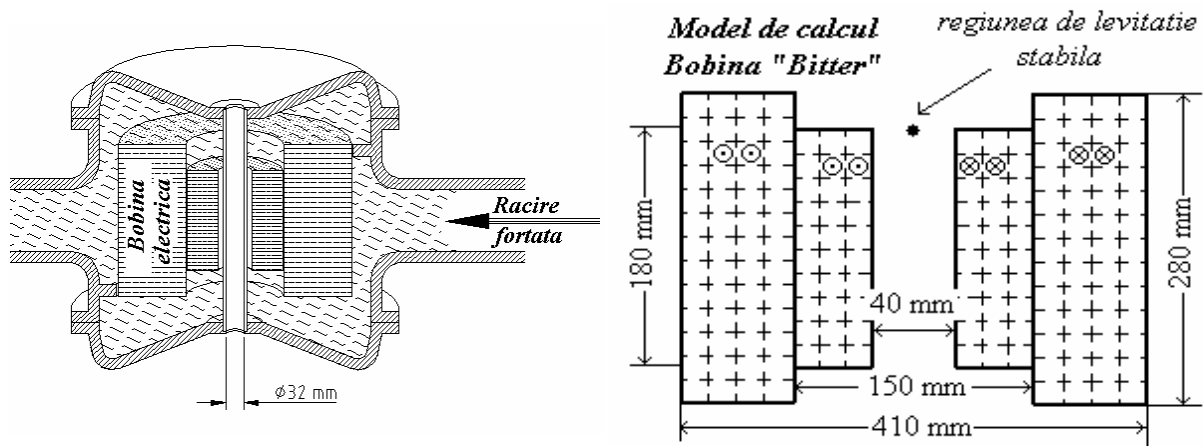


Fig. 1 Construcția și dimensiunile electromagnetului de putere folosit ca sursă de câmp.

Zona de stabilitate pentru acest tip de bobină a fost evaluată în [2]. Am stabilit că punctul de inflexiune în care valoarea forței este maximă iar levitația este stabilă se află la $z_0 = -4.84$ cm, unde câmpul are valoarea $B(z_0) = 0.7B_c$ iar valoarea gradientului câmpului la z_0 este $B'(z_0) = -145$ T²/m, unde B_c reprezintă valoarea inducției magnetice în centrul bobinei (la $z = -14$ cm). Având în vedere relația (1) va rezulta un câmp central necesar levitației de inducție:

$$B_c = 15.79 \text{ T} \tag{2}$$

Cu această sursă de câmp se pot levita o serie de materiale diamagnetice dacă se ajustează curentul bobinei astfel încât condiția de echilibru (2.4.30) să fie satisfăcută.

3. ZONA DE STABILITATE – ESTIMĂRI NUMERICE

Zona de stabilitate a corpurilor levitate este cuprinsă între $z_1 = -5.36$ cm < z_0 < $z_2 = -4.52$ cm. Variația raportului dintre inducția magnetică de-a lungul bobinei și inducția magnetică în centru este dată în Fig. 2 unde este precizată și zona de stabilitate.

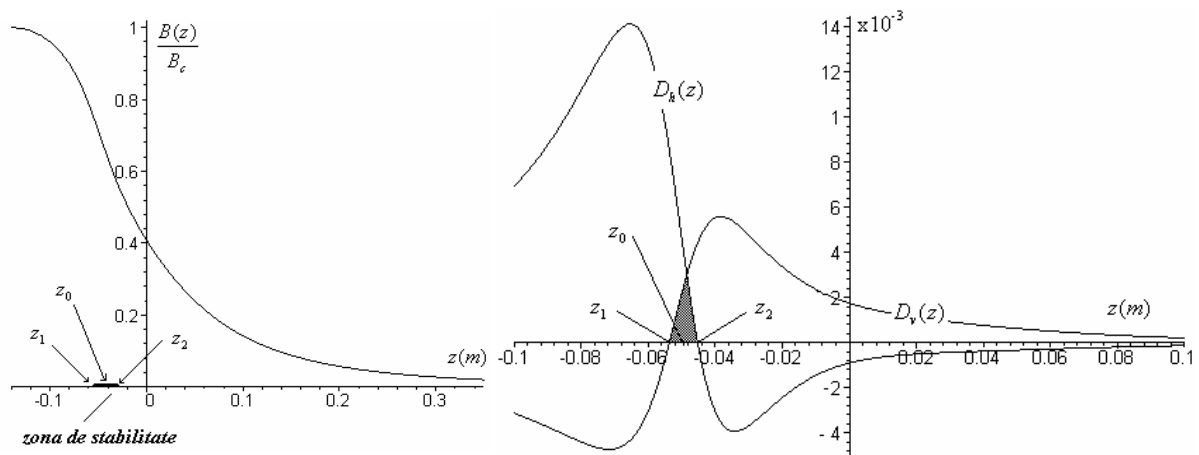


Fig. 2 Câmpul magnetic de-a lungul axei solenoidului și zona de stabilitate este la capătul primei bobine.

Am făcut, de asemenea, o serie de calcule și simulări, folosind ca model bobina prezentată anterior, pentru predeterminarea valorilor inducției magnetice centrale necesare levitării diverselor substanțe diamagnetice.

Pentru început am reprezentat în Fig. 3, o histogramă cu valoarea susceptivității specifice $\chi_p = \chi/\rho$ pentru o gamă largă de materiale diamagnetice. Am notat cu G.P. grafitul pirolitic.

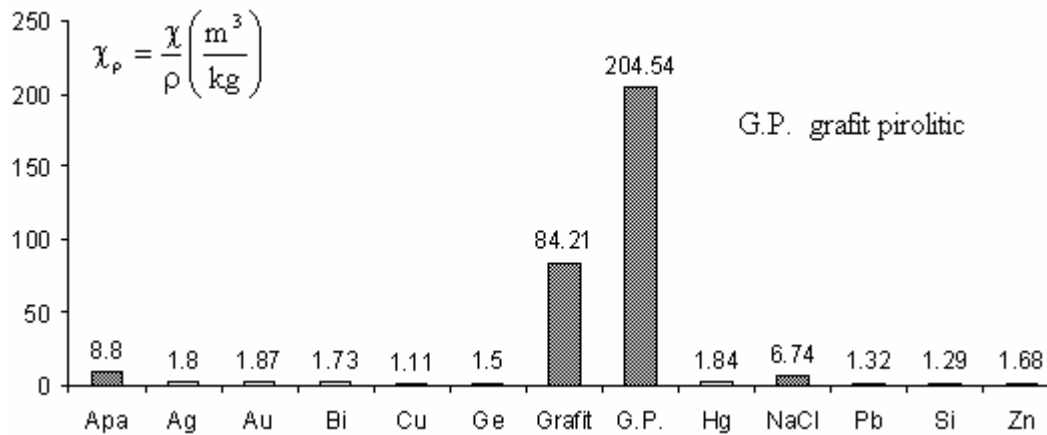


Fig. 3 Valoarea susceptivității specifice pentru diferite materiale diamagnetice.

Se poate observa valoarea mult superioară a susceptivității magnetice specifice pentru grafitul pirolitic față de celelalte materiale diamagnetice. Acest indicator arată avantajul major al utilizării grafitului și în special al grafitului pirolitic ca material de levitat folosind această tehnică.

În Fig. 4 am evaluat valoarea gradientului de câmp $B_{grad}(B)$ necesar suspensiei pentru aceleași materiale diamagnetice.

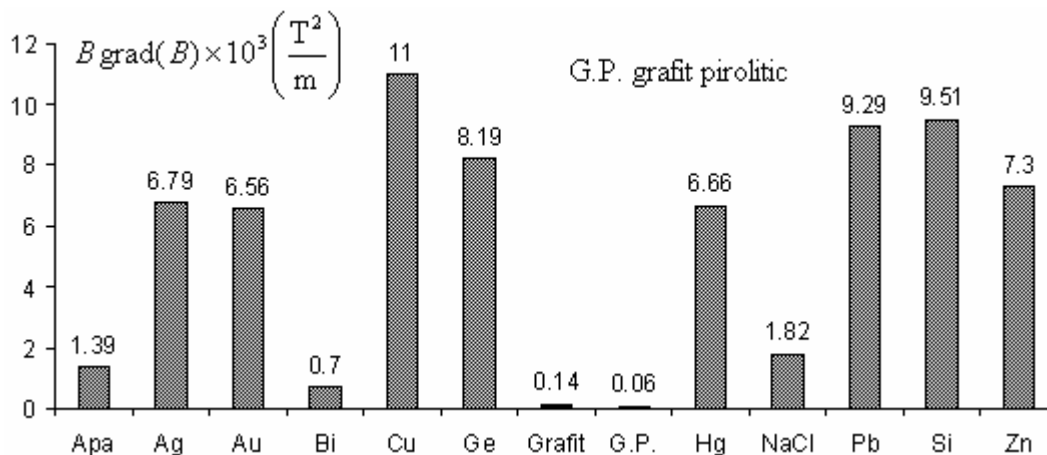


Fig. 4 Valoarea gradientului de câmp necesar levitației.

Așa cum arată și această histogramă gradientul de câmp necesar levitării diverselor substanțe diamagnetice este cu atât mai scăzut cu cât susceptibilitatea specifică a materialului este mai ridicată. Pentru corpurile puternic diamagnetice (G.P., grafit sau bismut) valoarea gradientului necesar realizării suspensiei este mult inferioară celorlalte corpuri diamagnetice (cupru, argint, plumb, siliciu, etc.).

În Fig. 5 am reprezentat pentru fiecare material diamagnetic valoarea inducției magnetice în centrul bobinei pentru a se putea atinge levitația acestora.

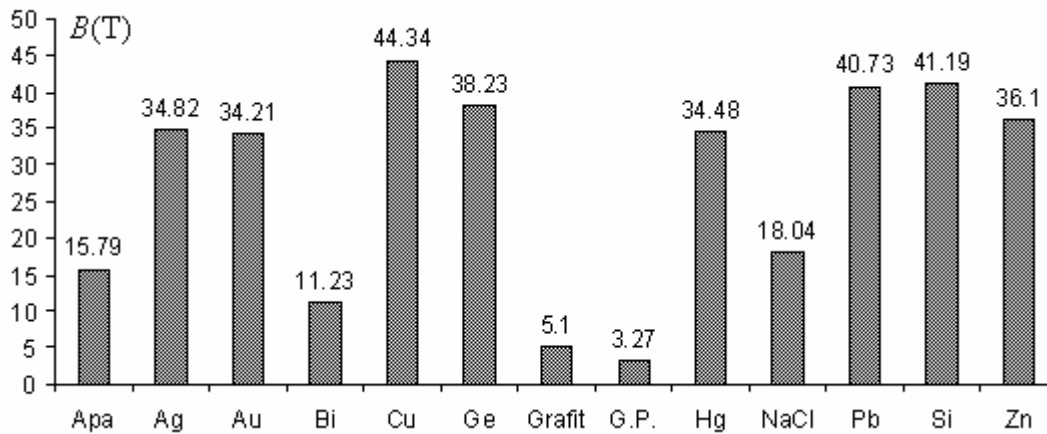


Fig. 5 Valorile câmpului central de levitație la diverse materiale diamagnetice.

Din Fig. .5 constatăm că valorile rezonabile din punct de vedere a inducției câmpului magnetic sunt obținute pentru materialele puternic diamagnetice precum grafitul, bismutul și mai ales la grafitul pirolitic, unde se poate ajunge la 3 T, ceea ce reprezintă o valoare mai mult decât acceptabilă din punct de vedere al posibilităților actuale.

Pentru a putea face o apreciere energetică și mai exactă a realizării suspensiei, vom calcula pentru fiecare material diamagnetic în parte și valoarea solenației necesară obținerii levitației pentru cazul bobinei considerate (Bitter Magnet). Rezultatele sunt prezentate în Fig. 6.

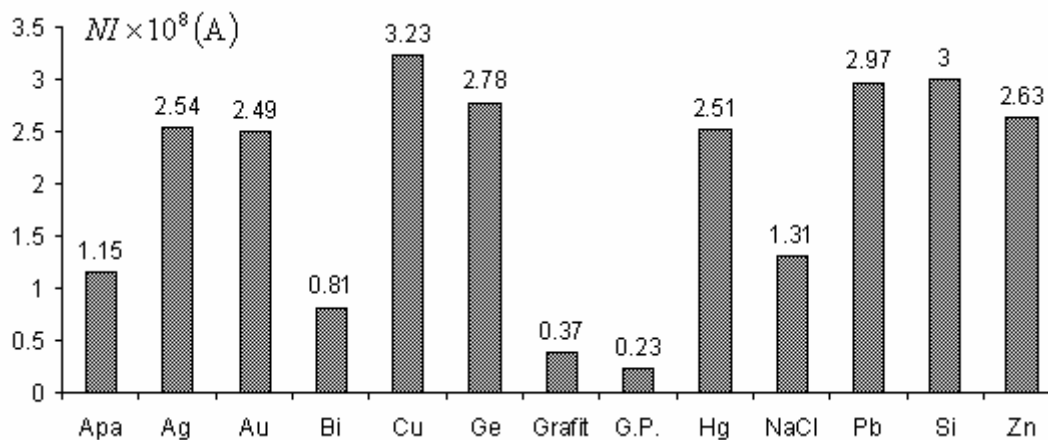


Fig. 6 Valoarea solenațiilor necesare levitării diverselor materiale diamagnetice.

Prin urmare, și în această situație se constată că materialele care impun un necesar de solenație pentru levitație aflat în zona acceptabilă din punct de vedere tehnologic sunt aceleași ca și în studiile legate de valoarea inducției magnetice centrale.

Pentru bobina considerată, vom calcula și forța care acționează în punctul de levitație asupra unui mic corp diamagnetic în formă sferă cu raza de $r = 1$ mm, confecționat din diverse materiale diamagnetice. Momentul magnetic al unui astfel de corp este evaluat în Anexa 2. În mod evident valoarea acestei forțe trebuie să fie egală cu valoarea greutateii pentru fiecare material în parte. Fig. 7 prezintă comparativ valoarea acestei forțe pentru diferite materiale.

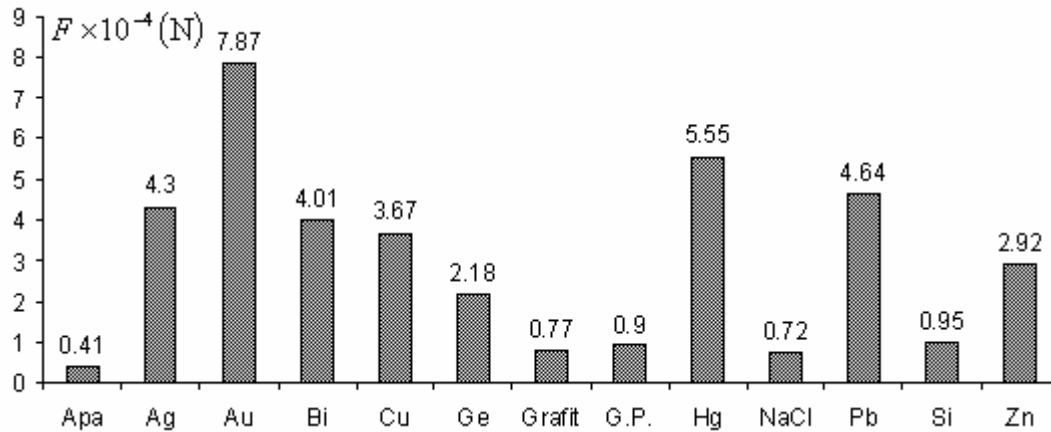


Fig. 7 Valoarea forțelor ce egalează greutatea pentru diverse materiale diamagnetice.

Ca o concluzie, referitoare la levitarea substanțelor diamagnetice putem spune că acestea necesită câmpuri magnetice care pot fi obținute în configurații și tehnologii speciale. Dar dacă se folosește o anumită clasă de materiale diamagnetice (ex. grafitul pirolitic) valoarea inducțiilor magnetice necesare levitării scade simțitor putând fi atinsă chiar și în laboratoare cu costuri nu foarte ridicate.

În condițiile în care progresul legat de tehnicile supraconductivității face posibilă obținerea unor câmpuri din ce în ce mai intense, este de așteptat ca în următoarele decenii să fie posibilă și atingerea valorii gradientilor de câmp necesari levitației unei game largi de materiale diamagnetice.

4. BIBLIOGRAFIE

- [1] SIMON, M.D.; HEFLINGER, L.O.; GEIM A.K., Diamagnetically stabilized magnet levitation, American Journal of Physics, vol. 69, no.6, pp. 702-713, June 2001.
- [2] SIMON, M.D.; HEFLINGER, L.O.; RIDGWAY, S.L., Spin stabilized magnetic levitation, American Journal of Physics, nr. 65, pp. 286- 292, 1997.
- [2] CAZACU, E., Stable magnetic levitation in stationary field using diamagnetic materials, Rev. Roum. Sci. Techn.– Electrotechn. et Energ., Tome 47, No. 3, p. 271-277, Bucarest, 2002.
- [4] GEIM, A.K.; SIMON, M.D.; HEFLINGER, L.O.; BOAMFA, B.I., Magnetic levitation at your fingertips, Nature, London, vol. 400, pp. 323-324, 19

MODELAREA NUMERICĂ PRIN METODE FEM A UNUI TESTER UNITOLĂ

Veronica MANESCU, Gheorghe PĂLTĂNEA

*Universitatea "Politehnica" din București, Spl. Independenței 313, 060042, București;
paltanea03@yahoo.com*

Abstract. Pentru a înțelege mai bine modul de realizare al unui Single Sheet Tester și pentru a aduce o completare rezultatelor obținute experimental s-a analizat amănunțit SST-ul realizat de firma Brockhaus și s-a introdus modelul acestuia în Femlab, un soft FEM. Așa cum au constatat și colegii mei din Grenoble, principala dificultate întâlnită în modelarea materialelor magnetice este histerezisul, deoarece include istoria stărilor materialului.

1 Introducere

Am încercat să modelăm histerezisul materialelor magnetice moi prin modelul Frohlich-Kennelly care aproximează destul de bine ciclul de histerezis al acestor materiale, deoarece ele au ciclul foarte îngust. În modelul Frohlich – Kennelly variația magnetizației este descrisă cu următoarea formulă:

$$\mathbf{M} = \frac{M_s \mathbf{H}}{(C + |\mathbf{H}|)}, \quad (1)$$

iar permeabilitatea magnetică relativă a acestor materiale nu este o constantă având următoarea variație [2]:

$$\mu_r(\mathbf{H}) = 1 + \frac{M_s}{C + |\mathbf{H}|} \quad (2)$$

unde:

- M_s : este magnetizația de saturație a materialului;
- C : este o constantă de material determinată experimental.

Pentru a implementa modelului testerului unitolă am creat o problemă cu geometrie bidimensională, analiza acestei structuri făcându-se în regimul electromagnetic cuasistaționar.

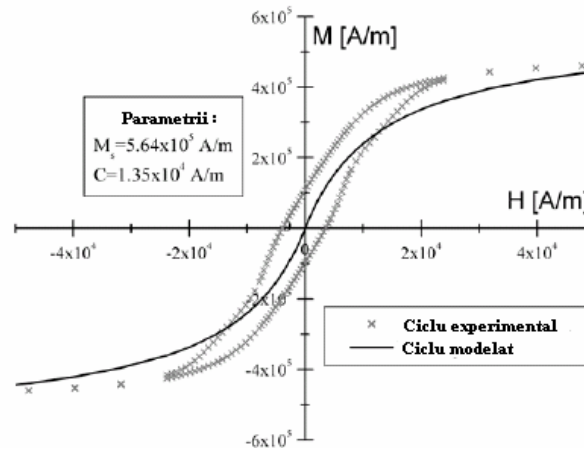


Fig. 1: Ciclul măsurat cu VSM-ul și ciclul modelat cu modelul Frohlich- Kennelly al unui film de nichel [1].

2 Formularea problemei de câmp electromagnetic cuasistatic

Regimul cuasistatic al câmpului electromagnetic presupune că $\partial \mathbf{D} / \partial t$ tinde la zero, ceea ce conduce la rescrierea ecuațiilor lui Maxwell astfel:

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} = \sigma(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) + \mathbf{J}^e \\ \nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \mathbf{D} &= \rho \\ \nabla \cdot \mathbf{J} &= 0 \end{aligned} \tag{3}$$

În aceste ecuații pe lângă mărimile caracteristice câmpului electromagnetic apare și \mathbf{J}^e care reprezintă o densitate exterioară de curent electric de conducție și \mathbf{v} ce semnifică viteza de deplasare a sistemului. În aproximarea cuasistatică mărimile câmpului electromagnetic variază foarte lent, ceea ce conduce la constatarea că problemele formulate în acest regim al câmpului electromagnetic sunt similare cu problemele de unde [3].

Dacă se utilizează definițiile potențiale ale inducției câmpului magnetic \mathbf{B} și a intensității câmpului electric \mathbf{E} :

$$\begin{aligned} \mathbf{B} &= \nabla \times \mathbf{A} \\ \mathbf{E} &= -\nabla V - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \end{aligned} \tag{4}$$

cât și relația constitutivă:

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M}) \tag{5}$$

legea circuitului magnetic poate fi rescrisă astfel:

$$\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla \times (\mu_0^{-1} \nabla \times \mathbf{A} - \mathbf{M}) - \sigma \mathbf{v} \times (\nabla \times \mathbf{A}) + \sigma \nabla V - \mathbf{J}^e = 0 \tag{6}$$

Utilizând ecuațiile de continuitate prin aplicarea operatorului de divergență se obține:

$$-\nabla \cdot \left(\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \sigma \mathbf{v} \times (\nabla \times \mathbf{A}) + \sigma \nabla V - \mathbf{J}^e \right) = 0 \tag{7}$$

Ecuatiile (6) și (7) formează un sistem ce permite determinarea celor două necunoscute potențialul magnetic vector \mathbf{A} și potențialul electric scalar V [3].

În analiza cuasistatică variabilă în timp prima ecuație din setul (3) devine:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} = \sigma(\mathbf{E} - \mathbf{v} \times \mathbf{B}) + j\omega \mathbf{D} + \mathbf{J}^e \tag{8}$$

Introducând în această expresie formula potențialului magnetic vector și a potențialului electric scalar se obține următoarea ecuație:

$$\begin{aligned} -\nabla \times ((j\omega\sigma - \omega^2 \epsilon_0) \mathbf{A} - \sigma \mathbf{v} \times (\nabla \times \mathbf{A})) + (\sigma + j\omega\epsilon_0) \nabla V - (\mathbf{J}^e + j\omega \mathbf{P}) &= 0 \\ (j\omega\sigma - \omega^2 \epsilon_0) \mathbf{A} + \nabla \times (\mu_0^{-1} \nabla \times \mathbf{A} - \mathbf{M}) - \sigma \mathbf{v} \times (\nabla \times \mathbf{A}) + (\sigma + j\omega\epsilon_0) \nabla V &= \mathbf{J}^e + j\omega \mathbf{P} \end{aligned} \tag{9}$$

Dacă se consideră relația constitutivă:

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \tag{10}$$

precum și transformarea:

$$\Psi = \nabla jV/\omega \tag{11}$$

se poate obține expresia potențialului magnetic vector:

$$\tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{A} + \frac{j}{\omega} \nabla V \tag{12}$$

$$\tilde{V} = 0$$

În final ecuația ce este rezolvată de Femlab în cazul general al problemelor de regim cuasistaționar variabil în timp este:

$$(j\omega\sigma - \omega^2 \epsilon_0) \tilde{\mathbf{A}} + \nabla \times (\mu_0^{-1} \nabla \times \tilde{\mathbf{A}} - \mathbf{M}) - \sigma \mathbf{v} \times (\nabla \times \tilde{\mathbf{A}}) = \mathbf{J}^e + j\omega \mathbf{P} \tag{13}$$

Pentru a modela Single Sheet Testerul existent în laboratorul Magnat am ales o problemă cu curenți electrici perpendiculari, ceea ce a condus la simplificarea ecuației generale:

$$(j\omega\sigma - \omega^2 \epsilon_0 \epsilon_r) A_z + \nabla \times (\mu_0^{-1} \mu_r^{-1} \nabla \times A_z) - \sigma \mathbf{v} \times (\nabla \times A_z) = \mathbf{J}_z^e + \sigma \Delta V/L \tag{14}$$

unde L reprezintă adâncimea problemei [3].

3 Geometria problemei, proprietățile de material și condițiile de frontieră

S-a considerat următoarea geometrie:

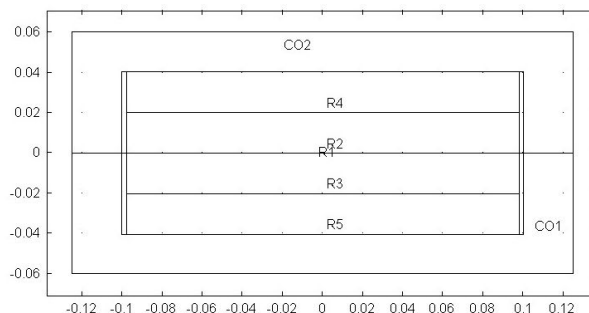


Fig. 2: Geometria problemei.

Această structură este o problemă 2D, plan paralelă de regim cvasistatic cu curenți perpendiculari.

Domeniile problemei au fost definite astfel: culasele aparatului CO1 și CO2, tola din FeSi R1, bobinele de alimentare R5 și R4 din cupru, bobinele de măsură ale inducției câmpului magnetic R2 și R3 din cupru.

S-a introdus expresia permeabilității magnetice din modelul Frolich-Kenelly ca o expresie scalară astfel: $\mu = 1 + 2.03 / (\mu_0 (0.05 \times 10^4 + \text{abs}(A_{zy} - A_{zx})))$ unde parametrii modelului sunt constanta $C = 0.05 \times 10^4$ pentru FeSi și polarizația de saturație a FeSi $J_s = 2.03$.

Pe frontiera structurii modelate am impus condiția de izolare magnetică $A_z = 0$.

S-a lucrat cu o rețea de discretizare cu 45480 elemente.

4 Postprocesarea problemei

Femlab oferă posibilitatea utilizării unui număr foarte mare de solveuri în funcție de tipul problemei. În cazul acestei modelări s-a optat pentru o analiză armonică în timp cu ajutorul unui solver neliniar ce are o parte liniară numită GMRES cu preconditionare bazată pe o factorizare LU incompletă cu o toleranță de 0,01. Solverul GMRES are o toleranță relativă de $1,06e-6$, un factor de eroare estimată de 400 și un număr maxim de iterații de 10000. S-a mai utilizat metoda eliminării ortonormale utilizând operația de transpunere a Hermitianului.

S-a analizat variația permeabilității magnetice a tolei de FeSi la frecvența industrială de 50 Hz.

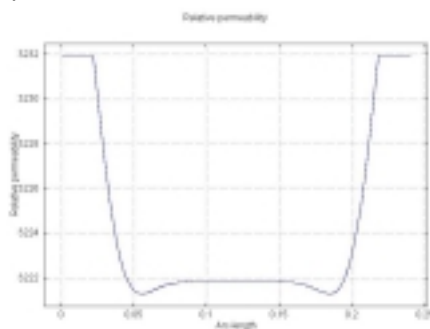


Fig. 3: Variația permeabilității magnetice a tolei de FeSi.

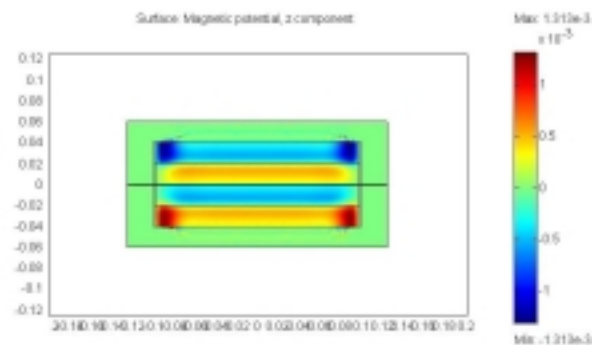


Fig. 4 Harta potențialului magnetic vector.

Acest Single Sheet Tester virtual oferă posibilitatea vizualizării hărții de culoare a unor mărimi care nu pot fi reprezentate în realitate, venind ca o completare a studiilor experimentale. În figura 4 s-a reprezentat harta de culoare a potențialului magnetic vector ce are componentă doar pe axa z.

Spre deosebire de măsurătorile reale care măsoară valoarea inducției magnetice doar în lungul tolei de FeSi acest dispozitiv permite determinarea inducției magnetice atât pe axa x, cât și pe axa y.

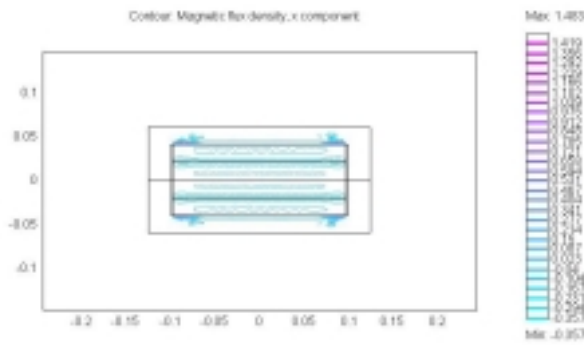


Fig. 5. Inducția câmpului magnetic pe axa x.

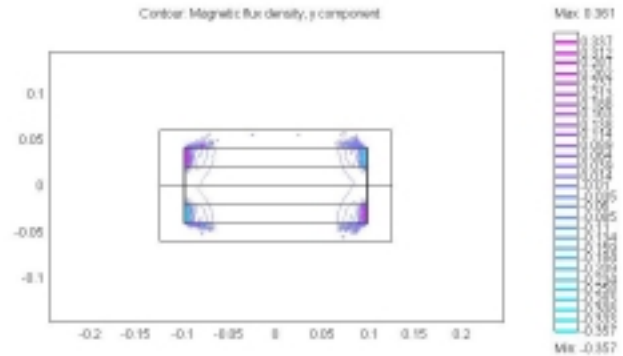


Fig. 6: Inducția câmpului magnetic pe axa y.

Se constată că inducția câmpului magnetic pe axa y este foarte mică și este suficientă măsurarea componenteii orizontale a inducției magnetice așa cum a fost conceput dispozitivul experimental.

Poate fi reprezentată și variația densității de energie magnetică în tola de FeSi.

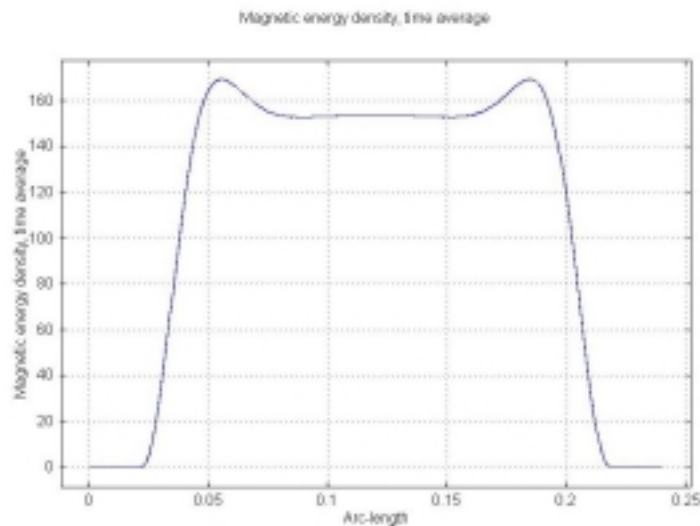


Fig. 7: Variația densității de energie magnetică de-a lungul tolei de FeSi.

Utilizând acest dispozitiv virtual s-a măsurat permeabilitatea magnetică relativă la FeSi la diferite frecvențe fiind obținute următoarele rezultate în centrul tolei:

Tabelul 1. Variația permeabilității magnetice în centrul tolei cu frecvența.

f [Hz]	5	10	15	20	30	50	70	100	1000
μ_r	2844,3	3063,6	3138	3173,5	3203,7	3221,7	3227	3229,8	3231,9

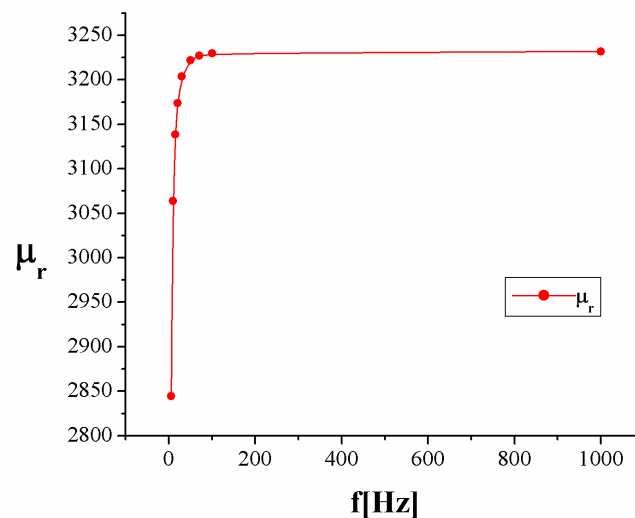


Fig. 8: Variația permeabilității magnetice relative cu frecvența.

S-a constatat că permeabilitatea magnetică relativă a tolei de FeSi nu mai variază o dată cu creșterea frecvenței peste 1000 Hz.

De mare interes la ora actuală este și calculul pierderilor magnetice în tolele de FeSi. Aceste pierderi pot fi calculate în timpul simulării problemei. Formula pierderilor de energie include pierderile prin histerezis, pierderile clasice de energie (Joule) și pierderile în exces (anomale). În regim cuasistatic electromagnetic se utilizează următoarea formulă:

$$P_{TOT} = k_h B_m^2 f + \pi^2 \frac{\sigma d^2}{6} (B_m f)^2 + k_e (B_m f)^{3/2} \quad (15)$$

în care primul termen reprezintă pierderile prin histerezis, cel de-al doilea termen reprezintă pierderile prin efect Joule, iar cel de-al treilea termen reprezintă pierderile anormale. Unde:

- B_m [T]: valoarea inducției câmpului magnetic;
- f [Hz]: frecvența de lucru;
- σ [Ωm]⁻¹: conductivitatea FeSi;
- d [m]: grosimea tolei laminate;
- k_h [$\text{Ws}/\text{T}^2/\text{m}^3$]: coeficientul pierderilor prin histerezis;
- k_e [$\text{W}/(\text{Ts}^{-1})^{3/2}/\text{m}^3$]: coeficientul pierderilor în exces.

Pentru a determina cei doi coeficienți k_h și k_e sunt necesare măsurători experimentale cu Testerul Unitolă la două frecvențe diferite, determinându-se astfel pierderile de energie. Aceste valori (pierderile de energie și frecvențele) sunt utilizate în calculul celor doi parametri rezultând un sistem cu două ecuații. Am determinat următoarele date pentru tolele FeSi la $B_m = 1,5$ T: $k_h = 278,46$ $\text{Ws}/\text{T}^2/\text{m}^3$, $k_e = 15,220185$ $\text{W}/(\text{Ts}^{-1})^{3/2}/\text{m}^3$ și $\sigma = 4,032\text{e}6$ [Ωm]⁻¹.

Am aplicat formula (15) pe domeniul tolei și am obținut niște pierderi totale de 6,17 W.

5 Concluzii

Calculatorul este o unealtă foarte folositoare și puternică cu ajutorul căruia se pot obține rezultate surprinzătoare dacă este convenabil folosit. Dar nu trebuie privit ca un substitut pentru creier și este o greșeală mare, dar des întâlnită să lăsăm calculatorul să ia toate deciziile. A devenit extrem de ușor în zilele noastre să scriem un program și să-l rulăm, astfel încât au putut fi publicate rezultate excepționale care confirmă fenomenele din realitatea fizică, sau uneori aceste minuni pot fi rezultatul unei erori ce a fost introdusă de neatenția cercetătorilor în

programe sau în logica programului respectiv. În simulările noastre am folosit o rețea de discretizare nu foarte fină astfel încât aproximarea materialelor continue să fie adevărată și energia magnetostatică să se dezvolte în structuri reale.

Prin realizarea acestui Tester Unitolă virtual s-a urmărit înțelegerea modului de realizare a unui astfel de aparat, precum și o verificare a ordinului de mărime al datelor experimentale reale, el trebuie privit ca o completare a realității și nu ca o verificare foarte exactă a acesteia.

Referințe

- [1] Kristian Smistrup, Ole Hensen, Henrik Bruus, Mikkel F. Hansen, *Magnetic separation in microfluidic systems using microfabricated electromagnets – Experiments and simulation*, J. Magn. Mater., 17 mai, 2004.
- [2] Jiles D., *Introduction to magnetism and magnetic materials*, second edition, Chapman & Hall, 1998, ISBN: 0-412-79860-3, pp 115-117.
- [3] Femlab help.

STUDIUL COMPLEX AL TOLELOR DE FIER SILICIU CU GRĂUNȚI ORIENTAȚI (GO)

Gheorghe PĂLTĂNEA, Veronica MANESCU

*Universitatea "Politehnica" din București, Spl. Independenței 313, 060042, București;
paltanea03@yahoo.com*

Abstract. În acest articol am încercat să prezentăm o analiză a proprietăților și a procesului de fabricație a tolelor din Fe-Si Go

1 Caracteristici generale

Diversitatea compozițiilor oțelurilor din care sunt realizate tolele cu grăunți neorientați dispare în cazul tolelor cu grăunți orientați, deoarece toate tolele ce se găsesc la ora actuală pe piață au aceeași compoziție de bază: o soluție solidă de Fe-Si de concentrație 3 % fără aluminiu. Tolele cu conținut mai mare de siliciu sunt mai performante, dar mai scumpe.

Caracterul specific al acestor tole constă în structura lor cristalină. Toate cristalele cubice centrate ce compun tola (sunt de talie mare, diametrul lor este mai mare de 1 cm) sunt orientate în aceeași direcție. Această orientare se numește structura Goss sau (110)[001] (notația Miller) (figura 1). Direcția de laminare este conținută în planul tolei, fiind vecină cu latura cubului fiind totodată și direcția de ușoară magnetizare. Se remarcă în aceste tole o structură de domenii magnetice foarte avantajoasă constituită din domenii regulate în formă de benzi paralele magnetizate alternativ, separate prin pereți de 180°. Tolele cu grăunți orientați au magnetizația orientată pe direcția de laminare, iar pierderile de energie sunt reduse. Pe direcția perpendiculară pe direcția de laminare (direcția transversală) caracteristicile magnetice ale tolelor GO sunt inferioare celor corespunzătoare tolelor NO cu o compoziție asemănătoare [1, 2].

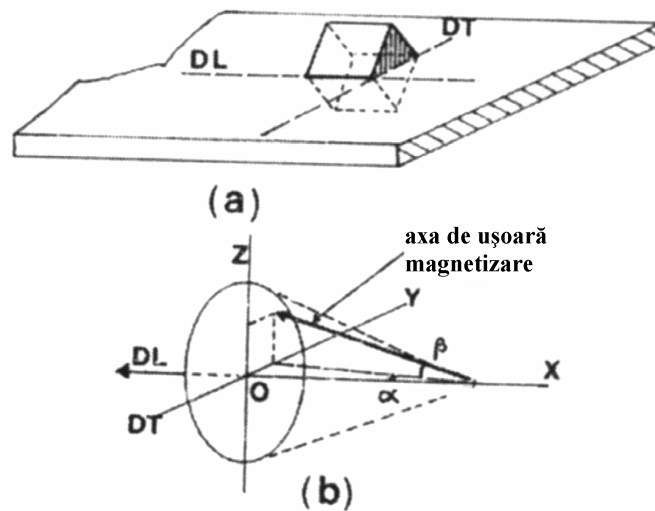


Fig. 1: Orientarea unui grăunte într-o tolă GO.
DL – direcția de laminare; DT – direcția transversală.

2 Metode de fabricare.

Recristalizarea secundară constituie o etapă importantă în fabricarea acestor materiale. Se obține o matrice alcătuită din cristale foarte mici (cu diametre de ordinul $10\div 20\ \mu\text{m}$) și unele din aceste cristale cresc foarte repede în detrimentul vecinilor lor. Volumul unui cristal mărit este de ordinul mm^3 , dar un singur cristal joacă rolul de germene, acesta având o structură Goss ideală. Germenele este înconjurat de grăunți primari cu o structură specifică. Această vecinătate conferă o mobilitate mare conexiunilor cu grăunții.

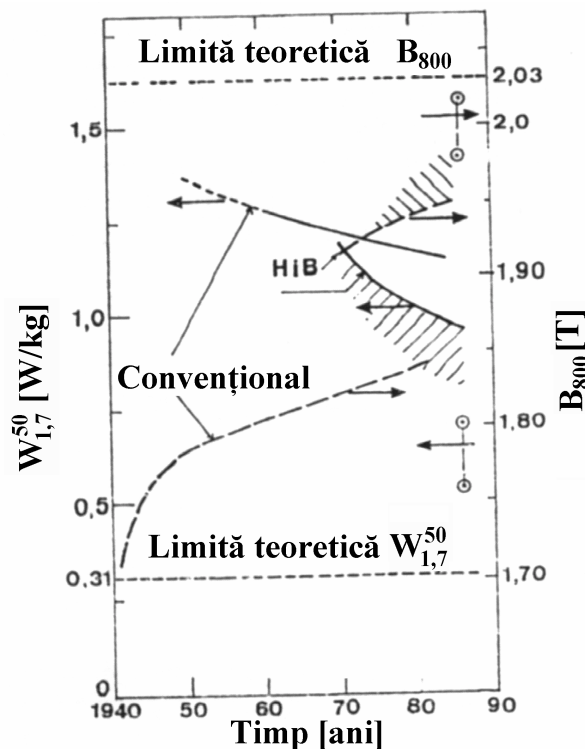


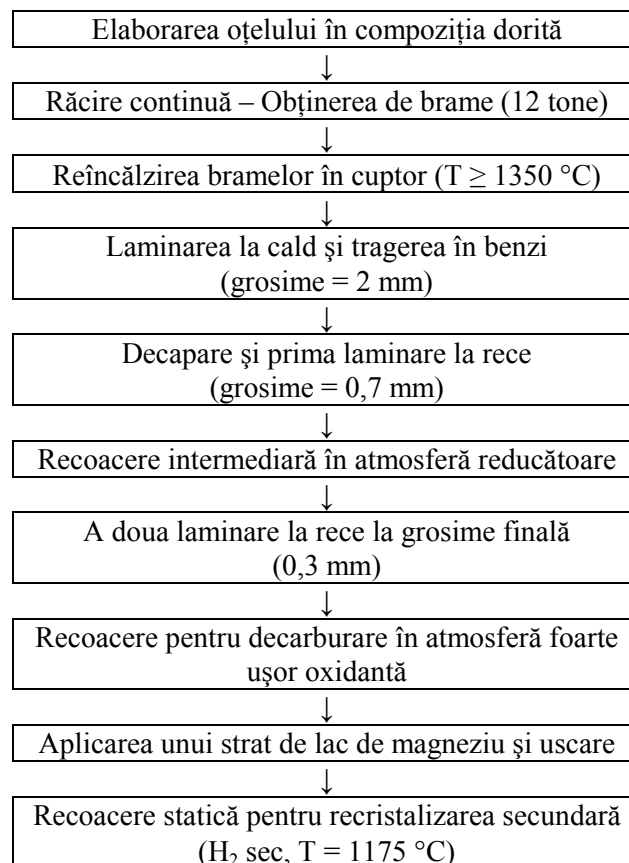
Fig. 2: Progresul tehnologic pentru tolele Fe-Si GO [4, 5].

Prepararea materialului începe în oțelărie prin introducerea în aliaj a unei impurități numită inhibitor de recristalizare primară (de exemplu sulfură de mangan, sau nitrură de aluminiu folosită în cazul tolelor de mare permeabilitate) în concentrație de câteva părți pe milion. Unul din rolurile inhibitorului este de a bloca creșterea grăunților primari. Energia stocată în grăunții primari este energia motoare a recristalizării secundare. Toate impuritățile și în particular carbonul concură pentru a obține o structură Goss bună. Recristalizarea secundară nu poate interveni după deblocarea creșterii grăunților la temperatură înaltă.

După răcire, inhibitorul capătă o formă fizică convenabilă. Eșantionul suportă un tratament termic la temperatură foarte înaltă înaintea laminării sale la cald. Operația de laminare la cald reprezintă o etapă importantă a ciclului de fabricație. Ea determină textura primară a materialului ce condiționează obținerea unei bune texturi Goss. După obținerea stării de recristalizare se elimină impuritățile și inhibitorului, deoarece acestea pot avea efecte nedorite în cea ce privește proprietățile magnetice ale materialului influențând deplasarea pereților de domenii [1].

Două familii de tole GO sunt disponibile pe piață: tolele clasice și tolele de înaltă permeabilitate cu performanțe mai bune. Marile etape de fabricare ale tolelor clasice sunt considerate cunoscute și sunt evidențiate în tabelul de mai jos. În scopul optimizării acestor etape s-a variat tipul impurităților introduse precum și modalitățile de tratament obținându-se tole de calitate diferite[2].

Tabelul 1: Principiul de fabricare a tolelor magnetice clasice cu grăunți orientați.



↓
Spălare și recoacere de fosfatare. Netezire

3 Izolația tolelor cu grăunți orientați.

Tolele cu grăunți orientați sunt destinate în principal construcției de miezuri de transformatoare care sunt plasate și funcționează în băi de ulei mineral ce asigură izolarea și răcirea aparatului. Izolarea adecvată a acestor tole trebuie să rămână perfect neutră și chimic stabilă față de acest mediu.

Pentru tolele clasice se utilizează o acoperire izolantă cu un silicat de magneziu numit fosterită (Mg_2SiO_4) ce este ulterior supus unei fosfatări. Deoarece este fabricat pe cale chimică la temperaturi înalte în timpul ultimei etape din procesul de fabricație, stratul izolant este foarte subțire ($2 \div 5 \mu m$).

Stratul izolant poate exercita tensionări mecanice asupra rețelei cristaline de Fe-Si datorită coeficienților de dilatație termică diferiți. Pentru cazul aplicării stratului izolant pe o lamelă monocristalină de metal, în planul (110), un calcul de elasticitate arată că rezultanta tensiunilor ce apar este echivalentă cu o tracțiune exercitată după direcția [001] a planului (110), ceea ce afectează proprietățile anizotrope ale suportului monocristalin. Valorile modulului lui Young în lungul direcțiilor [100] și [110] sunt de 120, respectiv 216 GPa. Rezultanta acestor tensionări joacă un rol benefic asupra repartițiilor de domenii și contribuie la ameliorarea proprietăților magnetice ale aliajului. Din nefericire tolele sunt policristaline, iar această îmbunătățire a proprietăților magnetice dispare atunci când orientarea cristalelor se abate, chiar și foarte puțin, de la orientarea Goss ideală.

În practică o bună acoperire izolantă determină o scădere a pierderilor prin exercitarea unor tensionări magnetoelastice doar în cazul tolelor mai bine texturate. Pentru cazul unei densități a stratului izolator obișnuită, apăsarea echivalentă asupra rețelei cristaline este de aproximativ 6 MPa. Acesta implică o reducere semnificativă a mărimii domeniilor magnetice și o scădere a pierderilor de putere cu aproape 10 % [3].

4 Tole cu grăunți orientați de înaltă permeabilitate

În anii '70 a fost introdusă o nouă tehnologie de fabricare a tolelor magnetice prin se puteau obține benzi cu o textură mult mai bună decât cea a tolelor clasice (figura 3). Această diminuarea a mărimii grăunțelor de domenii nu a adus o scădere importantă a pierderilor de putere.

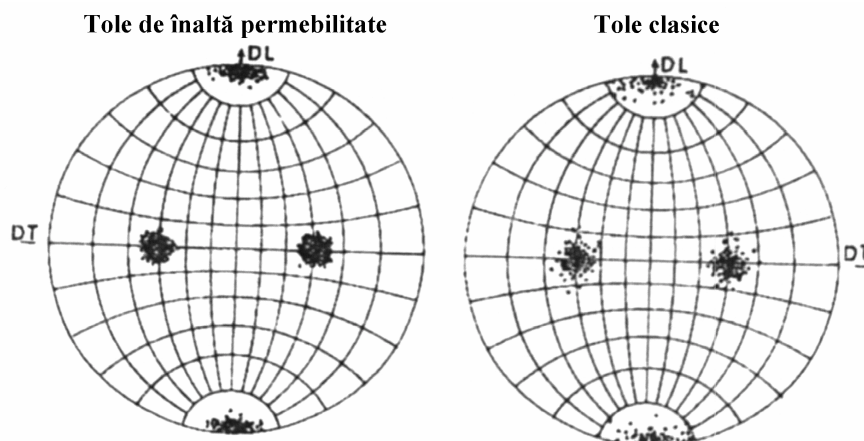


Fig. 3: Imaginea polilor (100) pentru două tole GO. Dispersia orientării polilor (100) este foarte diferită în cazul celor două texturi, abaterea de la orientarea ideală fiind inferioară limitei de 15°.

Ulterior s-au descoperit noi tratamente suplimentare ce se pot aplica pe suprafața tolei în etapa finală de fabricare. Aceste tratamente au rolul de a mării numărul centrelor de nucleație a pereților Bloch fără a limita mobilitatea acestora. Pentru acesta se realizează defecte superficiale la limita dintre rețeaua cristalină și stratul izolator, distribuite regulat în linii distanțate cu $5 \div 10$ mm perpendiculare pe direcția de laminare. Acest procedeu este cunoscut ca „scratching”.

Tehnologia industrială utilizată pentru crearea acestor linii folosește un fascicul laser pulsatoriu ce produce o fiziune punctuală a stratului izolator ce se recrystalizează instantaneu și determină apariția unor tensionări locale. Alte metode ce prezintă rezultate similare constă în utilizarea unui fascicul de electroni sau a tratamentelor mecanice.

5 Caracteristicile tolelor comerciale.

Caracteristicile magnetice pentru tole cu grăunți orientați sunt măsurate pe o direcție paralelă cu axa de laminare, pentru o inducție magnetică sinusiudală la frecvență industrială (50 Hz) și amplitudine de 1,7 T.

Pentru măsurători cu un cadru Epstein tolele după debitare sunt recoapte pentru $1 \div 2$ ore la 800 °C în atmosferă de argon și răcite foarte lent. În cazul utilizării unui tester unitolă acest tratament nu este neapărat necesar astfel încât caracterizarea tolelor tratate special prin tensionare locală se poate realiza numai cu acest aparat.

Tabelul 2: Caracteristicile tolelor Fe-Si GO.

	Grosime nominală [mm]	Pierderi specifice la 1,7 T, 50 Hz [W/kg]	Putere aparentă specifică [VA/kg]	Inducția magnetică la 800 A/m [T]
Tole clasice	0,35	1,50	3,0	1,75
	0,30	1,25	2,7	1,84
	0,23	1,07	2,6	1,84
Tole de înaltă permeabilitate (tensionate)	0,30	1,05	1,4	1,92
	0,27	1,03	1,4	1,92
	0,23	0,85	1,4	1,90

Tolele foarte subțiri de grosime 0,23 mm au pierderile specifice foarte reduse, dar utilizarea industrială a tolelor de mare permeabilitate tensionate este limitată. Tolele cu grăunți orientați clasice de grosime $0,27 \div 0,3$ mm sunt cele mai utilizate. Curba de primă magnetizare a acestor materiale este prezentată în figura de mai jos.

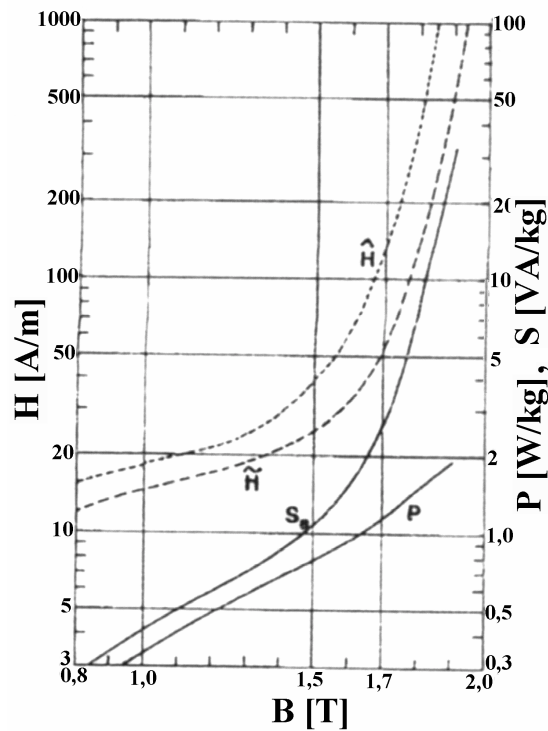


Fig. 4: Proprietățile magnetice ale unei tole 130 – 27 – S, de grosime 0,27 mm, la 50 Hz [1].

Se utilizează tole GO pe direcția de laminare, deoarece abaterile de la direcția de ușoară magnetizare conduc la scăderea permeabilității magnetice și la creșterea pierderilor de energie. Caracteristicile prezentate în figura 5 sunt obținute plecând de la benzi Epstein decupate în două categorii de tole de grosime 0,35 mm cu diferite texturi. Se remarcă că tolele cu cea mai bună textură sunt foarte performante dacă sunt utilizate pe direcția de laminare și mediocre dacă sunt utilizate pe direcția transversală.

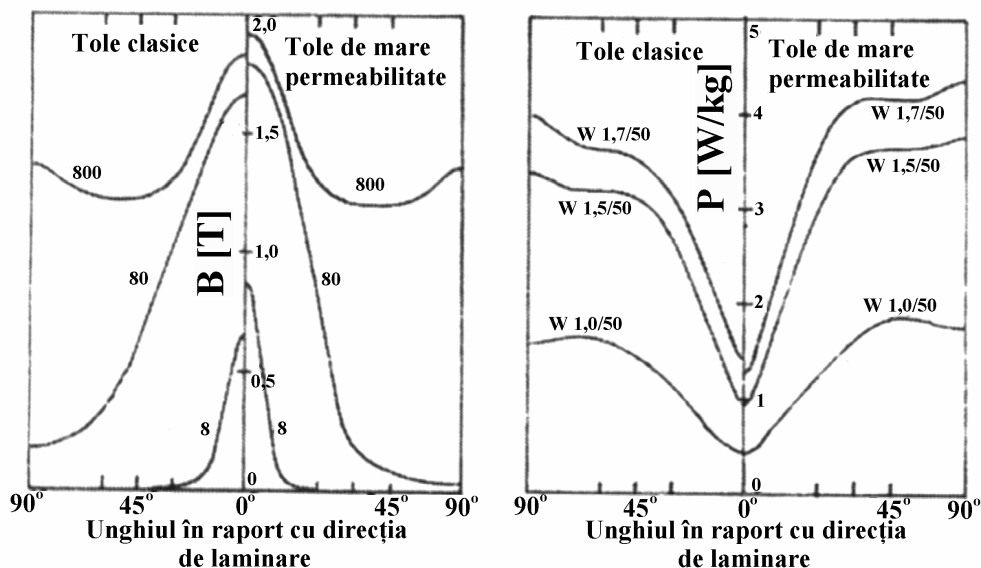


Fig. 5: Inducția magnetică obținută pentru 3 valori ale câmpului de excitație și pierderile la 50 Hz pentru 3 valori ale inducției măsurate cu un cadru Epstein cu benzi de diferite orientări și din două tipuri de tole [6].

6 Concluzii

Studiile efectuate pe structura Goss vizează obținerea unei structuri ideale constuită din domenii lungi cu pereți 180° paraleli cu direcția de laminare. Problema reducerii pierderilor de energie magnetică se confundă în cazul tolelor GO cu problema optimizării texturii magnetice. Reducerea pierderilor dinamice și a pierderilor prin histerezis depășește problema eliminării obstacolelor de natură frânantă cum ar fi deplasarea pereților de domenii magnetice precum și modificarea dimensiunilor domeniilor magnetice. După eliminarea impurităților și a tensiunilor interne fixarea pereților de domenii magnetice se bazează pe efecte de natură magnetostatică.

Metalurgiștii fac eforturi susținute pentru a ameliora orientarea grăunților. Experiența arată că apare o slabă dezorientare a axei de ușoară magnetizare în planul tolei. În cazul în care unghiul de dezorientare nu depășește 2° , reducerea energiei magnetostatice se realizează prin micșorarea lărgimii domeniilor 180° evitându-se apariția domeniilor în formă de lance. S-a constatat că nu este însă suficient să se obțină grăunți prea mari, cea mai avantajoasă structură este cea cu grăunți de dimensiune 0,5 mm, dar reducerea pierderilor prin histerezis este însă compensată de creșterea pierderilor dinamice rezultate prin mărirea dimensiunii grăunților.

Referințe:

- [1] P. Brissonneau, *Magnetisme et matériaux magnetiques pour l'électrotechnique*, Editura Hermes, Paris, 1997.
- [2] R-M. Bozorth, *Ferromagnetism*, D. Van Nostrand CY Ed., 1951.
- [3] LJ Dijkstra, *Non ferromagnetic precipitate in a ferromagnetic matrix*, Chap. X, Magnetisme and Metallurgy, Academic Press, NY, 1969.
- [4] N. Takahashi, *Production of very low core loss G.O. silicon Steel*, IEEE Trans. Mag., MAG-22, Nr. 5, 1986, p. 490.
- [5] T. Nozawa, *Studies of domain refining of G.O. silicon steel*, SMM7 Conf. Proceedings, Wolfson Centre for Magnetic Technology Cardiff, Sept. 1985, p. 131.
- [6] S. Taguchi, T. Yamamoto, A. Sakakura, IEEE Trans. Mag., MAG-10, 1974, p. 123

STUDIUL ASUPRA UNUI MEDIU DUR DE ÎNREGISTRARE MAGNETICĂ

Dan Băzăvan, Lucian Petrescu

Centrul de Cercetare MAGNAT, Facultatea de Inginerie Electrica,
Universitatea "Politehnica" din Bucuresti, 060042

e-mail: dbavazan@email.ro

Abstract. Această lucrare își propune să evidențieze proprietățile magnetice ale unui mediu dur de înregistrare magnetică reprezentat de un platan de hard disk. Acesta este compus din două părți esențiale: un substrat al platanului care îi dă structura și rigiditatea, și un înveliș magnetic în care se înregistrează informația prin impulsuri magnetice. Hard disk-urile își iau numele de la rigiditatea platanelor folosite, în comparație cu discurile flexibile.

Eșantionul obținut dintr-un platan a fost măsurat cu ajutorul Magnetometrului cu Probă Vibrantă (VSM, Lake Shore[®]) din cadrul Centrului de Cercetare MAGNAT. S-au urmărit proprietățile magnetice intrinseci (M_s – magnetizația de saturație) și cele extrinseci (H_c – câmpul coercitiv, M_r – magnetizația remanentă).

1 Introducere

Materialele magnetice dure [1] sunt destinate, de obicei fabricării magneților permanenți, pentru care există un foarte larg domeniu de aplicații, în special în industria electrotehnică.

Materialele magnetice dure mai sunt folosite și la construirea platanelor de hard disk. Este esențial ca materialul să nu se poată demagnetiza ușor, adică să posede un puternic câmp coercitiv. Convențional vorbind, tocmai valoarea acestui câmp a fost aleasă pentru a distinge între materialele magnetice moi și cele dure. Oarecum arbitrar, sunt considerate ca fiind dure materialele magnetice al căror câmp coercitiv este mai mare de 10 kA/m.

La materialele magnetice dure [1], caracteristica cea mai semnificativă este coercitivitatea. Există materiale, recent descoperite la care câmpul coercitiv ajunge să fie cu două ordine mai sus decât limita menționată (10 kA/m).

La materialele magnetice dure trebuie făcută distincția între câmp *coercitiv intrinsec* $|H_c^{(M)}|$, care este intensitatea câmpului magnetic la care se obține anularea magnetizației (după magnetizarea la saturație a materialului) și câmp *coercitiv aparent* $|H_c^{(B)}|$, la care se obține, în aceleași condiții, anularea inducției (Fig. 1). Întotdeauna este valabilă inegalitatea $H_c^{(M)} > H_c^{(B)}$; materialul este cu atât mai bun cu cât inegalitatea este mai pronunțată [1].

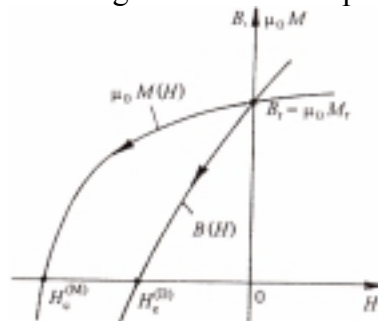


Fig. 1. Curbele de magnetizare (demagnetizare) ale unui material magnetic, pentru punerea în evidență a diferenței dintre câmpul coercitiv intrinsec $|H_c^{(M)}|$ și cel aparent $|H_c^{(B)}|$. Din punct de vedere al

utilizatorului, caracteristica de interes este $B(H)$

Materialele magnetice de bună calitate sunt caracterizate printr-o *magnetizație de saturație* M_s destul de ridicată. O altă condiție necesară pentru materialele respective este aceea că *raportul de rectangularitate* M_r / M_s al ciclului maxim de histerezis să fie destul de apropiat de unitate, proprietate ce conduce și la o *magnetizație* (sau inducție) *remanentă* M_r (sau B_r) importantă.

2 Construcția Hard disk-urilor

Primul hard disk a fost fabricat în 1957 de compania IBM și cunoscut sub numele de „RAMAC” având capacitatea de stocare de 2000 biți/in².

Platanele unui hard disk sunt fabricate dintr-un strat de protecție din aliaj de aluminiu și câteva substraturi: un substrat care ajută aderența (~10 nm de fosfură de nichel), un substrat de crom (5-10 nm) care controlează orientarea și dimensiunea grăunțelor din stratul magnetic, stratul magnetic (50 nm PtCo cu diferite adaosuri ca Ta, P, Ni, Cr), un strat protector de zirconiu (10-20 nm) și în final un lubrifianț care reduce fricțiunea și uzura discului. În Fig. 2 sunt prezentate dispunerea platanelor dintr-un hard disk și a straturilor.

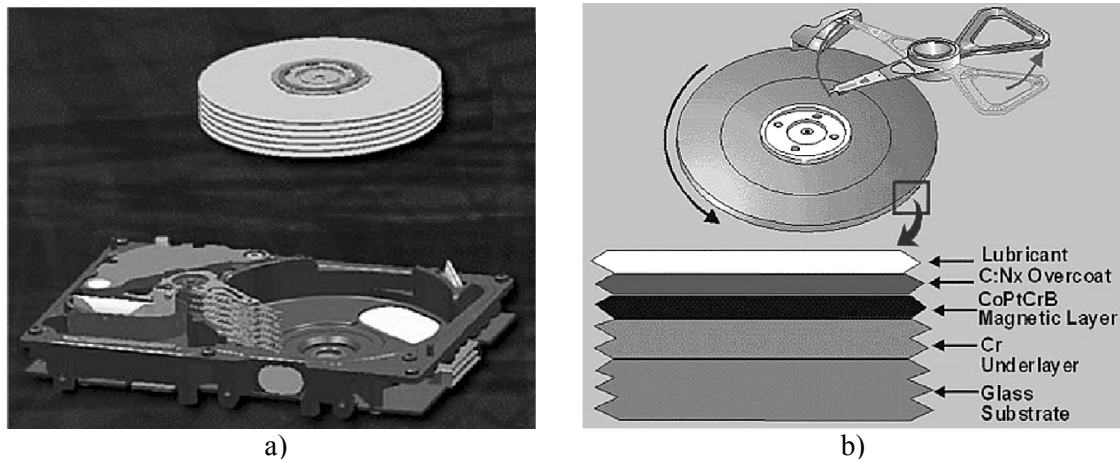


Fig. 2. Imaginea unui HDD: a) vedere de ansamblu; b) compoziția straturilor unui platan

Construcția unui hard disk este prezentată schematic în Fig. 3. Discurile platanelor sunt atașate pe un motor, scrierea datelor făcându-se cu ajutorul unui senzor magnetoinductiv. Citirea datelor se face de asemenea cu ajutorul senzorului magnetoinductiv dar se poate face și cu ajutorul senzorului magnetorezistiv.

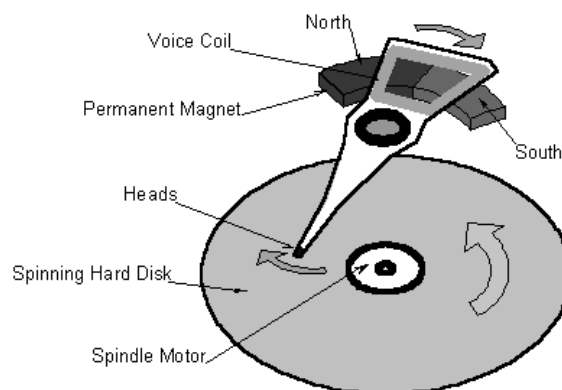


Fig. 3. Reprezentarea schematică a unui hard disk

Acest mediu care este obținut prin depozitare electrochimică, evaporare termică și special prin pasivizarea anumitor metale și oxizi metalici este aproape în exclusivitate folosit pentru hard disk-uri. Mediul este compus din grăunțe mici într-o fază nonmagnetică, în ordine să reducă cuplajul de schimb al lor – una din cele mai importante cauze ale zgomotului lor. Pentru cele mai multe cazuri materialul este un aliaj feromagnetic pe bază de Co [2].

Un material capabil să asigure o magnetizație remanentă egală cu magnetizația de saturație, $M_r = M_s$, cât mai mult timp posibil, adică în câmpuri inverse destul de puternice, cel puțin până la punctul de coercitivitate $H_c^{(B)}$ reprezintă cazul ideal.

În Fig. 4 sunt reprezentate ciclurile de histerzis în cazul unui magnet ideal și al unui permanent real.

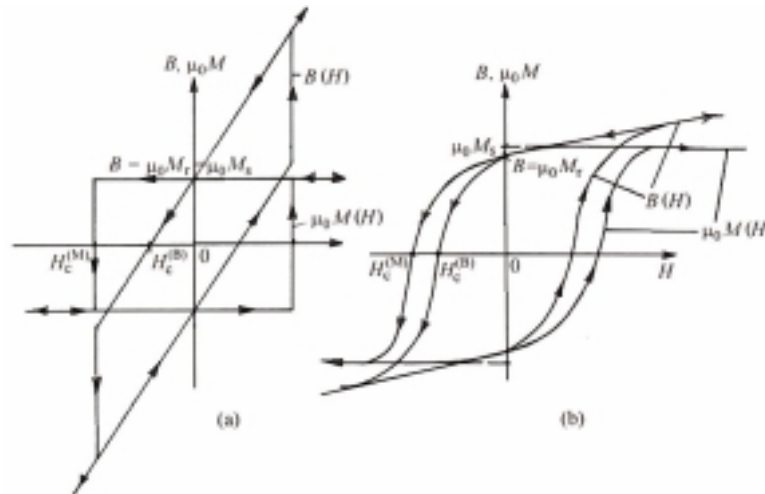


Fig. 4. Ciclul de histerzis al unui magnet ideal a) și al unui obișnuit b)

Microstructura materialului joacă un rol important din punctul de vedere al materialului magnetic dur. Aceasta este mai puțin legată de anizotropie (magnetocristalină, de formă sau de orice alt tip), cât mai cu seamă de producerea unui număr mare de obstacole pentru mișcarea pereților, atât datorită dimensiunilor reduse ale particulelor sau grăunțelor cât și datorită prezenței tensiunilor locale reziduale, care fixează pereții interdomeniali și determină o coercitivitate mai ridicată.

De asemenea, coercitivitatea mai depinde de starea suprafeței eșantionului, polizarea (mecanică, chimică sau electronică) ducând întotdeauna la creșterea lui H_c , fiind vorba în acest caz de rolul important pe care îl au defectele de suprafață (Bad), în general eliminate prin polizare, la inversarea magnetizației grăunțelor, justificându-se importanța și utilizarea tratamentelor termice la care trebuie supus materialul.

Pot fi așadar identificate trei cauze principale ale coercitivității ridicate a materialelor magnetic dure: (i) *anizotropia de formă*, care conduce la un câmp coercitiv direct proporțional cu magnetizația la saturație M_s ; exemple tipice sunt aliajele CuFeNi, Alnico și pulberile (Fe, FeCo, $\gamma\text{Fe}_2\text{O}_3$); (ii) *incluziunile și tensionările*, în care caz câmpul coercitiv $H_c^{(M)}$ este invers proporțional cu M_s ; exemple tipice sunt de rândul acesta unele aliaje *MT-PR*: Sm(Co, Fe, Cu, Zr)_{7,8}, NdFeB, obținute în condiții speciale; (iii) *anizotropia magnetocristalină* (defectele), care duce la un câmp coercitiv $H_c^{(M)}$ proporțional cu raportul K/M_s , unde K este constanta de anizotropie; feritele, aliajul PtCo și cea mai mare parte a aliajelor *MT-PR* (SmCo₅, NdFeB sintetizat etc.) aparțin acestei categorii [1].

3 Rezultate experimentale

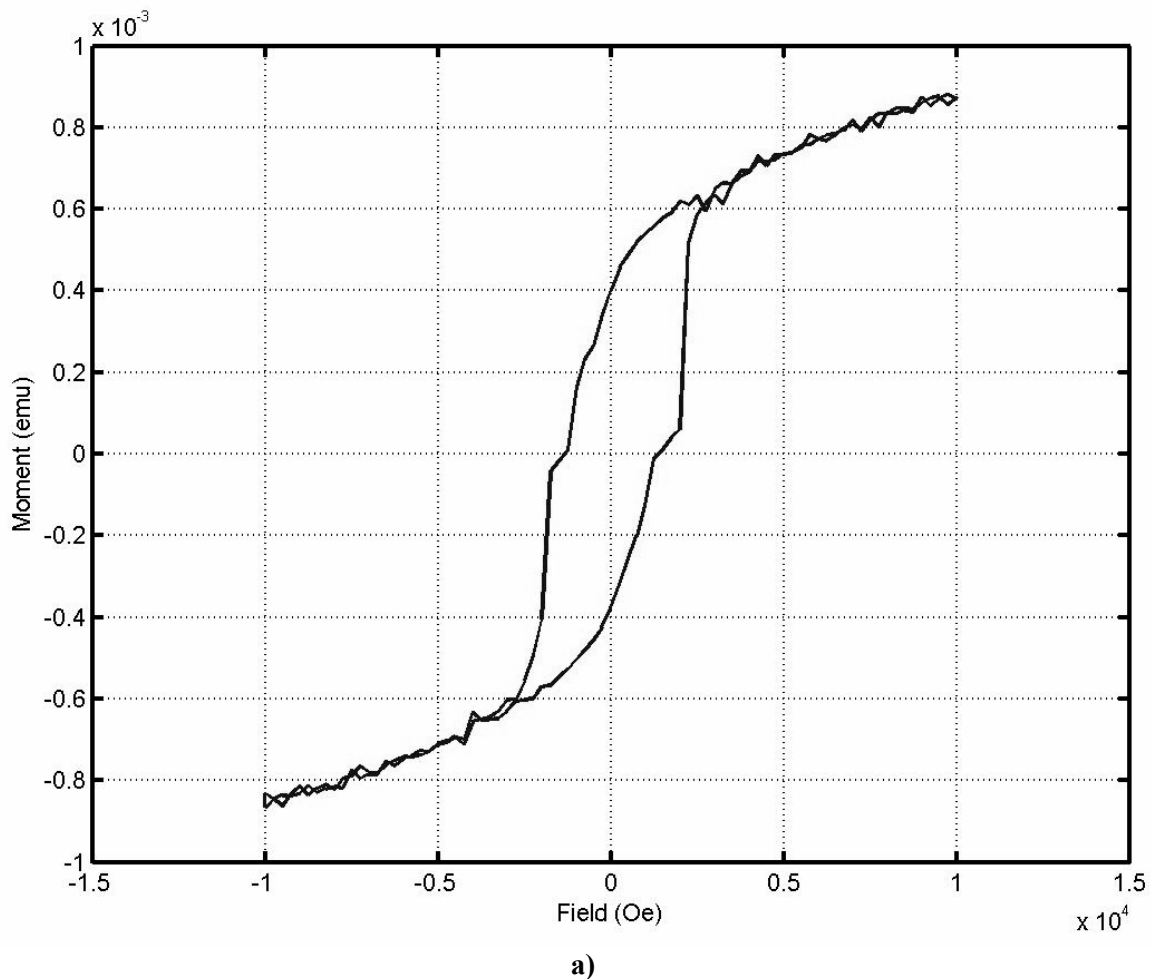
Exeprimentul constă în determinarea proprietăților magnetice ale unui platan de hard disk, măsurătorile făcându-se atât pe direcția de ușoară magnetizare (circulară) cât și pe cea de grea magnetizare (radială). Aceste măsurători au fost realizate cu ajutorul unui magnetometru cu probă vibrantă (VSM – Lake Shore[®]).

Rezultatele obținute în ambele tipuri de măsurători sunt redate în tabelul 1.

Tabelul 1

Tip măsurătoare	m_s (emu)	H_c (kOe)	m_r (emu)
Circulară (data2)	0,000905	1,365	0,000404
Radială (data1)	0,0011	1,742	0,000569

În Fig. 5 sunt redate ciclurile de histerezis corespunzătoare tipului de măsurătoare.



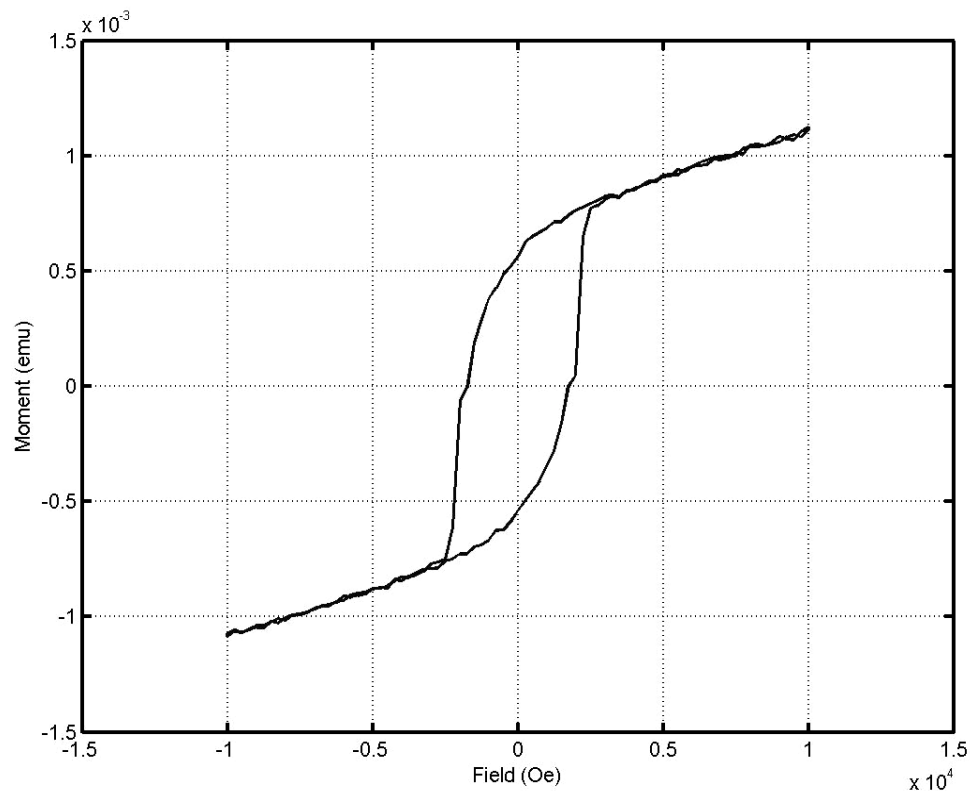
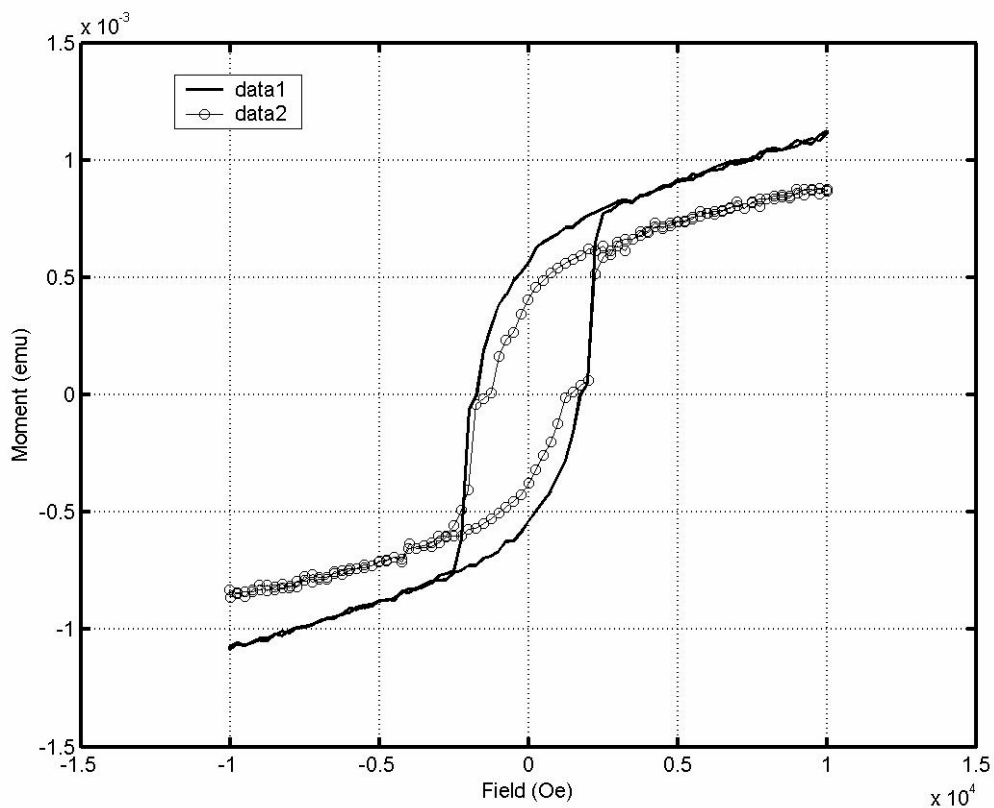
**b)****c)**

Fig. 5. Cicluri de histerzis: a) ciclul de histerzis corespuzător direcției circulare; b) ciclul de histerzis corespuzător direcției radiale; c) ambele cicluri de histerzis

4 Concluzii

În urma măsurătorilor s-au putut observa următoarele:

1. Materialul se dovedește a fi un material magnetic dur, caracterizat de un câmp coercitiv de aproximativ 1500 Oe la un moment magnetic de saturație 0,001 emu.
2. Materialul prezintă anizotropie, în Fig. 5 c) fiind suprapuse ciclurile de histerezis obținute pentru măsurătoarea în lungul axei ușoare și pentru o măsurătoare la 90^0 față de cea inițială, prin rotirea probei în câmpul magnetic.
3. De asemenea, în Fig. 5 a) și b) se poate observa în jurul punctului de coercitivitate un “salt” al magnetizației, caracteristic depunerilor de straturi subțiri.

5 Referințe

- [1] Horia Gavrila, Horia Chiriac, Petru Ciureanu, Valentin Ioniță, Arthur Yelon – *Magnetism Tehnic și Aplicat*, Ed. Academiei Române, București, 2000;
- [2] Horia Gavrila, Valentin Ioniță – *Magnetic materials for advanced magnetic recording media*, Journal of Optoelectronics and Advanced Materials, Vol. 5, nr. 4, dec. 2003, p. 919-932;

Precizări – Măsurătorile experimentale au fost realizate în cadrul Centrului de Cercetare MAGNAT, din cadrul Facultății de Inginerie Electrică.

METODA MODELĂRII ÎN SINTEZA ÎNFĂȘURĂRII DE COMPENSARE MAGNETICĂ PRINCIPALĂ DE LATITUDENE PENTRU NAVE

Mircea CONSTANTINESCU, Alexandru SOTIR, Gheorghe SAMOILESCU
Academia Navală „Mircea cel Bătrân”, str. Fulgerului nr.1, 8700, relpub@anmb.ro
 Gheorghe Samoilescu,

Abstract

The M, or main, coil encircles the ship in a horizontal plane, usually near the waterline. The M coil produced a magnetic field that counteracts the magnetic field produced by the vertical permanent and vertical induced magnetization of the ship. It is presented synthesis algorithm of the M coil using the physical modeling metod. For a construction ship it is adopted a model ship, respecting the similarity criterions, and are graphically presented the results of the calculus.

1. INTRODUCERE. DATE INIȚIALE

Înfășurarea principală de latitudine (PL) este destinată compensării componentei verticale $Z_z = Z_{pz} + Z_{iz}$. Pentru calculul magnetic al înfășurării de compensare PL s-a utilizat metoda modelării. Principalele etape ale sintezei înfășurărilor de compensare magnetică sunt[2,3]: a) adoptarea sistemului de protecție magnetică; b) impunerea performanțelor compensării magnetice; c) alegerea navei model, din aceeași clasă cu nava în construcție; d) măsurarea câmpului magnetic al navei model ; e) calculul magnetic al înfășurărilor de compensare.

S-a adoptat un sistem automat de compensare cu ferosondă. Întru-un astfel de sistem, înfășurările compensează atât componenta verticală inductivă cât și componenta verticală permanentă a magnetizării verticale. S-a adoptat pentru eroarea maximă de compensare admisibilă a componentei verticale Z_z valoarea: $\Delta Z_z \leq \pm 7$ (mOe). S-a considerat că cele două nave, din aceeași clasă, sunt realizate din aceleași materiale, criteriul de similitudine $\pi 1 = \text{idem}$ fiind îndeplinit. Principalele caracteristici ale navei în construcție și ale navei model adoptate, sunt prezentate în tabelul 1.

În continuare, se notează cu indicele „prim” mărimile ce se referă la nava model pentru a le deosebi de cele care se referă la nava în construcție. Se constată că nava model satisface condițiile similitudinii geometrice[2]. După cum rezultă din tabelul 1, diferența între adâncimile relative de măsurare nu depășește 10% din h_k/B . Câmpul vertical al navei în construcție se consideră egal cu câmpul vertical al navei model, în planul măsurătorilor[2,3].

Înfășurarea PL a navei model este formată de două contururi, conturul superior PL_s și conturul inferior PL_j . Conturul PL_s este format din 9 secții dispuse între coastele C43 și pupa navei. Conturul PL_s este montat sub puntea principală, în planul plutirii $z=4,00\text{m}$. Conturul PL_j conține 4 secții dispuse între coastele C38-C14. Conturul PL_j este montat, cât mai jos posibil, la înălțimea dublului fund în planul plutirii $z=0,50\text{m}$.

S-au adoptat 15 puncte de măsurare pe fiecare aliniament sub chilă și sub fiecare bord, distanța dintre două puncte succesive fiind 2,40m. Măsurătorile s-au efectuat sub chila navei și în borduri, cu nava dispusă pe cele patru drumuri magnetice cardinale, având înfășurările deconectate și respectiv conectate. Câmpul magnetic supus compensării în locul măsurătorilor se prezintă în figura 1.

Tabelul 1. Principalele caracteristici geometrice ale navelor

Caracteristici principale	Nava în construcție	Nava model
Lungimea maximă L(m)	54,0	38,8
Lățimea maximă B(m)	11,3	8,60
Pescajul mediu T(m)	2,10	1,80
Înălțimea bordului h_b (m)	5,50	4,05
Distanța dintre planurile a două cuple succesive λ_x (m)	0,6	0,60
Adâncimea planului de măsurare h(m)	6,78	5,20
Distanța de la chilă la planul de măsurare h_k (m)	4,68	3,40
B/L	0,209	0,221
h_b/B	0,486	0,47
h_k/B	0,414	0,393

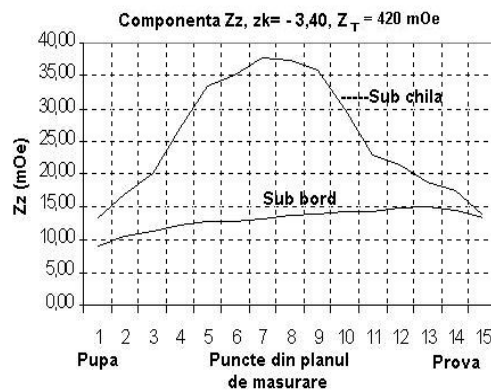


Fig. 1. Componentele supuse compensării magnetice în locul măsurătorilor

2. CALCULUL MAGNETIC AL ÎNFĂȘURĂRII PL

S-a considerat că zona de navigație a navei care se construiește nu este limitată, valoarea maximă a câmpului Z_z se calculează, teoretic corespunzător valorii maxime a componentei verticale a CMT: $Z_{Tmax}=600$ mOe.

2.1. Determinarea componentei Z_{zmax} a navei în construcție

În literatura de specialitate, pentru zona de latitudine magnetică a Mării Negre se recomandă: $Z_{pz}=Z_{iz}=Z_z/2$ și respectiv $Z_{pz}=0,4Z_z$ [2,3]. S-a considerat în calcule [2,3]: $Z_{pz}=Z_{iz}=Z_z/2$. Pentru determinarea componentei Z_{zmax} se utilizează relația [3]:

$$Z_{zmax} = Z_z \left(0,3 + 0,7 \frac{Z_{Tmax}}{Z_T} \right) = Z_{zmax} = Z_z \left(0,3 + 0,7 \frac{600}{420} \right) = 1,3Z_z \quad (1)$$

în care s-a avut în vedere că pentru zona Mangalia $Z_T=420$ mOe. În figura 2 se prezintă repartiția longitudinală a componentei Z_{zmax} .

2.2 Determinarea solenației specifice a navei model

Pentru nava model, se determină solenația specifică având cunoscute valorile câmpului magnetic, în planul măsurătorilor, cu înfășurarea PL deconectată și respectiv conectată.

Solenatia specifică reprezintă valoarea solenației înfășurării necesară pentru compensarea unui mOe, în planul măsurătorilor, în jurul fiecărui punct de măsurare.

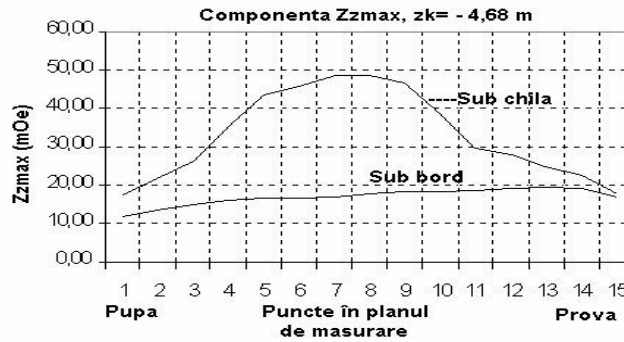


Fig. 2 Componentele maxime supuse compensării

Deoarece valorile câmpului, în planul măsurătorilor, sub chila navei sunt mai mari decât pe celelalte aliniamente longitudinale, se determină solenația specifică pentru cele 15 puncte de măsură aflate sub chila navei model, cu relația [2]:

$$AW'_{spPL} = \frac{AW'_{PL}}{\Delta Z'_{PL}} (Asp/mOe), \tag{2}$$

în care: AW'_{PL} este solenația reală a înfășurării PL în zona punctului de măsurare; $\Delta Z'_{PL} = Z'_N - Z'_{NPL}$; Z'_N este valoarea măsurată, în punctul considerat, având nava pe drum magnetic $Dm=0^\circ$ fără a avea înfășurarea PL conectată; Z'_{NPL} reprezintă valoarea măsurată, în punctul respectiv având înfășurarea PL conectată, iar intensitatea curentului trebuie să corespundă zonei de latitudine magnetică în care se află poligonul ($I_{PL}=8A$); AW'_{spPL} reprezintă solenația specifică a navei model. În fig. 3 se redă graficul solenației specifice pentru nava model.

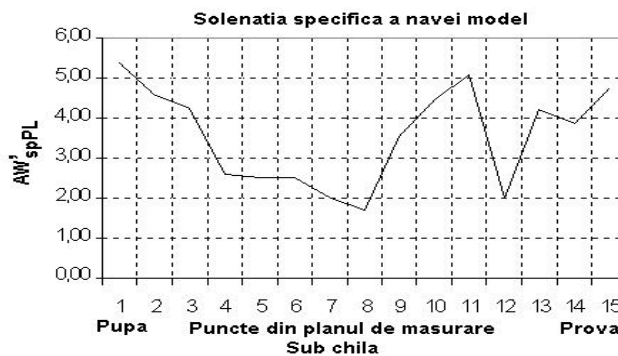


Fig. 3 Repartiția solenației specifice la nava model

2.4. Determinarea coeficienților de influență a fierului pentru nava model

Coeficientul de influență a fierului, într-un punct din planul măsurătorilor, reprezintă raportul dintre valoarea câmpului vertical măsurat în acel punct având înfășurarea PL conectată și valoarea câmpului vertical creat de înfășurarea dispusă în aer, în punctul considerat. Coeficientul de influență a fierului determinat pentru nava model, se consideră același și pentru nava în construcție. În fig. 4, se prezintă repartiția coeficienților de influență a fierului K_{fe} , în punctele din planul măsurătorilor, sub chila navei model.

2.5 Determinarea coeficientului de transfer K_{PL}

Întrucât dimensiunile înfășurărilor PL și adâncimile planurilor de măsură sunt diferite la cele două nave, se determină un coeficient de transfer al solenațiilor specifice

notat cu K_{PL} . Pentru determinarea acestui coeficient se calculează câmpul magnetic produs de o spirală a înfășurării PL pentru nava model și nava în construcție, parcursă de același curent I [2,3]. Într-o ipoteză simplificatoare se consideră conductoarele spirei de lungime infinită.

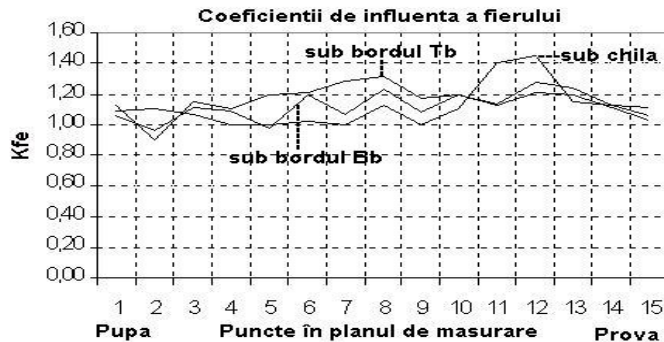


Fig. 4 Repartiția coeficientului K_{fe} sub chila navei

În figura 5 se prezintă valorile coeficientului K_{PL} sub chila navei.

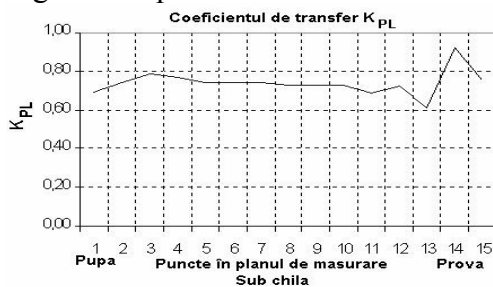


Fig. 5 Repartiția longitudinală coeficientului K_{PL}

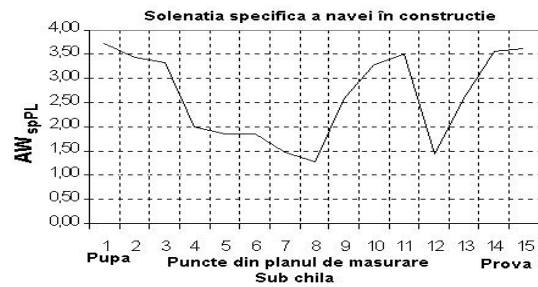


Fig. 6 Repartiția solenației specifice construcției

2.6. Determinarea solenației specifice pentru nava în construcție

Având determinată solenația specifică a navei model și coeficientul de transfer K_{PL} , se determină solenația specifică pentru nava în construcție sub chilă cu relația [2,3]:

$$AW_{spPL} = K_{PL} \cdot AW'_{spPL} \tag{3}$$

Repartiția solenației specifice, în zona fiecărui punct de sub chila navei în construcție, în planul de măsurare, este prezentată în figura 6.

2.7. Determinarea solenației reale a înfășurării PL pentru nava în construcție

Cunoscând repartiția câmpului supus compensării Z_{Zmax} și solenația specifică a înfășurării PL, se determină pentru nava în construcție solenația reală a înfășurării PL în punctele de măsură de sub chilă, utilizând relația [2]:

$$AW_{PL} = Z_{ZKmax} \cdot AW_{spPL} \tag{4}$$

Se mai calculează solenațiile maximă și minimă pe care ar trebui să o asigure nava în construcție pentru ca supracompensarea reziduală a câmpului navei să nu depășească valoarea $\pm \Delta Z_Z$. Trebuie să se respecte condiția: $AW_{PLmin} < AW_{PL} < AW_{PLmax}$.

Repartiția solenațiilor reale AW_{PLmax} , AW_{PL} , AW_{PLmin} , în punctele de sub chila navei, în planul măsurătorilor, este prezentată în figura 7. În continuare, se calculează repartiția solenației reale între cele două circuite PL_S și PL_J ale navei în construcție, sub chilă, în planul de măsurare. Repartiția solenațiilor înfășurării PL între cele două circuite, sub

chilă, se recomandă să se facă în proporția: 80% pentru înfășurarea PL_s în porțiunea (lungimea) navei pe care este dispusă PL_j , și 20% pentru înfășurarea PL_j [2].

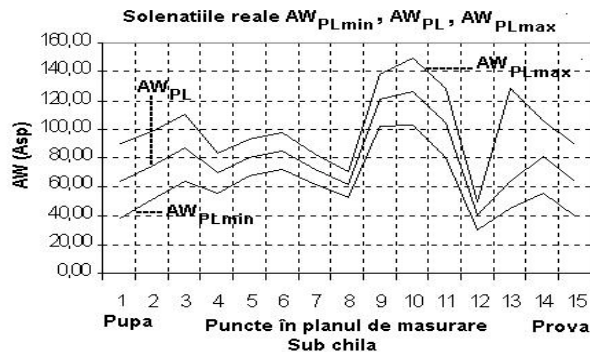


Fig. 7 Repartiția solenațiilor reale la nava în construcție

În fig. 8 se prezintă, repartiția solenațiilor pentru PL_s și PL_j , în punctele de sub chila navei, în planul de măsurare.

2.8 Calcularea secțiilor înfășurărilor PL_s și PL_j

Se recomandă ca numărul de secții al înfășurării PL_s să fie între $9 \div 11$, o astfel de soluție asigurând posibilitatea ajustării comode a secțiilor în etapa de proiectare, dar și în poligonul de măsurători, la omologare, când se fac ajustările finale privind numărul de spire al secțiilor și valoarea intensității curentului [2,3]. În această etapă se determină: a) dimensiunile secțiilor înfășurării PL și poziția acestora în planul plutirii navei în construcție; b) numărul de spire al secțiilor; c) intensitatea curentului electric din înfășurare $I_{PL} = \text{constant}$; d) eroarea de compensare calculată pentru fiecare punct din planul măsurătorilor. S-a adoptat varianta conform căreia planul plutirii înfășurării PLs este $z = 5,50m$, iar $I_{PL} = 16,8A$. S-au reprezentat grafic erorile de compensare pentru varianta adoptată, sub chila navei (fig.9).

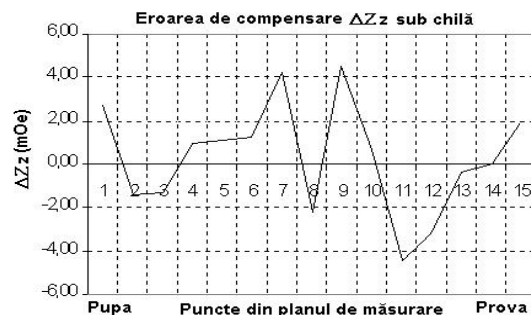
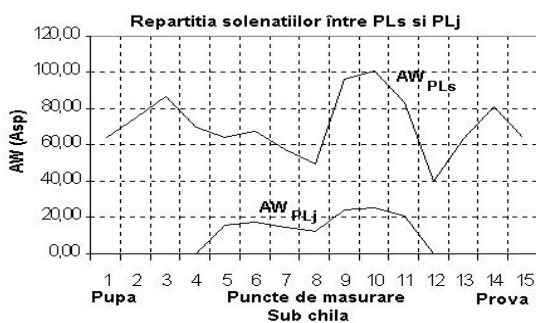


Fig. 8 Repartiția solenațiilor pentru PL_s și PL_j Fig. 9 Erorile de compensare sub chila navei
Se constată că restricția impusă erorilor de compensare este satisfăcută

2.9 Verificarea rezultatelor obținute după forma câmpului

S-au calculat coeficienții de forma $A_z(i)$ asociați CMN și $A_{PL}(i)$ asociați înfășurării PL în secțiunile transversale corespunzătoare punctelor $i = 1, 15$. Condiția ideală de compensare după formă este: $A_z(i) = A_{PL}(i), A_z'(i) = A_{PL}'(i), \dots, i = \overline{1, 15}$. Deoarece valorile câmpului creat de ansamblul navă-înfășurarea PL, sub borduri, nu sunt egale se calculează coeficienții de formă A_{PL} corespunzător bordului babord și respectiv tribord. În figura 10 se reprezintă diferența dintre coeficienții de formă, în Bb și Tb.

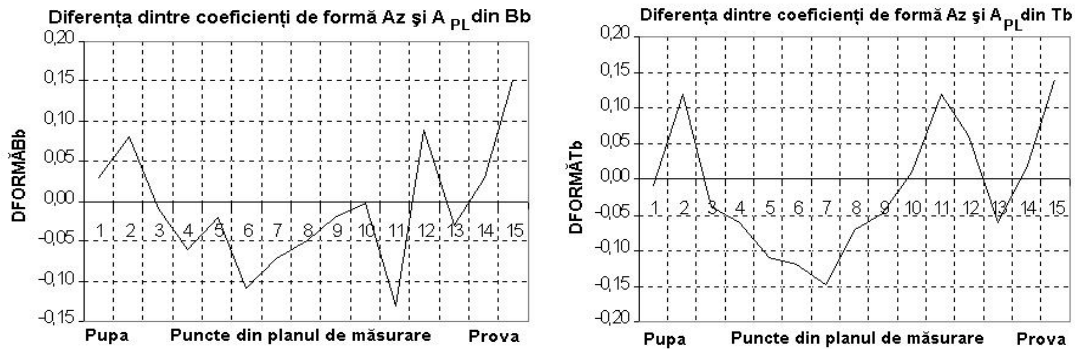


Fig. 10 Repartiția coeficienților de formă

Apreciind după diferențele dintre coeficienții de formă se poate concluziona că rezultatele sintezei înfășurării PL sunt corespunzătoare în raport cu performanța impusă.

2.10. Verificarea erorii de compensare pentru zona în care s-au executat măsurătorile

Pentru această verificare, având secțiunile înfășurării PL determinate, se micșorează intensitatea curentului electric I_{PL} astfel încât să se realizeze condiția:

$$\Delta Z_z = Z_z - Z_{PLC}, \quad \Delta Z_z \leq \pm 7mOe, \quad (5)$$

în fiecare punct din planul de măsurare. În relația (7) Z_z este câmpul vertical supus compensării, determinat după datele măsurătorilor în poligon, iar Z_{PLC} este câmpul compensator creat de ansamblul navă – înfășurare PL. Pentru zona în care s-au executat măsurătorile s-a obținut $I_{PL}=12,60$ A, iar erorile de compensare, în planul măsurătorilor, sub chilă, unde erorile sunt mai semnificative, sunt prezentat în figura 11.

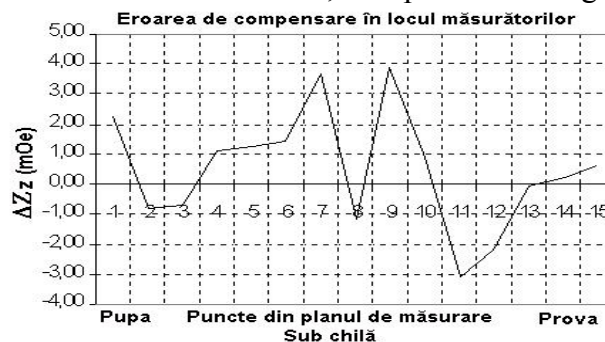


Fig. 11 Erorile de compensare, sub chilă, în locul măsurătorilor

Se constată că este satisfăcută condiția impusă erorilor de compensare. Având în vedere modelul liniar al magnetizării corpurilor în CMT și faptul că pentru zona Mării Negre se recomandă $Z_{pz} = Z_{iz} = Z_z/2$ se stabilește valoarea intensității curentului electric I_{pPL} pentru compensarea componentei Z_{pz} , ca fiind: $I_{pPL} = I_{PL}/2 = 12,6/2 = 6,30$ A.

Referințe

- [1] NANU, Dumitru. Cercetarea câmpului magnetic al navelor militare și conceperea unor instalații de control și compensare a magnetizării navei. București: Academia Tehnică Militară, 1982. Teză de doctorat.
- [2] BALTAG, Octavian, ROBU, Octavian, ș.a. Magnetometrie, Aplicații în mediul marin, Iași: Editura Performantica, 2003. 200p. ISBN 973-7994-09-4.

Nanocrystalline barium titanate powder with applications in the field of electronic components

Luminita Elena STIRBU*, Cosmin STIRBU*, Monica Anca CHITA*,
Marioara ABRUDEANU*

* University of Pitesti,
Str. Târgul din Vale, Nr. 1, Pitești, Argeș, 110040, Romania

Abstract. Barium titanate is widely used in electronic (multilayer chip condenser –MLCC, transducer, thermister) and electro-optical components.

Nanocrystalline (n-) BaTiO₃ has gained interest due to the modifications of the dielectric constant, the temperatures of phase transitions and the crystal structures that are associated with the small crystallite size. BaTiO₃ – a perovskite type compound was prepared by splat cooling method using solar energy that permits to obtain nanomaterials, in the laboratories of Materials and Proceedings Institute Odeillo, France. We used X-ray diffraction and high-resolution microscopy to characterize the material.

1 Introduction

Barium titanate is widely used in microelectronic (multilayer chip condenser –MLCC, transducer, thermister, varistors in protection circuits in order to prevent thermal overload), electro-optical components and electroceramic industry. Nanocrystalline (n-) BaTiO₃ has gained interest due to the modifications of the dielectric constant, the temperatures of phase transitions and the crystal structures that are associated with the small crystallite size.

BaTiO₃ is a typical and long studied ABO₃ perovskite crystal compound. Above room temperature it has two kinds of phase configuration, cubic structure (when $T > T_c$) and tetragonal structure (when $T < T_c$), which respectively corresponds to paraelectricity and ferroelectricity[1,2].

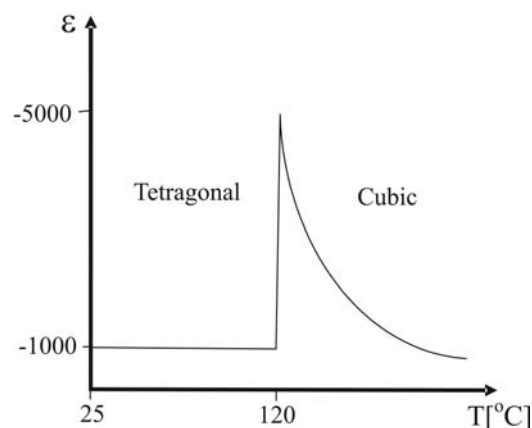


Figure 1: The transition of tetragonal – cubic phase of BaTiO₃

In BaTiO₃, Ti is displaced from its site to create a dipole. In the paraelectric BaTiO₃ there is a random dipole orientations, and in the ferroelectric form there is an aligned dipole orientations. Under an applied electric field dipole orientations can be reserved, i.e. the structure is polarisable. Dipoles tend to be “frozen in ” at room temperature, as increase temperature, thermal vibration increase the polarisability.

2 Methods of synthesis

BaTiO_3 – a perovskite type compound, was prepared by splat cooling method using solar energy, that permits to obtain nanomaterials, in the laboratories of Materials and Proceedings Institute Odeillo, France.

The BaTiO_3 has been prepared the splat-cooling method leads to nanomaterials (stripes or rough powders) depending on the viscosity of the melt that can be amorphous or nanostructured. We made a mixture from BaCO_3 and TiO_2 that was melted in the air at 900°C . Nanosize powders can be obtained from that by ball milling. Bulk-nanomaterials can be prepared by sintering the powders.

The method uses a 2 kW solar reactor.

The splat-cooling method uses only the balls. The fig.2 below shows the working of solar furnace:

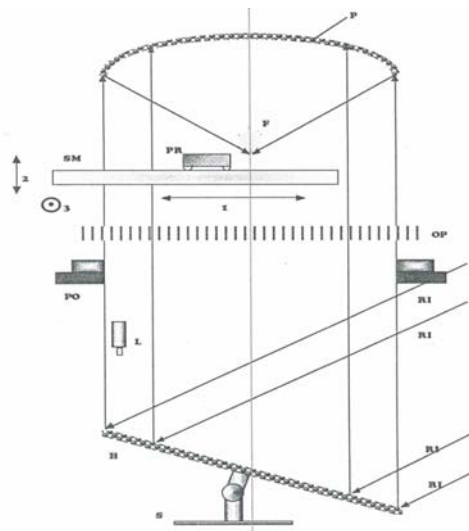


Figure 2: 2 kW solar furnace

With: P-paraboloid; F-focus; PR-Gate reactor (mobile); SM-Mobile support; OP-Obturator with palettes; PO-Gate obturator; L-Field glass; H-Heliostat; S- Support of heliostat; RI-Incident rays; 1-vertical movement (z); 2-horizontal movement (x); 3- horizontal movement (y).

By the three types of movement the material is brought very easily in the focus zone. The measured energy is around $0,9\text{-}1\text{kW/m}^2$ in the middle of the day at the captivation plan of mirror. When the experiment is finished, it is a gliding trap with a gliding obturator that closes the access of solar rays to paraboloid.

We have prepared BaTiO_3 nanomaterial by splat cooling – a method that use solar energy. A hammer makes the splat-cooling device, which shocks under air an oxide drop melted in the solar furnace focus (fig.3). The material is collected as ribbons chips or rough powders depending on the viscosity and thermal conductivity of the melted material. Nanostructured ultra fine powders can be obtained by ball milling of such quenched materials. By sintering in appropriate conditions, massive nanomaterials can be obtained.

The splat cooling process has a high cooling rate of about 10^4 K°/s. So, during the short cooling time all the mechanisms of mass transfers (mass diffusion, crystal growth...), structure transformations (amorphous-crystal structure, high temperature-low temperature transformations...) and chemical reactions (oxidation, demixion of phases...) are possibly blocked up.



Figure 3: Splat –cooling device

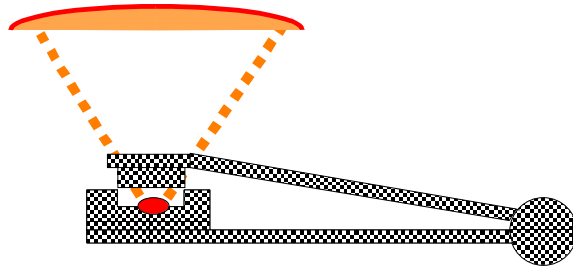


Figure 4: Splat – cooling priciple

3 The analyze of the material

X-ray diffraction and high-resolution microscopy analyzed the material.

a) Analyze by X-ray diffraction

The diffraction instrument is a Philips generator whose performances are remarkable. It offers a grand stability and allows obtaining clear spectrum for acquisition time. The compounds are ball milling to make X-ray diffraction analyze.

The crystalline structure is known, so we recognize the crystalline plans for every peak. So, it's possible to determine crystalline parameter with Bragg law and interreticular distance[3].

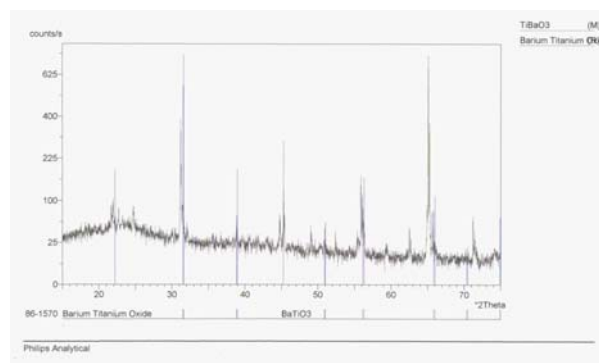


Figure. 5: The X-ray diffraction spectrum of BaTiO₃

b) Characterization by High Resolution Electron Microscopy

The most precise method to determinate the diameters of the particles, is analyze by Transmission Electron Microscopy. We can observe, also, the distribution of the size, the morphology, faults of the structure [4].

The figure below shows the allure of the populations of particles for the compound obtained by splat cooling:

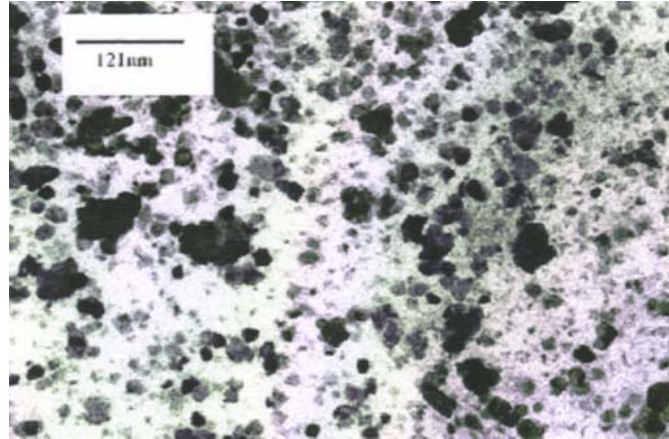


Figure 6: TEM image of BaTiO₃ nano-powder

4. Conclusions

- This new solar method permits to obtain nanomaterial BaTiO₃ without to add inhibitors to prohibit the grain grow. This fact is very important because the electrical properties of this material depend strongly on its microstructure (for example reaches its highest value as its grain size is around 1 μm)
- The electrical resistivity, Curie temperature and the relative permittivity at Curie temperature are all affected by its microstructure.
- The splat cooling method offers a very good control of the chemical composition of the material. This technique is the first phase of syntheses followed, then, by a mechanical treatment (type ball milling) to tailor the size of the grains.
- The phase transition from cubic to tetragonal will not occur even at room temperature if the crystallites are smaller than about 120 nm (like in our case). The lattice constants of tetragonal BaTiO₃ also, depend on the annealing temperature. That adds another reason to obtain this nanomaterial by a solar method.

References

- [1] H. Hyuga, Y. Hayashi, T. Sekino, *Fabrication process and electrical properties of BaTiO₃/Ni nanocomposites*, Nanostructured Materials, Acta Metalurgica S.U.A., vol. 9, pp. 547-550.
- [2] Z. Mao, K. Knowles, *Microstructural studies of strontium titanate dielectric ceramics*, Plenum Press, New York, 1998
- [3] H.P. Beck, F. Muller, R. Haberkorn, D. Wilhelm. *Synthesis of perovskite type compounds via different routes and their X-ray characterization*, Nanostructured Materials, Acta Metalurgica S.U.A., vol.6, 1995, pp. 659-662.

- [4] B. Gissibi, D. Wihelm, R. Wurschum, H. Herrig, F. Muller, M. Keisch, K. Reimann. *Electron microscopy of nanocrystalline BaTiO₃*, Nanostructured Materials, Acta Metalurgica S.U.A., vol.9, 1997, pp. 619-622.
- [5] A.V. Ragulya. *Rate-controlled synthesis and sintering of sintering of nanocrystalline barium titanate powder*, Nanostructured Materials, Acta Metalurgica S.U.A., vol.10, 1998 pp. 349-355.
- [6] E. Brzozowski, M.S. Castro. *Conduction mechanism of barium titanate ceramics*, *Ceramics International* 26, 200, pp. 265-269.

Acknowledgments - The authors thank to the Materials Science Institute and Engineering of Proceedings ODEILLO and Perpignan University, FRANCE

The Elementary Flux Tubes Method Compared with Tubes and Slices Method

Gheorghe Mîndru, Adrian Mîndru

*Technical University of Cluj-Napoca, Electrical Engineering Department,
3400 Cluj-Napoca, Romania, gmindru@et.utcluj.ro*

Abstract: Elementary Flux Tubes Method (EFTM) proposed by the authors for determination of the magnetic field distribution in a non - linear magnetic device with given geometry is an integral type numerical analysis method.

Tubes and Slices Method (TSM) is an integral type numerical analysis method too, and with this method it can be determined the reluctance of a magnetic device with given geometry, which can be applied only in linear media. In the paper are presented the algorithms for the two methods; are established the differences and similitude's between them and the applicability limits and after are compared the obtain results with both methods for the same magnetic device.

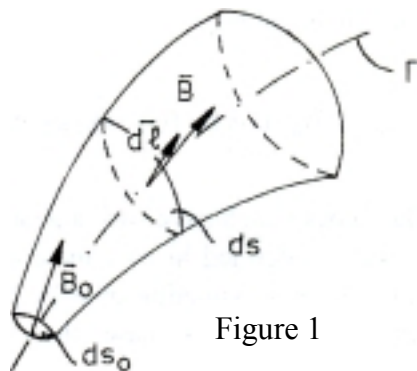
1. Introduction

The elementary flux tube method (EFTM), is a numerical analysis method for the stationary magnetic field and can be applied for linear and nonlinear media.

With this method it can be determined only the utile magnetic fluxes which are closing through magnetic cores with $\mu \gg \mu_0$, with the geometry imposed by the geometry of cores.

Let's consider a elementary flux tube made of a magnetic core which is a nonlinear, isotrop and without permanent magnetization and which has a very small section whose axe (curve Γ from figure 1) is a line of the field induction B .

A current section through the flux tube can be expressed as following:



$$ds = ds_0 \cdot \frac{1}{f(l)} \tag{1}$$

where ds_0 is a referential section in this tube and the origin of the curve is contained in this section and $f(l)$ depends on the magnetic field lines B which are closed along the core. The magnetic flux's law for this elementary flux tube: $B ds = B_0 ds_0$ together with relation (1) and with function $v(B)$, which represents the unique approximation of the elementary flux tube's reluctivity, permits a numeric approximation of the magnetic field states in any point of the Γ curve in the form of:

$$B = B_0 \cdot f(l); \quad H = v(B) \cdot B \tag{2}$$

2. The EFTM based algorithm

The integral form of the magnetic circuit's law, in stationary state, for the Γ curve which surrounds the solenation $\theta_{S\Gamma}$, based on relation (2) are:

$$\oint_{\Gamma} \overline{H} \cdot \overline{dl} = \theta_{S_{\Gamma}} \quad \leftrightarrow \quad \theta_{S_{\Gamma}} = \oint_{\Gamma} \{v[B_o \cdot f(l)] \cdot B_o \cdot f(l)\} \cdot dl = W(B_o) \quad (3)$$

where $W : R_+ \rightarrow R$ defines a positive and strictly growing function. Equation (3) admits only one solution B_o which can be numerical determined. Having computed the induction B_o in the referential section of the tube, can be determined the pair of state magnitudes $(\overline{B}, \overline{H})$ in any point of the curve Γ .

For nonlinear, isotropic and with a permanent magnetization media, the functional $W(B_o)$ will be written under the form:

$$W(B_o) = \oint_{\Gamma} \{v[B_o \cdot f(l)] \cdot [B_o \cdot f(l) - B_{rem}]\} \cdot dl = \theta_{S_{\Gamma}} \quad (4)$$

For flux tubes with a complex geometry in which the curve Γ can't be defined in an univoc manner, it can be done an approximation of it by pieces C_k , by spline functions. In this case the functional becomes:

$$W(B_o) = \sum_{k=1}^n \int_{C_k} \overline{H}_k \cdot \overline{dl}_k = \sum_{k=1}^n \int_{C_k} \{v[B_o \cdot f_k(l)] \cdot B_o \cdot f_k(l)\} \cdot dl_k = \theta_{S_{\Gamma}} \quad (5)$$

the approximation functions f_k on C_k of curve Γ can have in general a polynomial expression. If is known the spectrum of field \overline{B} , studied by other numerical method, which used a certain discretization step, the method permits to transform this spectrum in field with a continuous distribution in the domain.

The form function $f(l)$, used for the given geometry with certain symmetry (cylindrical or thoroidal) in function of the coordinates system correspondence, can be transformed in a function with other coordinate, for example $g(\varphi)$ when $f(l) \rightarrow g(\varphi)$; $dl = r \cdot d\varphi$ and the functional (3) are:

$$W(B_o) = B_o \cdot r \int v[B_o \cdot g(\varphi)] \cdot g(\varphi) \cdot d\varphi = \theta \quad (6)$$

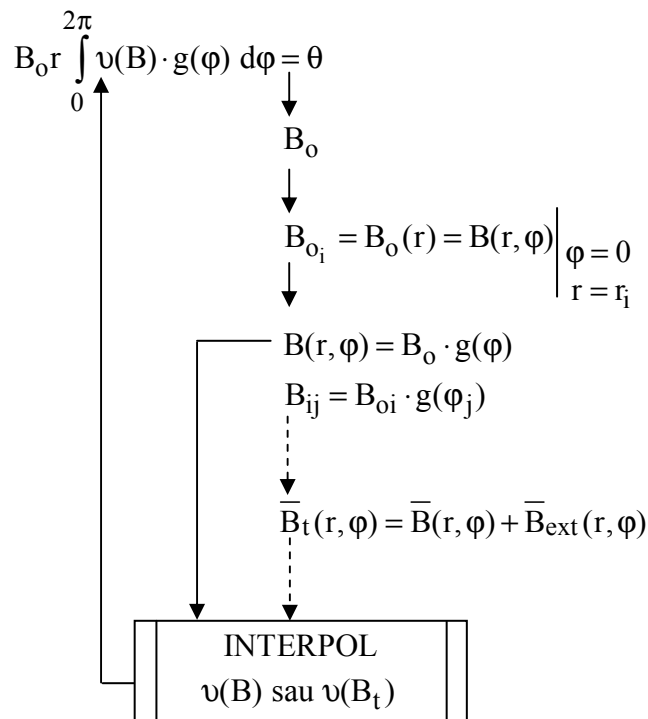


Figure 2

The numerical solution B_o , permits to determine the magnetic induction $B(r, \varphi) = B_o(r, \varphi) \cdot g(\varphi)$ in a current point on the Γ curve. Having the new value of the resultant field $B(r, \varphi)$ the computing process can be reiterated into the current point, but updating after each step the value of the reluctivity $v(B) = v[B(r, \varphi)] = v(r, \varphi)$, based on a numerical interpolation on the curve.

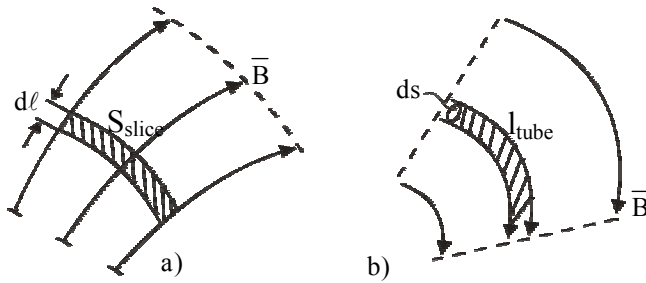
The iterative algorithm for the magnetic induction calculus, in every point of the domain is schematic represented in figure 2. If on the field $\overline{B}(r, \varphi)$ created by θ are superposed an external field $\overline{B}_{ext}(r, \varphi)$ the resultant field is determined:

$$\overline{B}_t = \overline{B} + \overline{B}_{ext} \quad (7)$$

based on a punctual iterative superposition [6] we interpolate the calculated value of the reluctivity on the $v(B_t)$. In absence of the external field will be interpolated the $v(B)$ characteristic and will be reiterated the value $B_0 \rightarrow B \rightarrow v(B) \rightarrow B_0$ until are obtained an imposed precision.

3. The algorithm based on TSM

Tubes and slices method (TSM) is useful when the field line geometry can be established in an intuitive way [1], [3] for choosing flux tubes with infinitesimal section ds along field lines \bar{B} with length l_{tube} considered in function of the field lines geometry. The permeance of the flux tube is:



$$d\Lambda_{m_{tube}} = \frac{ds}{v \cdot l_{tube}} \tag{8}$$

The tubes are considered in a parallel connection, figure 3-b and it could be determined the global parameters for the entire section S_{\perp} of the device:

Figure 3

$$\Lambda_m = \int_{S_{\perp}} d\Lambda_{m_{tube}} = \int_{S_{\perp}} \frac{ds}{v \cdot l_{tube}}; \quad L = N^2 \cdot \Lambda_m \tag{9}$$

If the field line geometry approximation and the l_{tube} function determination is difficult, the device could be approximated through a finite number of tubes with length l_k , sections ds_k and reluctivities v_k and relations (9) becomes finite sums:

$$\Delta\Lambda_{m_k} = \frac{\Delta s_k}{v_k \cdot l_k}; \quad \Lambda_m = \sum_{k=1}^n \frac{\Delta s_k}{v_k \cdot l_k} \tag{10}$$

In (8, 9, 10) relations are admitted that the v tube reluctivity are constant so the method could be applied only for linear media. The slices through field lines are considered perpendicular on field lines (figure 3-a), and with thickness dl , variable section S_{slice} along field lines. The slice reluctance and the whole device reluctance are the following form:

$$dR_{m_{slice}} = \frac{v \cdot dl}{S_{slice}}; \quad R_m = \int_{linie \ câmp} \frac{v \cdot dl}{S_{slice}} \tag{11}$$

The slices method are applied only for linear media ($v=ct$) and if the S_{slice} function for certain complex geometries are difficult to establish, is considered a finite number of slices with thickness Δl_k :

$$\Delta R_{m_k} = \frac{v_k \cdot \Delta l_k}{S_k}; \quad R_m = \sum_{k=1}^n \frac{v_k \cdot \Delta l_k}{S_k} \tag{12}$$

4. Application. Magnetic field distribution and the inductivity of a device

Is considered a toroidal ferrite core (figure 4) from current production, with $R_1 = 5\text{ mm}$, $R_2 = 15\text{ mm}$, $R = 10\text{ mm}$, and the $B(H), v(B)$ characteristics are known.

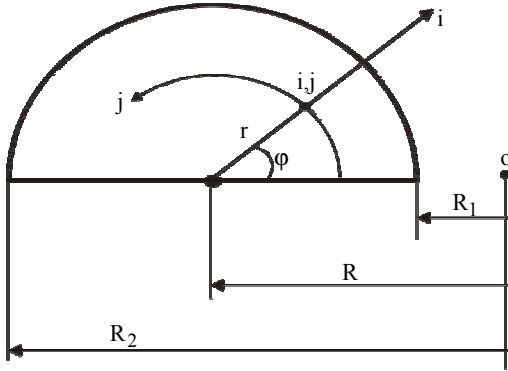


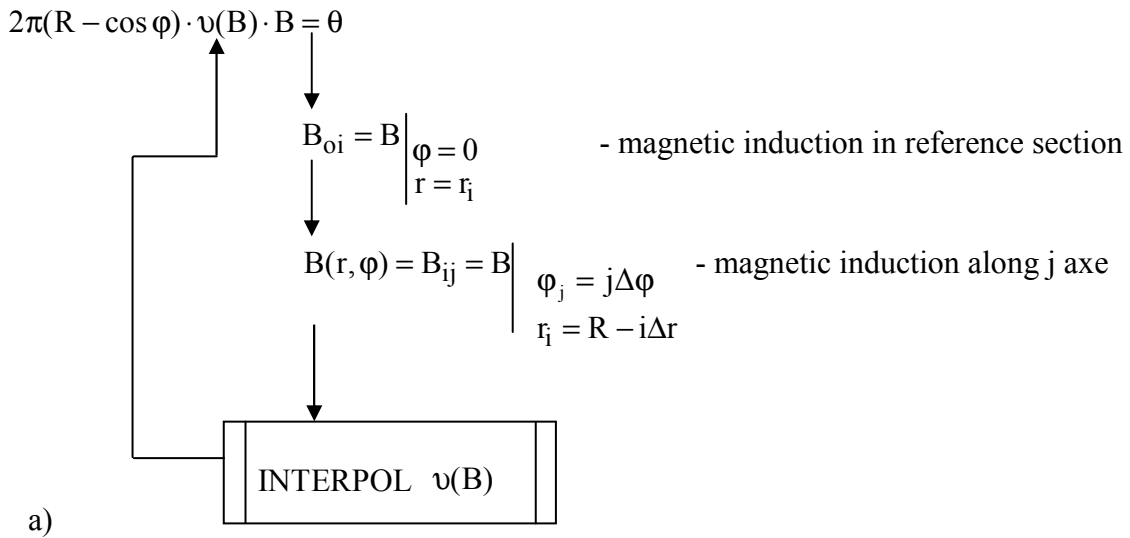
Figure 4

We admit a toroidal winding with $N=300$ turns, current $I=0.1\text{ A}$ and the domain discretisation are made with the following steps:

$$\Delta r = 0,2\text{ mm}; r_i = R - i \cdot \Delta r; i = \overline{1,25};$$

$$\Delta \varphi = 0.1\pi; \varphi_j = j\Delta \varphi; j = \overline{1,10}.$$

Taking into account the simple geometry of the field domain, the EFT algorithm from figure 2 are reduced in this case to the algorithm from figure 5-a and the results are presented in figure 5-b.



	x	y	z
A	0,1175	5	3,1415
B	0,1698	0,25	3,1415
C	0,2086	0,25	0
D	0,3056	5	0

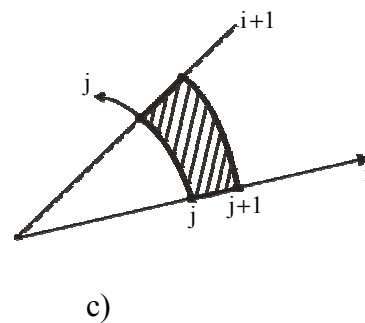


Figure 5

The tubes and slices method applied in the analytical form (9) became:

$$d\Lambda_m = \frac{ds}{v \cdot l} = \frac{r \cdot dr \cdot d\varphi}{v \cdot 2\pi \cdot (R - r \cdot \cos \varphi)} \quad (13)$$

$$\Lambda_m = \frac{1}{\pi \cdot v} \int_0^{R_2-R} r \cdot dr \int_0^\pi \frac{d\varphi}{R - r \cdot \cos \varphi} \quad (14)$$

And in discretised type the method became for a discrete element (figure 5-c):

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta\Lambda_{m_{i,j}} &= \frac{r_i \cdot \Delta r \cdot \Delta \varphi}{2\pi \cdot v_{ijmed} \cdot (R - r_i \cdot \cos \varphi_j)} \\ \Lambda_m &= \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{25} \sum_{j=1}^{10} v_{ijmed} \cdot (R - r_i \cdot \cos \varphi_j) \\ L &= N^2 \cdot \Lambda_m = N^2 \sum_i \sum_j \Delta\Lambda_{m_{ij}} \end{aligned} \right. \quad (15)$$

If are known the values of the magnetic induction with MTFE in the discretisation network nodes, we could be evaluate the average magnetic induction B_{ijmed} and v_{ijmed} :

$$B_{ijmed} = \frac{1}{4} (B_{i,j} + B_{i+1,j} + B_{i,j+1} + B_{i+1,j+1}); \quad v_{ijmed} = \frac{1}{4} (v_{i,j} + v_{i+1,j} + v_{i,j+1} + v_{i+1,j+1}) \quad (16)$$

The B_{ijmed} value can be evaluated for the geometry from figure 4 in the following form:

$$B_{ijmed} = \frac{\theta}{2\pi \cdot v_{ijmed} \cdot R_{med}} \quad (17)$$

In this case is determined the elementary fluxes Φ_{ij} and the fascicular flux Φ_f in the form:

$$\left\{ \begin{aligned} \Phi_{ij} &= B_{ijmed} \cdot \Delta S_{ij} = B_{ijmed} \cdot r_{ij} \cdot \Delta r \cdot \Delta \varphi \\ \Phi_f &= 2 \sum_{i=1}^{25} \sum_{j=1}^{10} \Phi_{ij} \rightarrow L = \frac{N \cdot \Phi_f}{I} \end{aligned} \right. \quad (18)$$

5. Conclusions

Combining the two methods, the EFT Method can be used to find $B_{ij}(r_i, \varphi_j)$ even for nonlinear media by using the algorithm in figure 2, then v_{ijmed} is computed with (16), and the

algorithm (15) or (18) given by TMS can be applied. If v_{ij} is constant (the media is linear) B_{ij} can be find using (17) and then applying (18).

Using the EFT Method one only considers the useful magnetic fluxes and simple algorithms are applied. When all the field lines are needed, there are other numerical analysis methods that can be applied.

Both methods are based on the anticipation of the geometry of useful magnetic flux lines, according to the geometry of magnetic cores. The precision increases when better approximation (analytical or numerical) of geometrical lines or surfaces is achieved.

6. References

- [1] Sykulski, K., Jan, *Computational Magnetics*, Chapman & Hall, London, 1995;
- [2] Hameyer, K., Belmans, R., *Numerical Modeling and Design of Electrical Machines and Devices*, WIT Press, Boston, 1995;
- [3] Mindru, Gh., *Bazele electrotehnicii*, UT Press, Cluj-Napoca, 2005;
- [4] Mindru, Gh., *Aplicarea metodei tubului de flux elementar la analiza campului magnetic stationar in medii neliniare*, Lucrarile Sesiunii Stiintifice I. P. Iasi, sectia I, 1986, pg. 35-38;
- [5] Mindru, Gh., Mindru A., *Numerical Analysis of the Stationary (Cvasistationary) Magnetic Fields by Elementary Flux Tube*, Acta Electrotehnica Napocensis, vol. 36, nr. 1, 1995, pg. 81-85;
- [6] Mindru, Gh., Mindru A., *The Theorem of the Punctual Superposition of the Electric and Magnetic Fields in Non-Linear Media*, Proceedings CADEMEC '97, Cluj-Napoca, '97, pg 18-23.

Considerations and Perspectives in Electron Beam Processing

Stelian OLTEAN, Laszlo DAVID, Mircea DULĂU

“Petru Maior” University of Tg-Mures, str. Nicolae Iorga 1, Tg-Mures, soltean@upm.ro

Abstract. The material processing with the aid of electron beams solves great topical problems, wherever conventional techniques failed or proved to be inefficient. The electron beams have many special properties, which make them particularly well suited for use in materials handling. This paper presents the electron beam system principle and the perspectives for improvement of the material processing. High quality electron beam control can be made using digital equipments. Two control problems will be presented in the following paragraphs: focus distance and target position point.

1 Introduction

Electron beam material processing is an important non-conventional technique used industrial manufacturing. Nuclear technologies, aeronautics, microelectronics are some examples where this equipment is used. Industrial applications of electron beam techniques begin around 1950. The special electron beams properties like high resolution, long depth of field attainable, high power density energy sources make them very useful in material handling. [1]

An electron beam system can be used in melting, welding, evaporation, refining, and thermal surface treatment process. In fact, electron beam and laser are the only ways of delivering large amounts of concentrated thermal energy to materials (maximum 10^8 W/cm²).

The heat absorption, the penetrations of the electrons in metal, focusing of beam are rather complicated, making their modeling a difficult task to solve. Also, the examination of the electron gun's variable is very difficult due to the nature of the process. Thus it is a necessity of a modern control strategy like artificial intelligence, adaptive and expert systems implemented on digital system to produce material processing at high quality and required standards.

The study of the documentation in this field and the experiments are currently being put into practice by the authors based on the electron beam equipment, CTW 5/60, developed by “Petru Maior” University of Tg-Mures in partnership with Electrical Research Institute I.C.P.E. Bucharest.

2 Electron Beam Processing Principle

The most common systems of this type used in manufacturing are of high vacuum design. The main parts of the equipment are the triode gun and the vacuum system that provides high vacuum environment, without which the beam cannot be generated. The triode gun design consists of the cathode, composed of the filament and the massive cathode, electrode or grid, anode, focusing and deflection coils. The vacuum system ensures a pressure level of 10^{-3} – 10^{-4} Pa and it is controlled by a multitasking digital system implemented on the microcontroller and on PC. To avoid accidents, any error that may appear in this unit is pointed out and preparing sequences for material processing are halted.

The emission of electrons from the incandescently heated thermoemission filament, which is saturated during the process by a predetermined amount of electrical current, generates the main beam. A negative high voltage potential is applied to the filament cathode assembly, referred to as the accelerating voltage of 40...60 kV. Another voltage, lower than the accelerating voltage is applied to the grid cup or bias assembly. In this way the grid cup acts as a valve that controls the volume of electron energy that can flow from the cathode to attracting targets. [2,3]

The first target, situated in the triode gun, is an anode at a positive potential, which forms the beam. Then the focused beam of electrons is led using focusing coil to a secondary target, situated in the workbox, consisting of a metallic workpiece, where the kinetic energy of the electrons is converted into thermal energy. The metallic workpiece offers a conductive path to earth to complete the circuit. This target can be stationary and the electron beam energy deflected using deflection coil or the workpiece can be moved using a CNC table.

The magnetic focusing coil is located beneath the anode assembly and is circular in design and concentric with electron beam. An electrical current is passed through the coil, which produces magnetic fluxes that provides convergence of electron beam. The deflection coil is created with four wound coils positioned at right angles to the column.

The high power electron beam system with the classic triode gun is shown in the figure 1.

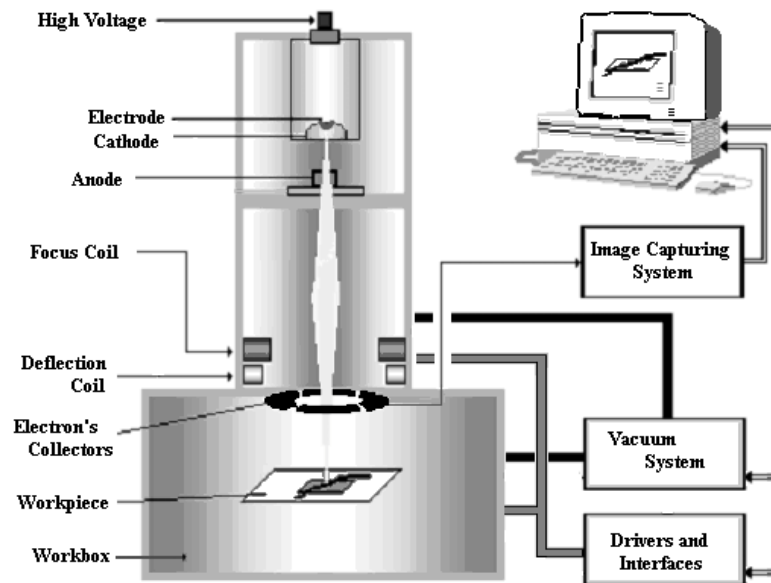


Figure 1: Electron beam system

Another important part in experimental equipment is electron's collectors composed of the four electrodes used to capture reflected electrons from target surface (workpiece).

3 Electron Beam Control Problems

The accuracy of electron beam position control must be high to obtain any shapes on the surface of the processed material. Except vacuum environment and high voltage at least two other issues occur in this non-conventional technique: focus distance and target position point.

A computer is used for processing control and for image of processing zone reconstruction based on information received from the electron's collectors, which captures reflected electrons from the workpiece surface. After digitization, some image processing methods are used for the enhancement and smoothing edge and line detection, region segmentation. Useful information is extracted from this image to control the coordinates of the trajectory and the optimal focus distance.

At the specific power, the focus distance is a function of focal coil current intensity and beam current intensity. So, an intelligent controller can be made to control the focus distance (movement on the θ - z axis of the electron beam) with the aid of focal coil current using as inputs the image quality coefficient and its derivative. We consider as that a defocused image has less information and using a "depth from focusing" idea an auto-focusing algorithm can be made.

The objective of the focus distance control is to improve the image quality of the processing zone. In the control problem the “image quality” it is not the quality after the enhancement of image using special image processing methods. To find this image quality coefficient (IQC) several criteria presented in the following paragraph can be used. [4]

2D Fourier transform method is not a fast solution to evaluate the high frequency content in an image for real-time implementation. Gray level variance method (Akihiro Hori 1993) associates a sharp image to a high gray level variance and a blurring image to a low variance. Thus the criterion is to maximize the square of variance. Sum-modulus-difference criterion, which was also tested, means the maximum of the measure that is computed by summing the first intensity differences between neighboring pixels along a scan line.

A fast and efficient algorithm was obtained using only four neighbors of every pixel and a maximum information zone criterion from image detected. So, image quality coefficient (IQC) can be determined with equation (1) and a distribution of this for some images is shown in figure 2.

$$IQC = \left(\sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^m \sum_{i=k-1}^{k+1} \sum_{j=l-1}^{l+1} abs(p(k,l) - p(i,j)) \right) / (8 \cdot n \cdot m) \tag{1}$$

Where p(i,j) is the captured image matrix.

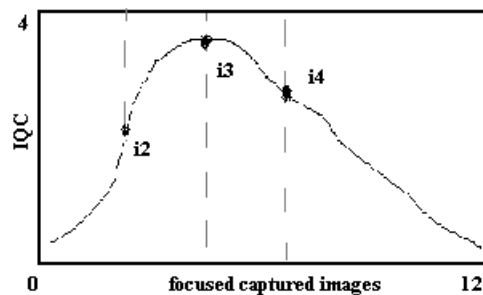


Figure 2: Distribution of IQC in different focused captured images

Using a neuronal network with feed forward structure learned to find the image quality coefficient and then a fuzzy and/or an adaptive neurofuzzy controller can be created to determine the best focus distance of electron beam. The modern and intelligent controller has as inputs image quality coefficient and his derivative and at output a value that is used by focusing drivers and interface block to generate focusing current I_{foc} . The schematic diagram from Fig. 3 illustrates the focus distance control using useful information provided by the electron’s collectors and image capturing system.

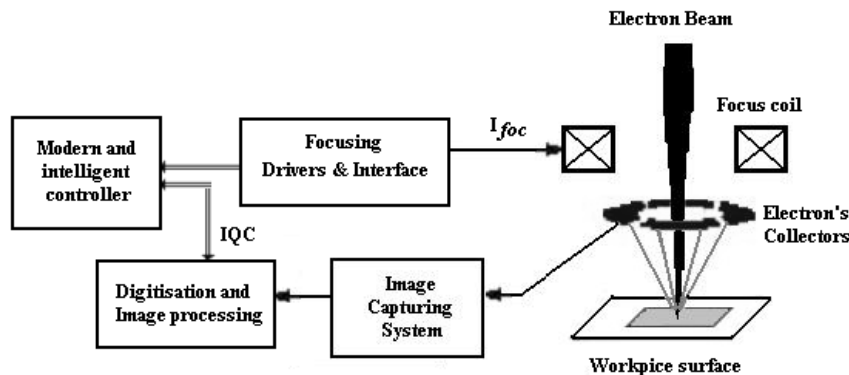


Figure 3: Focus distance control

Once the sharp image (focused image by moving electron beam on the θ -z axis) have been acquired a computer extracts information for a controlled visual tracking technique. Tracking control uses the trajectory coordinates from a database and the desired target point position is obtained with the aid of the magnetic field of deflection coil and mechanical workpiece movements (rotations-translations) on the x - θ -y plane controlled by an adaptive system. The resolution of trajectory depends on image resolution captured from electron's collectors. The objectives of the position point control is to follow an existing profile or diagram of the workpiece.[1,4]

To cover all possible target point positions of the workpiece in almost all situations the positioning is realized by mechanical system (in workbox), which makes:

- a movement of rotation around the θ -z axis with constant velocity;
- a movement of translation on the θ -x axis;
- a movement of translation on the θ -y axis.

In case of a trajectory with rectangular and acute-angle corners the control of electron beam deflection is necessary. So, mechanical system stops and using deflection current the special shape on the surface of the processed material is obtained (Fig. 4). A constant variation of the electron beam deflection needs a magnetic field with constant intensity generated by deflection coil. Equation (2) gives deflection x on the θ -x axis of the electron beam for a deflection current I_{defl} and a constant value of the accelerating voltage U_{acc} (40...60 kV). We consider insignificant the variation of the electron beam velocity crossing through deflection coil.

$$x(i_{defl}) = \sqrt{\frac{e}{2 \cdot m_0}} \cdot \frac{(d + 1) \cdot \mu_0 \cdot k_b \cdot l}{\beta} \cdot \frac{I_{defl}}{\sqrt{U_{acc}}} \tag{2}$$

where:

- e – elementary charge ($1.602 \cdot 10^{-19}$ As);
- m_0 – electrons stationary mass ($9.108 \cdot 10^{-31}$ kg);
- μ_0 – vacuum permittivity ($4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/Am);
- β – constant value;
- k_b – deflection coil configuration coefficient;
- d – distance between deflection coil and processing material surface;
- l – deflection coil width

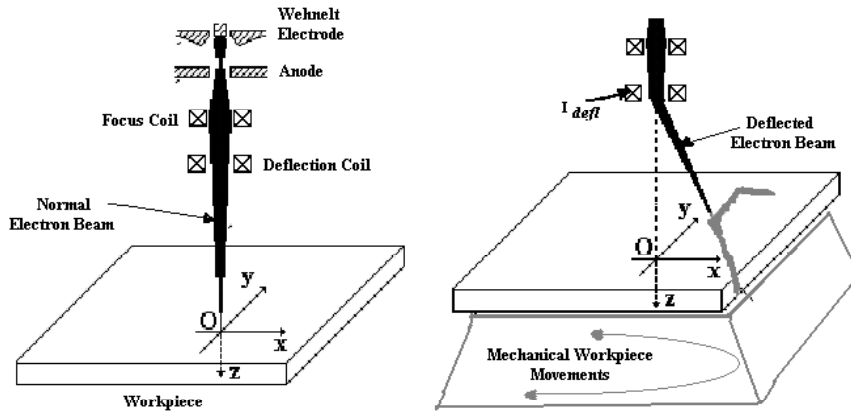


Figure 4: Target point position control

Of course an important part of every automatic complex system is to supervise the all operation with a central monitoring system (microcontroller and PC's). This equipment permits the human operator access for visualizing the process measured parameters and modification of some initial parameters of the material processing.

4 Conclusion

The advantages of using electron beam technologies like the possibility to generate high power energy density, high efficiency of electron's kinetic energy conversion in thermal energy, high productivity and flexibility, fast scanning possibility and high resolution make them able to perform special type of material processing.

The electron beam equipment from "Petru Maior" University of Tg-Mures has the following main characteristics [2]:

- triode type CTW5/60, $U_{acc}=60kV$; $P_u=5kW$; $I_{foc}=85mA$;
- inside dimensions of the vacuum workbox (650x650x500 mm);
- outside dimensions of the vacuum workbox (690x690x530 mm);
- mechanical positioning system (rotation and translations on the θ -x and θ -y axis);
- vacuum system for triode gun and workbox environment.

The importance of the electron beam control was also shown. Because of the multivariable process complexity, which involve nonlinearity and undefined problems and parameters some modern technique like artificial neuronal networks (ANN) and fuzzy logic controllers (FLC) or a combination of these is necessary.

References

- [1] R.Bakish, *Introduction to Electron Beam Technology*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1985.
- [2] ***, *Documentația Tehnică, Instalația de prelucrare cu fascicul de electroni CTW 5/60*, Universitatea "Petru Maior" Tg. Mureș.
- [3] A.H. Meleka, *Electron Beam Welding: Principles and Practice*, McGraw Hill, London, 1971.
- [4] L. Marton, L. David, *Prelucrarea imaginii în tehnologiile cu flux de electroni*, Buletin Științific, vol.V, Universitatea Tehnică Tg.Mureș, 1992. p. 59-62.
- [5] N.N. Rykalin, I.V. Zuev, A.A. Uglov, *Osnovy elektronno-lucevoj obrabotki materialov*, Moscova, 1978

THE DISTRIBUTION OF THE ELECTRIC FIELD AND OF THE CURRENT DENSITY IN CASE OF ELECTROCORROSION COUNTERMEASURES USING THE SACRIFICE ANODES TECHNIQUE

Ion Voncila, Nicolae Badea

*„Dunarea de Jos” University of Galati, Domneasca Street, No 47, Galati, Romania,
Ion.Voncila@ugal.ro*

Dorel Popa

CERONAV Constanta, Romania, dorelpopa@romtc.ro

Abstract. An electric field oriented from sea water towards the ship, can develop an extraction work. The corrosion process was thus diminished, by a change in the ship's hull mass, due to a continuous tore of the material from its bulkheads. The issue that arises is an attenuation of the extraction electric forces and a reduction in the process of mass changing. This problem can be solved by using an impressed electric field, opposite to the one developed during the corrosion process, field which can minimize the extraction work generated by this process.

1 Introduction

Accepting to consider the cathodic protection issue as above mentioned, the practical solutions should be highlighted both by the electric field distributions into sea water – ship system and the current density distribution into the same system. Finding electric field and current density distribution – within the particular case of the issue under discussion – implies solving several problems regarding stationary conduction (electro kinetics). To solve this problem we must first find, using the scalar electric potential „ V ”, the electric field distribution within the particular system analysed and then the usage of electric conductivity rule to determine electric current density distribution.

2 Mathematic model/pattern used for stydying ships' catodic protection

As a result the mathematical pattern adopted is as follows:

$$\Delta \bar{J} = 0 \tag{1}$$

$$\bar{J} = \sigma \cdot \bar{E}$$

where the first equation within system (1) is Laplace equation for conducting mediums (if the dielectric displacement current is neglected) and the second represents electric conduction law. Electric field distribution is obtained considering that everything derives from a potential. In our case the electric field derives/merges from the scalar electric potential „ V ”, that is:

$$\bar{E} = -gradV \tag{2}$$

The field issue being bidimensional, the two components can be determined, only:

$$E_x = -\frac{\partial V}{\partial x}; E_y = -\frac{\partial V}{\partial y} \tag{3}$$

Using, then, the conducting electric law the two components of current density vector can be determined in plan:

$$J_x = \sigma \cdot E_x; J_y = \sigma \cdot E_y \tag{4}$$

Mention must be made that relations (2) and (3) allow the determination of the so-called sinusoidal components of electric field. In our case there is also an impressed electric field, \bar{E}_i .

As a result, relation (4) can be written as follows:

$$J_{tx} = \sigma \cdot (E_x + E_{ix}); J_{ty} = \sigma \cdot (E_y + E_{iy}). \tag{5}$$

where E_{ix} and E_{iy} are plan components of the impressed electric field vector; J_{tx} and J_{ty} are global components in plan, of the current density vector.

Initial and border conditions are very important for field issue solving due to the many subsystems included in sea water – ship system. As scalar potential „ V ” is variable in this case these conditions should be specified for this potential, as follows:

$V_0(x, y) = 0$ - initial value of the scalar potential;

$V(P) = V_1$ - Dirichlet type condition, for those borders where the scalar potential has a value;

$\frac{\partial V}{\partial n}(P) = 0$ - Neumann type condition, for those borders for which derivative of the normal on

the surface of the scalar potential is cancelled.

Supplementary, in order the problem be solved absolute values of the interest variables are determined, too:

$$E = \sqrt{E_x^2 + E_y^2}; J_t = \sqrt{J_{tx}^2 + J_{ty}^2} \tag{6}$$

3 The influence of sacrifice anodes

In order to compile such a study a comparative analysis was made between the fields distributions obtained for the ship lacking sacrificial anodes, respectively for the ship equipped with such anodes. In Figures no. 1. a, respectively 1. b, the fields of integration for the two analysed cases are shown. The significance of the sub-domains is as follows:

D1 – represents the air area around the ship;

D2 – represents the sea water area in which the ship is partly submerged (corrosive environment);

D3 – represents the paint coating applied on the exterior of the ship;

D4 – represents the metallic wall of the ship;

D5 – represents the sacrificial anodes;

D6 – represents the anodes insulation related to the metallic wall of the ship.

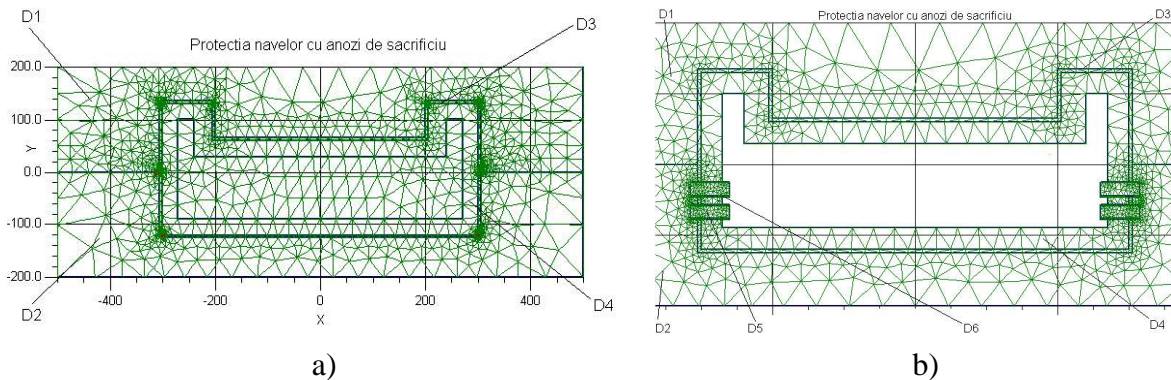


Fig. 1 The integration domain: a) in case there are no sacrificial anodes on the ship; b) when the ship is equipped with aluminium sacrificial anodes

Thus, Fig. 2 presents the distribution of the electric field intensity vector when the ship is not equipped with sacrificial anodes, while Fig. 4 presents the distribution of the current density vector for the same type of ship. Fig. 3 presents instead the variation mode of the electric field intensity absolute value for the ship without sacrificial anodes, a value responsible, in the last instance, for the extent of the electric forces and, implicitly, of the work force (of material ‘pulled’ out of ship’s hull).

It is worth mentioning that the absolute value of the electric field intensity when the ship is not protected through sacrificial anodes is particularly high at the level of that part of the ship which is submerged in sea water. The case analysed in this first stage is the one in which the potential of the sea water is higher than that of the ship’s hull (the ship’s hull being considered at potential $V = 0$ [V], while the sea water potential was considered $V_{seawater} = 0,9$ [V]).

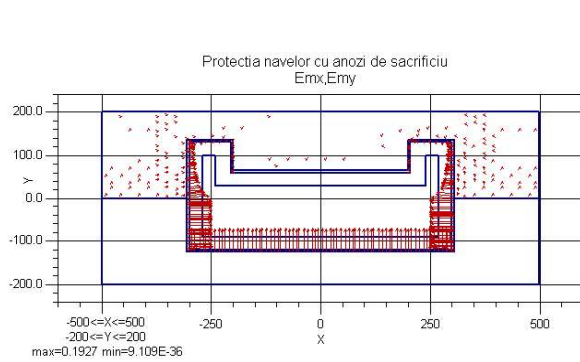


Fig. 2 The distribution of the electric field $V_{seawater} > V_{ship'hull}$ (without sacrifice anodes)

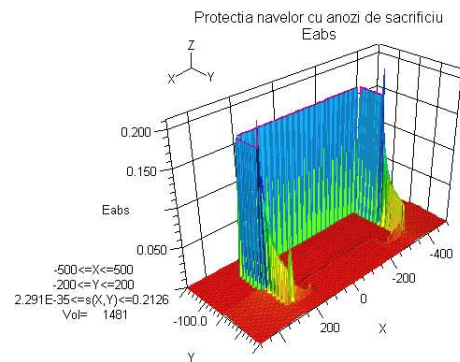


Fig. 3. The variation mode of electric field absolute value $V_{seawater} > V_{ship'hull}$

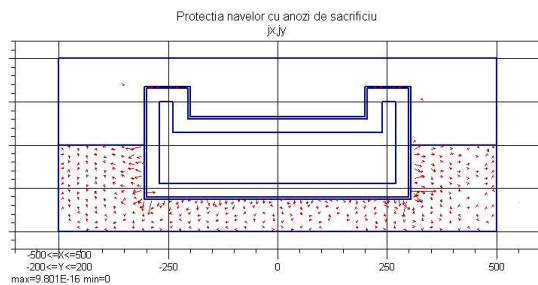


Fig. 4 The distribution of the current density vector $V_{seawater} > V_{ship'hull}$ (without sacrifice anodes)

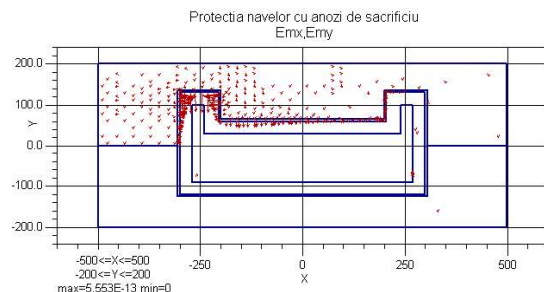


Fig. 5. The distribution of the electric field $V_{seawater} = V_{ship'hull}$ (without sacrifice anodes)

When the sea water potential equals the one of the ship’s hull, the electric field intensity distribution looks as in Fig. 5. For this particular case, the current density vector distribution is shown in Fig. 7, while the mode of the electric field intensity absolute value variation is emphasized in Fig. 6. A drastic decrease is noticed in the electric field intensity absolute value as well as the reduction (practically to zero) of the ionic current density in the sea water- ship sub-system.

The emphasized aspects suggest the course to be followed, practically, in order to reduce the work force in the sea water – ship sub-system; the reduction of the corrosive effect (and at the same time a destructive one) of the sea water over the ship can be obtained by equalizing the

two potentials (anodic and cathodic), but mainly by reversing the potential barrier (respectively, by increasing the ship's hull potential over the one of the sea water).

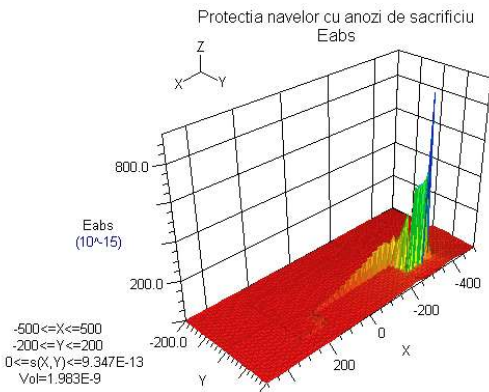


Fig. 6 The variation mode of electric field absolute value $V_{seawater} = V_{ship'hull}$

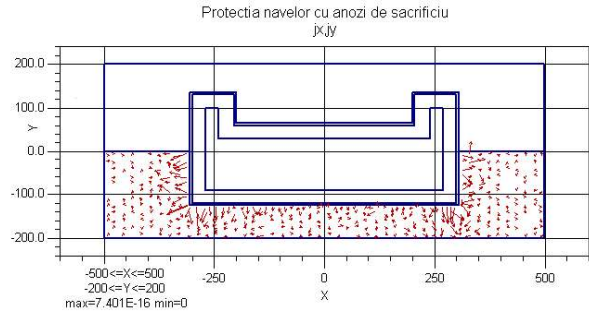


Fig. 7 The distribution of the current density vector $V_{seawater} = V_{ship'hull}$ (without sacrifice anodes)

The solution contemplated above can be applied by means of the sacrificial anodes technique. The electric field and current density vector distributions, respectively the electric field intensity absolute value variation, in case the equalization of the sea water potential with that of the sacrificial anode placed on the ship would succeed, are shown in figures 8-10.

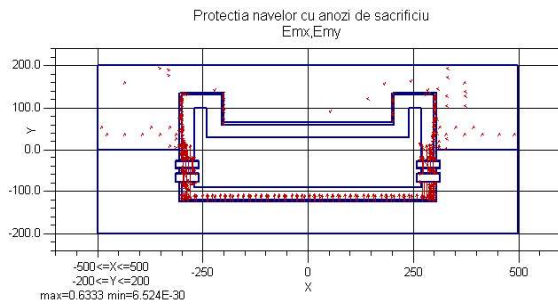


Fig. 8 The distribution of the electric field $V_{seawater} = V_{sacrificeanode}$

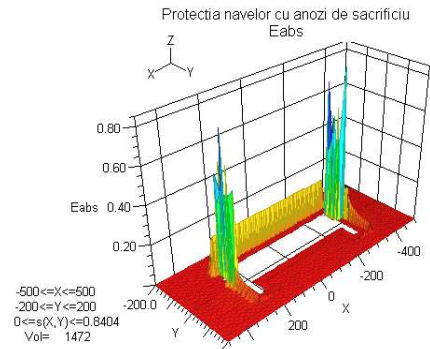


Fig. 9 The variation mode of electric field absolute value $V_{seawater} = V_{sacrificeanode}$

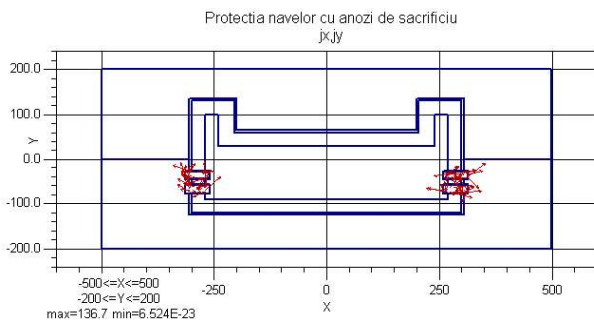


Fig. 10 The distribution of the current density vector $V_{seawater} = V_{sacrificeanode}$

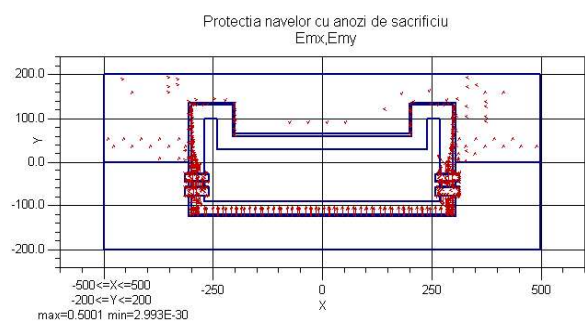


Fig. 11 The distribution of the electric field $V_{seawater} \setminus V_{sacrificeanode}$

If, nevertheless, the sea water potential remains superior to that of the sacrificial anodes, a current injection will appear through the insulated anodes from the ship's hull, without any means to shut off this current. Thus there is a justification (as emphasized by the distributions in Figures 11-13) for the need of some reference anodes on the vessel to which the potential of the sacrificial anodes could be related. This solution is used in practice, as we pointed out in several chapters of our paper. It is worth stating that an equalization of the two potentials (that of the sea water, respectively that of the ship's hull) and even an increase of the ship's hull potential over that of the sea water can also be obtained in case the second protection method is used, respectively the one of the impressed currents.

In such a case it is ascertained that on board the ship would practically exist an impressed electric field of an opposite direction to the one determined by the high potential of the sea water.

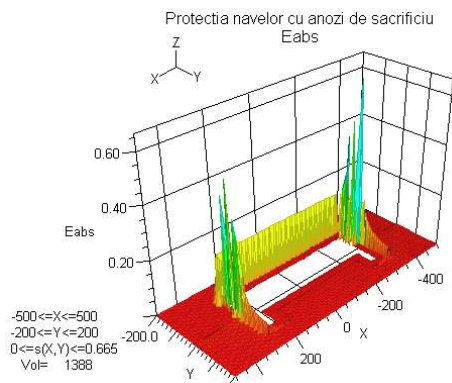


Fig. 12 The variation mode of electric field absolute value $V_{seawater} \setminus V_{sacrificeanode}$

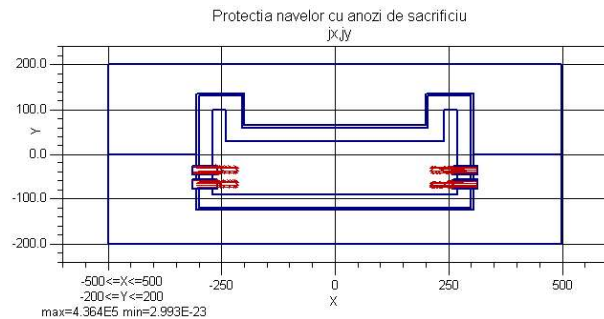


Fig. 13 The distribution of the current density vector $V_{seawater} \setminus V_{sacrificeanode}$ (need for reference anode)

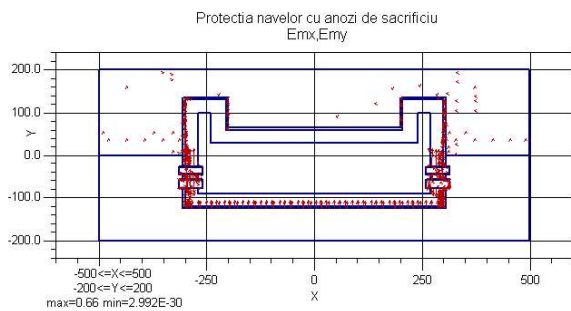


Fig. 14 The distribution of the electric field $V_{seawater} \setminus V_{sacrificeanode}$ ($V_{referenceanode} \cong V_{ship'shull}$)

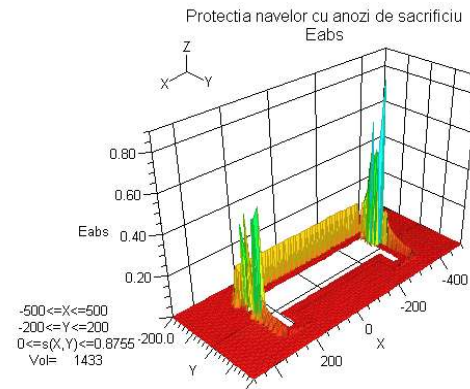


Fig. 15 The variation mode of electric field absolute value $V_{seawater} \setminus V_{sacrificeanode}$

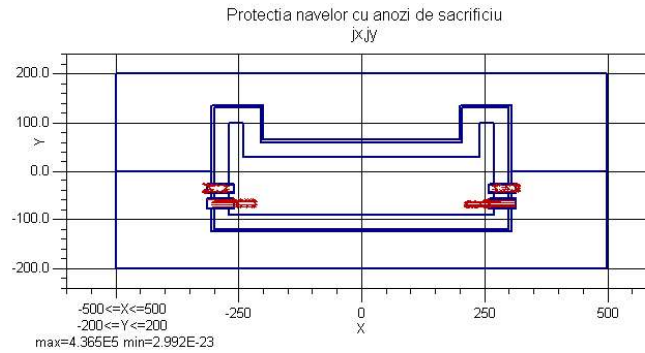


Fig. 16 The distribution of the current density vector

$$V_{seawater} \langle V_{sacrificeanode} (V_{referenceanode} \cong V_{ship'shull}) \rangle$$

In Figures 14–16, the electric field intensity vector distribution, the electric field intensity absolute value variation, respectively the current density vector distribution are shown, when the anodes from the ship's lower area become reference anodes and are connected to a potential close to that of the ship's hull.

4 Conclusion

- The real sacrificial anodes (the ones on the higher part) are at a slightly higher potential (by 16,6%) than that of the sea water; they become, strictly speaking, sacrificial anodes, because the ionic-like current which is materialized in their area gradually leads – through the work force developed by the electric forces - to their destruction.
- By using this technique, the ship's hull is protected.

5 References

- [1] Alligood, K.T., Sauer, T. and Yorke, J.A. *Chaos : An Introduction to Dynamical Systems*, Springer-Verlag, Berlin, 1996.
- [2] Backrest, O'.M., Conway J., Yeager B.E. and White E. *Comprehensive Treatise of Electrochemistry*, Plenum Press, New York-London, 1981.
- [3] Evans, Ulick R. *Historical Theories on Corrosion* (fragments in www.corrosion-doctors.com), Second Edition, 1997.
- [4] ***PDE-ase., *Reference manual tutorial handbook of demonstration*, SPDE, Inc., 1995.
- [5] www.beasy.com/brochures/corrosion
- [6] www.cecer.arour.mil/td/tips/product
- [7] www.corrosion-doctors.org/CP/Introduction.htm
- [8] www.ship-technology.com/contractors/corrosion
- [9] www.matcor.com
- [10] www.supsalv.org/manuals/uwsh

TEOREMA FLUXULUI MAGNETIC

EUGENIU POTOLEA¹

Cuvinte cheie: Teoria fizicii, legile electrodinamicii, legea fluxului magnetic.

Rezumat. Teoria tradițională a electrodinamicii consideră că relația $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ este forma locală a legii fluxului magnetic. Noi demonstrăm că relația $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ este forma locală a teoremei fluxului magnetic.

1. INTRODUCERE

Facem distincție între două teorii fizice: tradițională [6], [7] și pragmatică [8], [9]. Fizica tradițională sau teoria tradițională a fizicii consideră că toate mărimile fizice se pot identifica numai cu ajutorul rațiunii fără a apela la percepția sensorială. Fizica pragmatică sau teoria pragmatică a fizicii identifică primele mărimi fizice (mărimile fizice primare) cu ajutorul percepției și rațiunii. Deosebirile dintre metodele de identificare a mărimilor fizice determină deosebiri importante între cele două teorii fizice.

Sunt esențiale diferențele dintre sistemele de legi generale din cele două teorii ale electrodinamicii, tradițională și pragmatică. În această lucrare punem în discuție legea fluxului magnetic din teoria tradițională și demonstrăm că este o teoremă chiar în cadrul teoriei tradiționale. Pentru a pregăti demonstrația teoremei fluxului magnetic, începem cu o scurtă incursiune în teoria mărimilor fizice și continuăm cu enunțarea legilor generale ale electrodinamicii în cadrul teoriei pragmatice.

2. MĂRIMI FIZICE

Mărimea fizică este o proprietate naturală susceptibilă de identificare, calitativă și cantitativă. Spunem că mărimile fizice concrete $A_1, A_2 \dots$ au aceeași calitate sau aceeași dimensiune fizică dacă aparțin aceleiași clase de echivalență A , adică $A_1 \in A$ și $A_2 \in A$. *Identificăm* (experimental) etalonul de măsură $A_e \in A$ și *definim* (analitic) unitatea de măsură $A_u =: 1 A_e$, unde $=:$ se citește « egal prin definiție ». Determinarea cantitativă a unei mărimi fizice concrete $A \in A$ este valoarea numerică A_v din relația de definiție $A =: A_v A_u$ sau $A =: A_v A_e$. Mărimile

¹) Doctor inginer, profesor consultant la Universitatea Politehnică București. Adresa: str. Verigei 3, bloc 1, scara 5, etaj 10, București, sector 5. E-mail: epotolea@rdslink.ro, tel. 4506961.

fizice concrete $A_1, A_2 \dots$, determinate calitativ și cantitativ, formează specia **A** care este o noțiune abstractă. Pentru a concentra expunerea, folosim, uneori, noțiunea «mărim fizică» în loc de specie de mărimi fizice sau de element al speciei.

Legile generale ale fizicii se enunță în teoria macroscopică pentru modele fizice idealizate în trei domenii: mecanică, termodinamică, electrodinamică. Celelalte legi ale fizicii, sunt *legi de material* și se enunță pentru modele fizice concrete formate din corpuri cu dimensiuni fizice finite. Mărimile fizice necesare și suficiente pentru enunțarea legilor generale formează *sistemul mărimilor fizice primitive*.

În figura 1 sunt reprezentate sferile mulțimilor de mărimi fizice primare și primitive care se intersectează pe mulțimea mărimilor fizice universale: timpul t , vectorul distanță r , vectorul forță F . Mărimile primare care nu sunt universale se numesc mărimi primare specifice iar mărimile primitive care nu sunt universale se numesc mărimi primitive specifice.

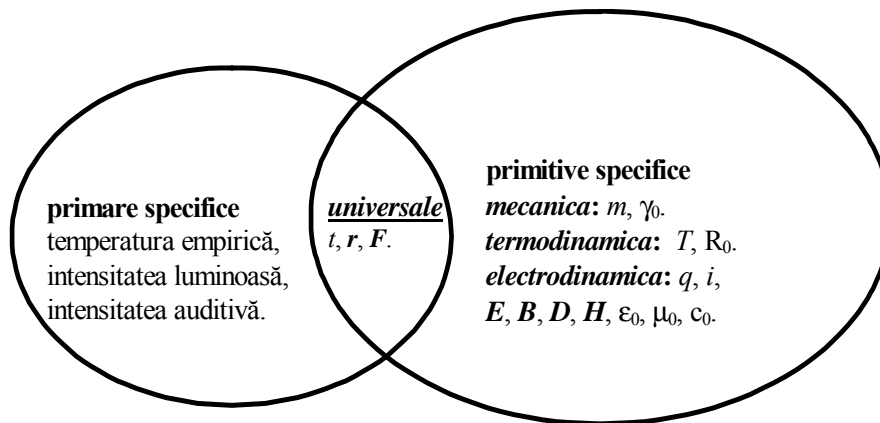


Fig. 1. Mărimile fizice: primare, universale, primitive.

Mărimile primitive specifice se repartizează pe trei domenii ale fizicii macroscopice: 1) *mecanica* cu două mărimi primitive specifice, masa m și constanta fizică γ_0 , 2) *termodinamica* cu două mărimi primitive specifice, temperatura termodinamică T și constanta fizică R_0 , 3) *electrodinamica* cu opt mărimi primitive specifice, sarcina electrică q , curentul electric i , constantele fizice ϵ_0, μ_0, c_0 și vectorii componentele câmpului electromagnetic în vid E, B, D, H .

Mulțimea speciilor de mărimi fizice primitive este unică iar sistemul legilor generale este unic. Fie NP numărul speciilor de mărimi fizice primitive și fie NL numărul legilor fizice generale. Diferența $NP - NL > 0$ este numărul NF al speciilor de mărimi fizice fundamentale:

$$NF = NP - NL \quad (RC)$$

Legile generale formează un sistem de NL ecuații omogene cu NP necunoscute care sunt mărimile fizice primitive. Sistemul de ecuații este nedeterminat în raport cu mărimile primitive deoarece numărul NP întrece numărul ecuațiilor NL. Rezolvarea sistemului de ecuații este posibilă numai dacă se identifică mai întâi NF mărimi fizice primitive, fără a utiliza legile generale. Mărimile primitive, identificate fără a utiliza legile generale, se numesc mărimi primitive fundamentale. Restul mărimilor primitive, în număr de $NP - NF = NL$, se numesc mărimi primitive secundare și se identifică cu ajutorul legilor generale.

Relația de control $NF = NP - NL$ implică trei selecții care se condiționează reciproc: selecția mărimilor fizice primitive, selecția mărimilor fizice universale și selecția mărimilor fizice fundamentale sau determinante pentru sistemul unităților de măsură. Relația de control este *piatra de încercare* a teoriei mărimilor și legilor fizicii deoarece este o verificare a principiului determinismului.

Fizica pragmatică identifică 16 mărimi fizice primitive (figura 1) și 11 legi generale: 2 pentru mecanică, 1 pentru termodinamică, 8 pentru electrodinamică. Numărul mărimilor fizice fundamentale rezultă $NF = 16 - 11 = 5$. Relația de control se particularizează la calculul numerelor NF pentru fiecare din domeniile specifice ale fizicii macroscopice. Primele mărimi fundamentale sunt mărimile fizice universale (spațiul, timpul, forța) iar următoarele două mărimi fundamentale trebuie alese dintre mărimile primitive apecifice termodinamicii (temperatura termodinamică T) și electrodinamicii (curentul electric i).

Unitățile de măsură ale mărimilor fizice fundamentale se numesc unități fundamentale și formează un sistem complet de unități independente pentru măsurarea tuturor mărimilor fizice primitive sau derivate. Unitățile fundamentale ale sistemului pragmatic sunt: 1) metru (m) pentru lungime, 2) secundă (s) pentru timp, 3) newton (N) pentru forță, 4) kelvin (K) pentru temperatura termodinamică, 5) amper (A) pentru curentul electric.

Mărimile fizice universale se identifică calitativ cu ajutorul percepției dar etaloanele universale (metru, secundă, newton) se identifică cu ajutorul legilor de material din iterația zero a fizicii pragmatice [8], [9]. Etaloanele fundamentale kelvin și amper se identifică cu ajutorul unor legi de material dar există și o altă posibilitate pe care o prezentăm în capitolul 4.

3. LEGILE GENERALE ALE ELECTRODINAMICII

Modelul fizic idealizat al electrodinamicii este un sistem de surse ideale, sarcini electrice punctiforme și curenți electrice filiformi, care crează câmpul electromagnetic în vid. Mărimile primitive ale electrodinamicii sunt 3 mărimi fizice universale, spațiul, timpul, forța, la care se adugă 9 mărimi fizice specifice: două mărimi de stare a surselor q, i , trei constante fizice ϵ_0, μ_0, c_0 și patru vectori de starea a câmpului electromagnetic în vid, E, D, B, H .

Definim densitatea de volum ρ a sarcinii electrice q și vectorul densității de suprafață \mathbf{J} a curentului electric i . Considerăm că sunt cunoscute formele integrale ale legilor generale și scriem direct formele locale: două legi externe (1), (2), două legi interne (3), (4), două legi de evoluție (5) (6), legea fluxului electric (7) și legea constantei universale c_0 din (8).

$$\vec{f}_\rho = \rho \vec{E} \quad (1) \quad \vec{f}_J = \vec{J} \times \vec{B} \quad (2)$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} \quad (3) \quad \vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (4)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (5) \quad \nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (6)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (7) \quad c_0 = 1/\sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \quad (8)$$

Aplicăm relația NF = NP – NL pentru electrodinamică și calculăm NF = 12 – 8 = 4. Primele trei mărimi fundamentale sunt mărimile universale, spațiul, timpul, forța, iar a patra mărime fundamentală se alege dintre mărimile primitive specifice, de exemplu, curentul electric cu unitatea de măsură amper (A). Etalonul amper a fost identificat pentru prima dată cu ajutorul legii electrolizei (lege fizico – chimică de material) și s-a numit amper electrochimic.

4. IDENTIFICAREA MĂRIMILOR PRIMITIVE

Conform unui principiu epistemologic, identificarea experimentală a unei mărimi fizice este posibilă numai dacă există o definiție analitică pe baza unei relații algebrice. Anulăm derivatele temporale din legile de evoluție (5), (6) și demonstrăm două relații algebrice, teorema lui Coulomb și teorema lui Ampere:

$$\vec{F} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{q^2}{r^2} \vec{n} \quad (9) \quad \frac{\Delta \vec{F}}{\Delta l} = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{i^2}{r} \vec{u} \quad (10)$$

Alegem etaloane arbitrare pentru q , i și definim ϵ_0 , μ_0 din relațiile (9), (10). Efectuăm experiențele Coulomb și Ampere pentru diferite valori ale mărimilor q , i , r și constatăm că mărimile primitive ϵ_0 , μ_0 sunt constante fizice. Cu relațiile (8), (9), (10) demonstrăm analitic că c_0 are dimensiunea fizică $m/s =: v$ (viteză) care este o mărime fizică derivată din mărimile fizice universale lungime și timp. Folosind legile generale și ipoteza $\nabla \cdot \mathbf{B}$, demonstrăm că c_0 este viteza de propagare în vid a undelor electromagnetice (Maxwell, Hertz). Cu ajutorul unei experiențe

specifice (Faucoult, Fizeau, radiații atomice) măsurăm viteza de propagare a undelor electromagnetice și obținem, cu aproximație, constanta fizică universală $c_0 = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$.

Fiind dat amperul electrochimic, se poate utiliza experiența lui Ampere pentru a determina, cu aproximație, valoarea numerică $\mu_v = 4\pi \cdot 10^{-7}$ a constantei fizice μ_0 . Din legea (8) rezultă valoarea numerică $\varepsilon_v = 10^{-9} / 36\pi$ a constantei fizice ε_0 iar din experiența lui Coulomb se identifică etalonul coerent coulomb (C). O varianta practică pentru identificarea etaloanelor coerente amper și coulomb constă în efectuarea experiențelor Ampere și Coulomb cu constantele μ_0 și ε_0 care satisfac legea (8):

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \mu_u \quad (11)$$

$$\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi} \varepsilon_u \quad (12)$$

Etalonul de curent, definit analitic cu teorema lui Ampere (10) și identificat cu ajutorul experienței lui Ampere, se numește amper electrodinamic și nu diferă sensibil de etalonul electrochimic. În continuare, folosim legile externe (1) și (2) în formele integrale și identificăm experimental E și B . Cu ajutorul unor modele fizice specifice (condensatoare electrice în vid și bobine electrice în vid) identificăm experimental D și H din legile interne (3) și (4).

5. CONCLUZII

Am folosit legile generale (3), (4), (5), (6), (8) și ipoteza $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ pentru a demonstra că viteza de propagare în vid a undelor electromagnetice este constanta universală c_0 din legea (8). Identificarea experimentală a vitezei de propagare c_0 este o confirmare a legilor generale (3), (4), (5), (6), (8) și a ipotezei $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$.

Constatăm că ipoteza $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ este o teoremă și nu poate fi o lege deoarece: 1) ipoteza $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ este confirmată experimental însă exprimă o proprietate a unei singure mărimi fizice, 2) ipoteza $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ nu este lege generală pentru că nu exprimă o relație între mărimi fizice primitive.

Includerea teoremei $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ în sistemul legilor generale duce la violarea relației de control (RC) și a principiului determinismului. Cu sau fără legea fluxului magnetic, teoria tradițională a electrodinamicii nu verifică relația de control (RC). Aceste deficiențe și altele din teoria tradițională pot fi eliminate numai printr-o revizuire generală care duce la acceptarea teoriei pragmatice a fizicii.

BIBLIOGRAFIE.

1. E. Potolea, *Electrodynamics in Formulae*, International Journal of Electrical Engineering Education, Manchester University Press, Vol. **34**, No. 3, p. 195–203 (1997).
2. E. Potolea, *Certitudine și relativitate în teoria electrodinamicii*, Foi pentru mintea și sufletul nostru, TipoGal, Galați, Nr. 18, 20 iulie, 1999, p. 26–31.
3. E. Potolea, D. Cioflica, *Defining and Identifying Energy*, CIEM, București, Vol **II**, 2003, p. 5-61–5-68.
4. E. Potolea, *Relativist Physics and Quantic Physics, two Problematic Utopias in Nuclear Energetics*, Inter-Ing, Universitatea Petru Maior, Târgu Mureș, 2003, p. 11-19.
5. E. Potolea, *La loi de la gravitation, les ceintures Van Allen, le magnetism terrestre*. U.P.B. Sci. Bull., Serie C, Vol **64**, No. 3, 2002, p. 69-78.
6. A. Timotin, V. Hortopan, A. Ifrim, M. Preda, *Lecții de Bazele electrotehnicii*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1970.
7. M.I. Popescu, *Fizica*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.
8. E. Potolea, *Bazele electrotehnicii*, Editura EDEN 78, București, 1998.
9. E. Potolea, *Legile și principiile fizicii*, Editura Adevărul S.A., București, 2001.

GENEZA RADIAȚIEI NEUTRIN

EUGENIU POTOLEA¹

Cuvinte cheie: fizică, electrodinamică, radiația neutrin.

Rezumat. Fizica tradițională nu poate să răspundă la întrebarea: radiația neutrin este undă electromagnetică sau particulă materială (substanță) ? Noi demonstrăm că radiația neutrin este radiație electromagnetică generată de o particulă electrizată (încărcată electric) care se deplasează în câmp electric.

1. INTRODUCERE

Radiația neutrin a fost semnalată pentru prima dată de W. Pauli, anul 1930, în dezintegrarea beta. De atunci, radiația neutrin prezintă interes practic în proiectele tehnice ale acceleratoarelor de particule și ale reactoarelor nucleare. Fizica tradițională a acumulat multe informații din experiențe nucleare dar n-a elaborat o teorie demnă de încredere despre radiația neutrin.

Noi studiem radiația neutrin în teoria pragmatică a electrodinamicii surselor mobile [1], [6], care completează electrodinamica surselor fixe [3], [4] a lui Maxwell. Modelul fizic pentru studiul radiației neutrin este format dintr-un condensator electric plan și o particulă idealizată (punctiformă), încărcată cu sarcină electrică, pozitivă sau negativă. Sub acțiunea câmpului electric din condensator, particula se deplasează între electrozi și emite radiația electromagnetică neutrin. Noi demonstrăm că radiația electromagnetică neutrin poate fi studiată ca o cvaziparticulă, asociată cu o masă electromagnetică.

Începem studiul cu calculul vitezei de deplasare a unei particule în câmp electric și continuăm cu bilanțul de energie și modelul matematic al radiației electromagnetice neutrin. După expunerea teoriei noastre a radiației neutrin, comparăm unele rezultate practice cu cele tradiționale.

¹) Doctor inginer, profesor consultant Universitatea Politehnica București. Adresa: Str. Verigei nr. 3, bloc 1, scara 5, etaj 10, București, sector 5, E-mail epotolea@rdslink.ro, tel. 4506961.

E. Potolea

2. VITEZA PARTICULEI

Considerăm m și q masa și sarcina electrică a unei particule idealizate. Ecuația de mișcare a particulei în câmp electric este:

$$m \frac{d\vec{v}}{dt} = \vec{F} \quad \text{unde} \quad \vec{F} = q \vec{E} \quad (1)$$

Aplicăm ecuațiile (1) în următoarele ipoteze: 1) vectorii viteză și câmp electric au câte o singură componentă $v = v_z$ și $E = E_z$ pe axa Oz și 2) axa Oz este orientată pe direcția de deplasare a particulei prin vid, de exemplu: electronul se deplasează de la catod la anod iar pozitronul se deplasează de la anod la catod. Din ecuațiile vectoriale (1) rezultă ecuațiile scalare:

$$m \frac{dv}{dt} = q E \quad v = \frac{dz}{dt} \quad (2)$$

unde

$$E = -\frac{\partial V}{\partial z} - \frac{\partial A}{\partial t} \quad \frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{1}{c^2} \frac{\partial V}{\partial t} \quad (3)$$

Ecuațiile (3) rezultă din teorema potențialelor electrodinamice [8], [9]: potențialul electric scalar V și potențialul magnetic vector cu o singură componentă $A = A_z$. Ipoteza particulei punctiforme, care se deplasează cu viteza $v = dz / dt$, impune exprimarea ecuațiilor (3) cu ajutorul diferențialelor dz , dt :

$$E = -\frac{dV}{dz} - \frac{dA}{dt} \quad \frac{dA}{dz} = -\frac{1}{c^2} \frac{dV}{dt} \quad (4)$$

și

$$dA = -\frac{v}{c^2} dV \quad E = -\left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right) \frac{dV}{dz} \quad (5)$$

Cu ultima relație (5) eliminăm E din ecuația de mișcare (2) care devine:

$$m \frac{dv}{dt} dz = -q \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right) dV \quad \text{unde} \quad \frac{v dv}{c^2 - v^2} = -\frac{q}{m c^2} dV \quad (6)$$

Integrăm ultima ecuație (6) de la $v_0 = 0$ și $V_0 = 0$ la $v > 0$ și $V > 0$:

$$1 - \frac{v^2}{c^2} = e^{kV} \quad \text{unde} \quad k = \frac{2q}{m c^2} \quad (7)$$

Geneza radiației neutrin

Considerăm $m = 9,1 \cdot 10^{-31}$ kg și $q = -e$, unde $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C și calculăm constanta $k = -3,9 \cdot 10^{-6}$ / volt pentru un electron. Calculăm raportul v/c din prima relație (7) și constatăm că tinde către unitate (tabelul 1) așa că viteza v tinde către viteza universală c .

Tabelul 1. Potențialul V este dat în MV.

V	0.1	0.5	1.0	1.5
v/c	.5683	.9261	.9898	.9985
E_c/eV	.828	.438	.251	.172
E_{rad}/eV	.172	.562	.749	.828

3. BILANȚUL ENERGETIC

Bilanțul energetic al cursei electronului de la catod la anod este:

$$eV = E_c + E_{rad} \quad \text{unde} \quad E_c = m v^2 / 2 \quad (8)$$

Energia potențială eV , de la începutul cursei, este transformată în energia cinetică E_c de la sfârșitul cursei și în energie radiantă E_{rad} pe durata cursei. Din relațiile (8) și (7) rezultă:

$$E_{rad} = eV - E_c \quad \text{unde} \quad E_c = \frac{m c^2}{2} (1 - e^{kV}) \quad (9)$$

Calculăm E_c , E_{rad} din (9) și rapoartele E_c/eV și E_{rad}/eV din tabelul 1. Constatăm că energia radiată crește și tinde către energia potențială eV odată cu creșterea potențialului V . Electronul radiază energie electromagnetică care se transmite continuu mediului înconjurător pe durata cursei catod - anod. Radiația neutrin este continuă și a fost identificată experimental în mod indirect ($eV - E_c > 0$) în dezintegrarea beta și în toate experiențele cu bombardamente de particule (radiația de frânare sau "Brehmsstrahlung").

Am calculat E_{rad} din bilanțul energetic al electronului (9) însă putem să calculăm E_{rad} în funcție de componentele câmpului electromagnetic din exteriorul electronului. Folosim sistemul de coordonate cilindrice z, r, α și observăm că vectorii câmpului electromagnetic au numai componentele B_α și E_z, E_α :

$$\vec{B} = -\vec{\alpha}_0 \frac{\partial A}{\partial r} \quad \vec{E} = -\vec{z}_0 \frac{\partial A}{\partial t} - \left(\vec{z}_0 \frac{\partial V}{\partial z} + \vec{r}_0 \frac{\partial V}{\partial r} \right) \quad (10)$$

Vectorul Poynting are două componente, una pe direcția axei Oz și alta pe direcție radială care este direcția de propagare a energiei radiante E_{rad} . Potențialele V și A din (10) sunt funcții de coordonatele cilindrice z, r și au ca model matematic ecuațiile diferențiale ale undelor mobile:

E. Potolea

$$\begin{aligned} \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial V}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} &= \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} \\ \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} &= \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} \end{aligned} \quad (11)$$

Laplace transformă ecuațiile (11) și exprimă soluțiile ca sume de produse Laplace. Determinarea constantelor de integrare necesită informații despre caracteristicile particulei concrete care se deplasează în câmp electric.

4. ELECTRONUL RELATIVIST

Folosim dinamica relativistă a lui Einstein pentru a studia mișcarea electronului în câmp electric:

$$\frac{d}{dt}(m_{rel} v) = e E \quad \text{unde} \quad m_{rel} =: \frac{m}{\sqrt{1 - v^2 / c^2}} \quad (12)$$

Am păstrat notația clasică m pentru masa electronului și am introdus notația m_{rel} pentru masa relativistă, dependentă de viteză. Ecuația relativistă de mișcare din (12) se înmulțește cu dz și se obține bilanțul energiilor elementare, cinetică dE_{rel} și potențială $e dV$:

$$dE_{rel} = e dV \quad \text{unde} \quad dE_{rel} = v d(m_{rel} v) \quad (13)$$

Definiția masei relativiste din (12) se ridică la pătrat și apoi se diferențiază. Se obține $m_{rel} v dv = (c^2 - v^2) dm_{rel}$ și se elimină produsul $m_{rel} v dv$ din ultima relație (13) care devine $dE_{rel} = c^2 dm_{rel}$. Bilanțul relativist din prima relație (13) se integrează în ipoteza $E_{rel} = 0$ pentru $V = 0$ și se obține:

$$E_{rel} = e V \quad \text{unde} \quad E_{rel} = m_{rel} c^2 \quad (14)$$

Constanta universală c se exprimă în două variante: 1) $c = c_v c_u$, unde $c_v = 3 \cdot 10^8$ și $c_u =: m / s$ sau 2) $c = c_v c_u$, unde $c_v = 1$ și $c_u = 3 \cdot 10^8$ m / s. Einstein consideră că ultima relație (14) devine $E_{rel} = m_{rel} c^2$ dacă alege varianta $c = c_v c_u$. Acest „raționament” dovedește că Einstein confundă mărimile fizice cu valorile lor numerice. Comentariul ce urmează completează confuziile lui Einstein referitoare la mărimi fizice: „Energia și masa sunt de aceeași esență, adică sunt numai forme diferite de manifestare a aceluiași lucru”.

Einstein susține că energia cinetică relativistă E_{rel} trebuie să se reducă la energia cinetică clasică $E = m v^2 / 2$ dacă $v \ll c$. Einstein definește *energia cinetică de repaus* $E_{rel 0} = m c^2$ și enunță *principiul de corespondență*: energia

relativistă E_{rel} trebuie înlocuită cu $E = E_{rel} - E_{rel 0}$. După această corecție „de corespondență”, relațiile (15) devin:

$$E = eV \quad \text{unde} \quad E = (m_{rel} - m) c^2 \quad (15)$$

Eliminăm E între relațiile (15) și apoi exprimăm m_{rel} cu relația de definiție din (13). După câteva operații algebrice elementare, obținem:

$$1 - \frac{v^2}{c^2} = \frac{1}{(1 + \gamma V)^2} \quad \text{unde} \quad \gamma = \frac{e}{m c^2} \quad (16)$$

Vitezele calculate cu relațiile relativiste (16) și cu relațiile pragmatice (7) diferă cu maximum 7%. Deosebirile esențiale dintre metode, pragmatică și relativistă, sunt bilanțurile energetice din (8) și (15). Bilanțul relativist (15) nu conține termenul E_{rad} și deci electronul relativist nu radiază energie electromagnetică în timpul cursei de la catod la anod. Energia potențială eV de la începutul cursei se consumă pentru creșterea energiei cinetice a electronului și pentru creșterea masei electronului de la m la m_{rel} . La sfârșitul cursei, electronul este stopat pe anod, masa m_{rel} devine m și se produce un fenomen relativist în care *defectul de masă* $m_{rel} - m$ se transformă în energie $(m_{rel} - m) c^2$.

5. CONCLUZII

Lucrarea este o aplicație a fizicii pragmatice [8], [9] în studiul theoretic al radiației electromagnetice neutrin. Radiația electromagnetică neutrin poate fi studiată, uneori, ca o cvaziparticulă la fel ca un foton. Masa particulei neutrin este o mărime fizică definită convențional la fel ca și masa cvaziparticulei foton. Lucrarea noastră este primul pas în studiul radiației neutrin. Iată două teme de studiu pentru viitor: a) condițiile inițiale și de frontieră pentru soluțiile ecuațiilor (12) și b) efectul spinului particulei generatoare asupra radiației neutrin.

Fizica tradițională nu cunoaște geneza radiației neutrin. Situația stagnează de mai mulți ani din trei cauze principale: 1) electrodinamica lui Hertz, care completează electrodinamica lui Maxwell, eșuează la studiul câmpului electric în vid, 2) teoria relativității Einstein operează cu un bilanț energetic care elimină radiația neutrin și 3) radiația neutrin este continuă în pofida electrodinamicii cuantice.

În lucrările noastre [2], [6] am dezvăluit principalele erori din teoria relativității Einstein. Eliminarea acestei teorii din fizica tradițională este o condiție indispensabilă pentru deblocarea cercetărilor nucleare. Nu se poate progresa în studiul reacțiilor nucleare cu confuzii grave asupra mărimilor fizice și cu idei relativiste cum sunt: contracția spațiului, dilatarea timpului, călătoriile în trecut și în viitor.

E. Potolea

BIBLIOGRAFIE.

1. E. Potolea, *Electrodynamics in Formulae*, International Journal of Electrical Engineering Education, Manchester University Press, Vol. **34**, No. 3, p. 195–203 (1997).
2. E. Potolea, *Relativist Phisics and Quntic Phisics, two Problematic Utopias in Nuclear Energetics*, Inter-Ing ,Universitatea Petru Maior, Târgu Mureş, 2003, p. 11-19.
3. A. Timotin, V. Hortopan, A. Ifrim, M. Preda, *Lecții de Bazele electrotehnicii*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1970.
4. M.I. Popescu, *Fizica*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.
5. E. Potolea, *Bazele electrotehnicii*, Editura EDEN 78, București, 1998.
6. E. Potolea, *Legile și principiile fizicii*, Editura Adevărul S.A., București, 2001.

COEFICIENȚI ENERGETICI DE DISTORSIUNE AI CONDUCTOARELOR TUBULARE ÎN REGIM PERIODIC NESINUSOIDAL

Sorin I. ANTONIU

Universitatea "Politehnica" din București, Spl. Independenței 313, 060042, București;

Rezumat. Sunt calculați coeficienții energetici de distorsiune pentru conductoare tubulare parcurse de curenți electrici periodici nesinusoidali. Sunt evidențiate proprietățile acestor coeficienți și limitele valorilor lor în funcție de dimensiunile conductoarelor și pentru câteva forme de variație nesinusoidală ale curenților electrici. Se compară valorile coeficienților calculați pentru conductoarele bimetalice din oțel-aluminiu și valorile acestora pentru conductoare tubulare care corespund ca dimensiuni și proprietăți de material stratului principal de conducție din aluminiu al conductorului bimetalic.

1 Introducere

Pierderile de putere activă în conductoarele masive parcurse de curenți periodici nesinusoidali de intensitate

$$i(t) = I_0 + \sum_{v=1}^{\infty} I_v \sqrt{2} \sin(v\omega t + \alpha_v) \quad (1)$$

depind nu numai de forma sinusoidală a curenților, caracterizată prin coeficienții de distorsiune armonici:

$$\delta_v = \frac{I_v}{I_1}, \quad v = 0, 1, 2, \dots \quad (2)$$

ci și de valorile factorilor armonici de creștere a rezistenței

$$K_{Rv} = \frac{R_v(v\omega)}{R_0}, \quad v = 0, 1, 2, \dots \quad (3)$$

Evaluarea globală adimensională a ponderii componentelor armonice $P_v = R(v\omega)I_v^2$, ($v = 2, 3, \dots$) și a componentei de curent continuu $P_0 = R_0 I_0^2$ în pierderea de putere activă a conductoarelor masive este exprimată de *coeficienții energetici de distorsiune* (**THDP** - Total Harmonic Distortion of Power) definiți de A. Țugulea [1]:

$$THDP_1 = \frac{P_0 + \sum_{v=2}^{\infty} P_v}{P} = 1 - \frac{P_1}{P}, \quad THDP_2 = \frac{P_0 + \sum_{v=2}^{\infty} P_v}{P_1} = \frac{P}{P_1} - 1. \quad (4)$$

unde $P = P_0 + \sum_{v=1}^{\infty} P_v$.

Coeficienții raportează pierderile armonice de putere la puterea activă totală ($THDP_1$), respectiv la componenta ei fundamentală ($THDP_2$).

În cazul curenților periodici nesinusoidali lipsiți de componenta fundamentală (ca de exemplu, în cazul curenților redresați bialternanță), coeficienții energetici de distorsiune sunt definiți [2] prin relațiile:

$$THDP_{1r} = \frac{\sum_{v=2}^{\infty} P_v}{P} = 1 - \frac{P_0}{P}, \quad THDP_{2r} = \frac{\sum_{v=2}^{\infty} P_v}{P_0} = \frac{P}{P_0} - 1. \quad (5)$$

și depind de coeficienții de distorsiune armonici ai curentului

$$\delta_{vr} = \frac{I_v}{I_0}, \quad v = 0, 2, 3, \dots \quad (6)$$

Formulele de definiție (5) și (6) pun în evidență componenta continuă a puterii active, respectiv aa curentului, care constituie scopul procesului de redresare.

Expresiile de calcul ale coeficienților energetici de distorsiune rezultă:

$$THDP_1 = 1 - \frac{K_{R1}}{\delta_0^2 + \sum_{v=1}^{\infty} K_{Rv} \delta_v^2}, \quad THDP_2 = \frac{\delta_0^2 + \sum_{v=1}^{\infty} K_{Rv} \delta_v^2}{K_{R1}} - 1 \quad (7)$$

și respectiv:

$$THDP_{1r} = 1 - \frac{1}{1 + \sum_{v=2}^{\infty} K_{Rv} \delta_{vr}^2}, \quad THDP_{2r} = \sum_{v=2}^{\infty} K_{Rv} \delta_{vr}^2. \quad (8)$$

2 Factorii armonici de creștere a rezistenței pentru conductoarele tubulare

Se consideră un conductor tubular (cu simetrie cilindrică) liniar, omogen (neferomagnetic), foarte lung, cu rază interioară a și cea exterioară b (fig. 1), situat într-un mediu izolat.

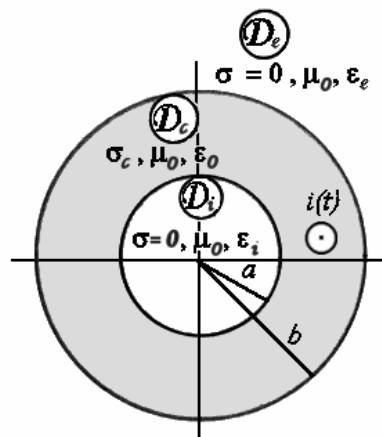


Fig 1: Secțiune transversală prin conductorul tubular.

Parametrii de material ai conductorului masiv care ocupă domeniul D_c sunt $\sigma_c, \mu_c = \mu_0, \epsilon_c = \epsilon_0$, iar cei ai izolațiilor din domeniul interior cavității D_i și din exteriorul conductorului D_e : $\sigma_i = \sigma_e = 0, \mu_i = \mu_e = \mu_0$ și ϵ_i respectiv ϵ_e .

Conductorul este străbătut de curentul periodic nesinusoidal de intensitate $i(t)$, cu calea de întoarcere situată la distanță infinită.

Soluția problemei difuziei câmpului electromagnetic asociat curentului periodic nesinusoidal din conductorul tubular dă pentru factorii armonici de creștere a rezistenței electrice a conductorului, expresia:

$$K_{Rv} = \frac{m^2 - 1}{2m} \operatorname{Re} \left\{ (\gamma_v a) \frac{K_1(\gamma_v a) I_0(\gamma_v m a) + I_1(\gamma_v a) K_0(\gamma_v m a)}{K_1(\gamma_v a) I_1(\gamma_v m a) - I_1(\gamma_v a) K_1(\gamma_v m a)} \right\}, \quad v = 1, 2, \dots \quad (9)$$

în care I_0 , I_1 , K_0 , K_1 sunt funcțiile Bessel modificate, de argument complex, de ordinul zero și unu, de prima și a doua specie, m este raportul razelor conductorului:

$$m = \frac{b}{a}, \quad (10)$$

iar γ_v este constanta complexă de propagare, corespunzătoare armonicii de ordinul v a curentului periodic nesinusoidal:

$$\gamma_v = \sqrt{jv\omega\mu_0\sigma_c} = \sqrt{v}\alpha(1+j) = \sqrt{v} \sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma_c}{2}}(1+j), \quad (11)$$

în care α este mărimea inversă a adâncimii de pătrundere corespunzătoare armonicii fundamentale a curentului periodic nesinusoidal.

3 Coeficienții energetici de distorsiune

Pentru calculul coeficienților energetici de distorsiune am luat în considerare setul de conductoare tubulare din aluminiu și din cupru utilizate în anumite instalații electrice (curenți intensi, condiții speciale de răcire) [3].

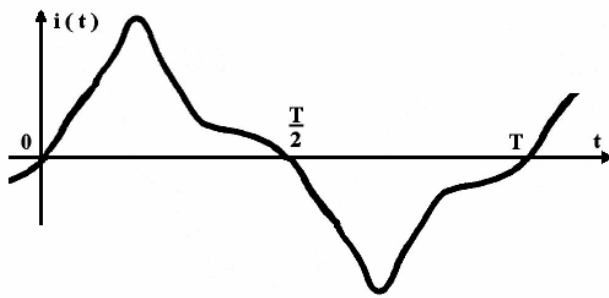
Dimensiunile acestor conductoare sunt date în tabelul 1.

Tabelul 1. Dimensiunile conductoarelor tubulare

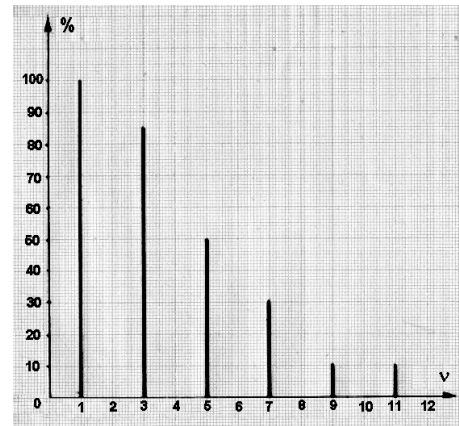
a [mm]	4	5	6	7	8	9	10
m=b/a	1.25	1.3	1.25	1.286	1.25	1.222	1.2
a [mm]	11	12.5	14.5	17.5	20.5	22.5	22.5
m=b/a	1.182	1.2	1.172	1.143	1.125	1.111	1.133
a [mm]	25	27.5	26.5	30	32.5	31	33.5
m=b/a	1.1	1.091	1.132	1.083	1.077	1.129	1.045
a [mm]	35	36	37.5	37.5	40	45	45
m=b/a	1.071	1.111	1.067	1.133	1.0625	1.056	1.111

Coeficienții energetici de distorsiune au fost calculați pentru întregul set de conductoare din tabelul 1, luând în considerare primele 20 de componente armonice pentru șase forme tipice de curenți periodici nesinusoidali:

- curenț dreptunghiular alternativ simetric (**DS**)
 - curenț dreptunghiular pulsatoriu (**DP**)
 - curenț triunghiular alternativ simetric (**TS**)
 - curenț triunghiular pulsatoriu (**TP**)
 - curenț sinusoidal redresat monoalternanță (**RM**)
 - curenț sinusoidal redresat bialternanță (**RB**)
- și două forme alternative experimentale [2] (fig. 2)
- curenț periodic oscilografiat (**E1**)
 - curenț periodic dat prin spectrul de amplitudini (**E2**).



E1



E2

Figura 2. Forme experimentale de curenți periodici alternativi

În calcule am considerat pentru conductivitățile electrice valorile:

$$\sigma_{Al} = 37 \cdot 10^6 \frac{S}{m} \text{ și } \sigma_{Cu} = 57 \cdot 10^6 \frac{S}{m} .$$

În tabelul 2 sunt date limitele de variație ale valorilor coeficienților $THDP_1$ și $THDP_2$ calculați, împreună cu valorile coeficienților globali de distorsiune ai curenților periodici nesinusoidali corespunzători:

$$THD_1 = \frac{I_d}{I} = \sqrt{1 - \frac{I_1^2}{I^2}}, \quad THD_2 = \frac{I_d}{I_1} = \sqrt{\frac{I^2}{I_1^2} - 1} \quad (12)$$

și pentru cazul $I_1=0$ [4]:

$$THD_{1r} = \frac{I_d}{I} = \sqrt{1 - \frac{I_0^2}{I^2}}, \quad THD_{2r} = \frac{I_d}{I_1} = \sqrt{\frac{I^2}{I_0^2} - 1} \quad (13)$$

Tabelul 2. Limitele de variație ale coeficienților $THDP$ și THD

Forma curențului	Distorsiunile curenților		Limitele coeficienților energetici de distorsiune			
	THD_1	THD_2	$THDP_{1min}$	$THDP_{1max}$	$THDP_{1min}$	$THDP_{2max}$
DS	0.435236	0.483426	0.172701	0.200839	0.208752	0.251312
DP	0.771178	1.211360	0.590575	0.596290	1.44245	1.47706
TS	0.120237	0.121153	0.0144432	0.0155696	0.0146541	0.0158159
TP	0.868111	1.748920	0.752488	3.04020	0.753615	3.05868
RM	0.707107	1	0.499953	0.500013	0.999811	1.00005
RB*	0.435236	0.483426	0.189410	0.194411	0.233669	0.241328
E1	0.305046	0.320313	0.0930349	0.0993866	0.102578	0.110354
E2	0.720977	1.040430	0.519835	0.543705	1.08262	1.19156

* Coeficienți calculați cu relațiile (13) și (8).

4 Comparație cu valorile coeficienților energetici de distorsiune ai conductorului bimetalic oțel - aluminiu

Într-o lucrare anterioară [5] am calculat coeficienții energetici de distorsiune ai conductoarelor bimetalice din oțel-aluminiu utilizați în transportul și distribuția energiei electrice prin linii electrice aeriene. Aceste conductoare fiind multifilare, am considerat pentru parametrii de material ai celor două metale valori mediate cu raportul dintre suprafețele conductoare (active) și cele aparente ale conductorului bimetalic.

Calculul repartiției curentului periodic nesinusoidal în cele două straturi conductoare a indicat un procent foarte scăzut, atingând cel mult 3% în inima de oțel, pentru conductoarele cu diametru mai mic și numai pentru armonicile joase ale curentului.

Acest fapt sugerează compararea valorilor coeficienților energetici de distorsiune ai conductoarelor bimetalice calculate în [5] cu cele ale unor conductoare tubulare identic constituite și cu aceleași dimensiuni cu stratul exterior din aluminiu al conductorului bimetalic.

Valoarea mediată a conductivității electrice a acestui strat conductor este:

$$\sigma_{Al_{med}} = N_{Al} \frac{d_{Al}^2}{4a^2(m^2 - 1)} \sigma_{Al}.$$

în care N_{Al} și d_{Al} reprezintă numărul și diametrul firelor din aluminiu ce alcătuiesc stratul.

Calculul au fost făcute pentru setul de 37 de conductoare bimetalice din oțel-aluminiu de tipul standardizat A1/S1A [6] utilizând primele 20 de armonici ale celor 8 forme de curenți periodici nesinusoidali considerate mai sus.

Rezultatul comparației este prezentat în tabelele 3 și 4, în care sunt indicate limitele variației valorilor coeficienților $THDP_1$, respectiv $THDP_2$, calculate pentru conductoarele bimetalice (CB) în [5] și pentru cele tubulare (CT). Se constată o corespondență foarte bună între aceste valori.

Tabelul 3. Comparație între limitele valorilor coeficienților $THDP_1$

Forma de undă a curentului	Valorile minime ale $THDP_1$		Valorile maxime ale $THDP_1$	
	CB	CT	CB	CT
DS	0.174908	0.172764	0.274019	0.274019
DP	0.578099	0.590588	0.600075	0.602066
TS	0.0144215	0.0144482	0.0218763	0.0218752
TP	0.734113	0.735931	0.753013	0.753616
RM	0.490095	0.492549	0.499636	0.499993
RB*	0.190938	0.189418	0.243418	0.241587
E1	0.0940924	0.0930679	0.135011	0.135005
E2	0.523158	0.519867	0.634809	0.634822

* Coeficienți calculați cu relația (8).

Tabelul 4. Comparație între limitele valorilor coeficienților $THDP_2$

Forma de undă a curentului	Valorile minime ale $THDP_2$		Valorile maxime ale $THDP_2$	
	CB	CT	CB	CT
DS	0.211986	0.208845	0.377447	0.377447
DP	1.42189	1.42253	1.50047	1.51298
TS	0.014828	0.0146600	0.0223656	0.0223664
TP	2.76100	2.78688	3.04879	3.05865
RM	0.961148	0.970632	0.998544	0.999970
RB*	0.235999	0.233681	0.321734	0.318542
E1	0.103856	0.102618	0.156084	0.156076
E2	1.09713	1.08276	1.73829	1.73839

* Coeficienți calculați cu relația (8).

5 Concluzii

Analiza valorilor calculate pentru coeficienții energetici de distorsiune ai conductoarelor tubulare străbătute de curenți periodici nesinusoidali evidențiază următoarele:

- Coeficienții depind de dimensiunile și de materialul conductorului și de forma curenților periodici nesinusoidali.
- Dependența monotonă a coeficienților $THDP_1$ și $THDP_2$ cu parametrul de calcul $m\alpha a$ este perturbată de mici oscilații. Aceasta poate fi explicată prin faptul că grosimea conductoarelor tubulare $a(m-1)$ nu este într-o relație bine determinată cu raza b a acestora.
- Dependența coeficienților $THDP_1$ și $THDP_2$ de parametrul de calcul $m\alpha a$ este mai pronunțată când componentele armonice ale curentului periodic sunt invers proporționale cu ordinul lor (cazul curenților cu formele **DS**, **DP**, **RM**), decât în cazul curenților a căror componente armonice sunt invers proporționale cu pătratul ordinului lor (cazul formelor de curent **TS** și **TP**).

Comparația se face direct pentru forma de curent **DS** în raport cu **TS** și respectiv **DP** în raport cu **TP**. Această tendință de variație este ilustrată în figura 3 pentru valorile relative (mediate polinomial) ale coeficienților $THDP_2$:

$$\frac{THDP_2(m\alpha a)}{THDP_2(4.096)} - 1,$$

unde s-a ales ca referință conductorul tubular din aluminiu, cu dimensiunile $a = 45$ mm, $b = 50$ mm, care are parametrul de calcul $m\alpha a = 4.096$ (variația corespunzătoare coeficienților $THDP_1$ nu prezintă diferențe esențiale).

Discuția aceasta nu se referă la curenții experimentali **E1** și **E2**, pentru care nu există termen de comparație și nici pentru curentul redresat bialternanță **RB**, pentru care au fost utilizate formule distincte.

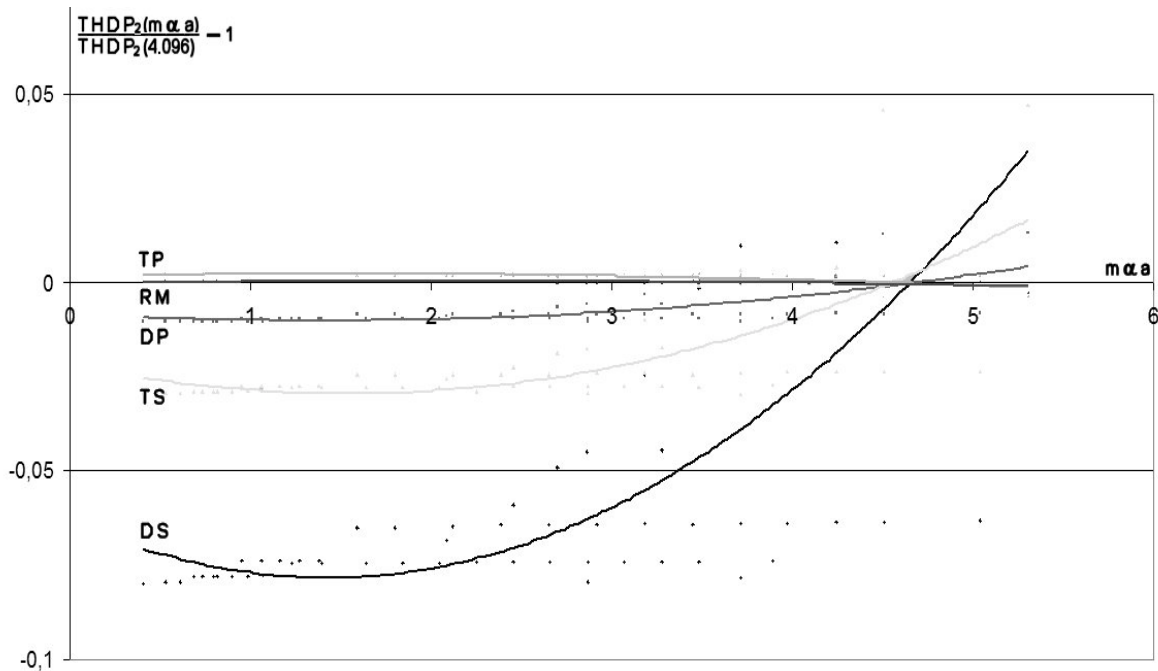


Figura 3. Variațiile relative ale coeficienților $THDP_2$ pentru diferite forme de curenți periodici.

- d) Prezența componentei continue, ca în cazul formelor pulsatorii de curent **DP**, **TP**, **RM** este asociată cu o dependență mai lentă a coeficienților $THDP_1$ și $THDP_2$ de parametrul de calcul $m\alpha a$ în comparație cu formele de undă alternative **DS**, **TS**, **E1** și **E2** (vezi de asemenea figura 3).
- e) Compararea coeficienților energetici de distorsiune ai conductorului bimetalic din oțel-aluminiu cu cei calculați pentru conductorul tubular cu structură și dimensiuni identice cu cele ale stratului principal de conducție din aluminiu al conductorului bimetalic, indică o concordanță aproape perfectă (vezi tabelele 3 și 4).
- f) Limitele de variație ale coeficienților energetici de distorsiune (vezi tabelul 2) pentru diferite forme ale curenților periodici nesinusoidali sunt distincte și în unele cazuri sensibil diferite de valorile coeficienților globali de distorsiune ai acestor curenți. Această observație susține concluzia că, determinarea coeficienților energetici de distorsiune completează caracterizarea transferului de energie în regim nesinusoidal în conductoarele masive, care nu este suficientă utilizând numai coeficientul global de distorsiune THD .
- g) Consider că dintre cei doi coeficienți energetici de distorsiune, coeficientul $THDP_2$ (4) este mai important prin faptul că exprimă ponderile componentelor armonice ale pierderilor de putere activă în raport cu pierderile corespunzătoare componentei fundamentale, așa cum, de altfel, s-a impus în practică pentru mărimile periodice nesinusoidale coeficientul de distorsiune global THD_2 (12).

Referințe

- [1] A. Țugulea, *Are total harmonic distortion factor the right parameter for the energetic effects estimation under non-sinusoidal conditions?*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **43**, 4, pp. 491–496 (1998).
- [2] S. Antoniu, *Fenomene deformante în conductoare masive*, Ph.D. Thesis, Polytechnic University – Bucharest, 2004.

- [3] I.V. Butkevici, ș.a., *Partea electrică a centralelor și stațiilor electrice*, Editura energetică de stat, București, 1953.
- [4] A. Țugulea, *Este factorul de distorsiune un factor potrivit pentru estimarea efectelor energetice în regim deformant?*, Annual Conference of the Electrical Engineering Department, Polytechnic University – Bucharest, 19–20 April 1996.
- [5] S. Antoniu, *Energy distortion coefficients of circular cross-section bimetallic conductors under periodic non-sinusoidal conditions*, Advanced Topics in Electrical Engineering - 4th International Symposium - ATEE 2004, pp. 141-146, November 25-26, Universitatea POLITEHNICA din București, 2004.
- [6] SR–CEI–1089 – IRS Standard român: *Conductoare pentru linii aeriene cu sârme rotunde, cablate în straturi concentrice*.

Precizări – La realizarea acestei lucrări am primit întregul sprijin logistic în cadrul Laboratorului de Metode Numerice al Catedrei de Electrotehnică din Universitatea Politehnica din București, personal din partea colegilor prof.dr.ing. Daniel IOAN - șeful laboratorului, asistent drd.ing. Ruxandra COSTEA, drd.ing. Victor BUCATĂ și tehn. Gabriel IOAN, cărora le aduc sincere mulțumiri.

The Numerical Evaluation Of The Levitation Force In A Hydrostatic Bearing With Alternating Poles

Marian GRECONICI

POLITEHNICA University of Timișoara, V.Parvan 2, marian@et.utt.ro

Abstract. The magnetic field and the levitation force produced by a rotor with alternating magnetic poles in a magnetic fluid hydrostatic bearing is numerically evaluated. For the magnetic field computation has used a 3D-FEM program, MagNet 5.0 and for the numerical evaluation of the levitation force the MatLab program has been used.

1 Introduction

The cylindrical bearing with magnetic liquid represents one of the applications of the second order magnetic levitation.

The bearing with magnetic fluid, alternating magnetic poles on the stator, and nonmagnetic rotor has been presented in [1] and analytically investigated in [2],[3]. A numerical computation of the force that acts on the rotor, using a 2D-FEM program under the hypothesis of a magnetic field with plane meridian symmetry, can be found in [4].

The bearing with magnetic fluid, alternating magnetic poles in rotor and nonmagnetic stator has been analyzed analytically in [5], [6], [7].

In the present paper, the magnetic field and the levitation force are evaluated numerically in a bearing with magnetic fluid, alternating magnetic poles in rotor and nonmagnetic stator. It has been used Magnet 5.0, a 3D program of Infolytica, based on the finite element method (FEM), and the MatLab medium.

The sketch of a bearing with magnetic fluid and alternating magnetic poles placed in rotor is presented in fig.1, where we have denoted:

- 1 – the rotor (the shaft) of r_1 radius and μ_0 permeability;
- 2 – the magnetic poles with h_p height, supposed to have a radial permanent magnetization \mathbf{M}_p of zero divergence and $\mu_m = \mu_0 \mu_{rm}$ permeability;
- 3 – magnetic liquid that fills the space between the rotor and stator, considered as a linear medium of permeability $\mu_1 = \mu_0 \mu_{r1}$;
- 4 – the nonmagnetic stator of μ_0 permeability.

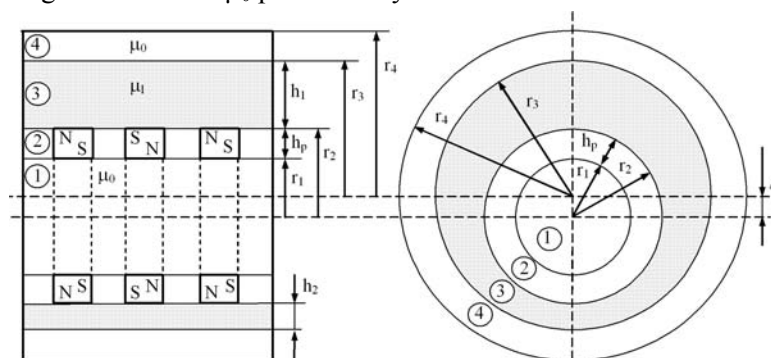


Fig.1 - The sketch of a bearing with alternating poles in rotor

The displacement between the rotor axes and stator axes will be denoted by Δ . Because of the displacement Δ , the magnetic field has not a radial symmetry, and on the rotor acts a magnetic force in the direction to bring the rotor in equilibrium (when it is centered in the bearing). The levitation force depends on the displacement Δ , the magnetic properties of the magnetic liquid, the permanent magnetization of the magnetic poles and on the geometrical design of the

bearing. To evaluate numerically the levitation force, we need to know the magnetic field distribution produced by the magnetic poles.

2 Magnetic Field Equations And Finite Element Formulation

The bearing that will be analysed is considered to have a long extension along the z axis, fig.2.

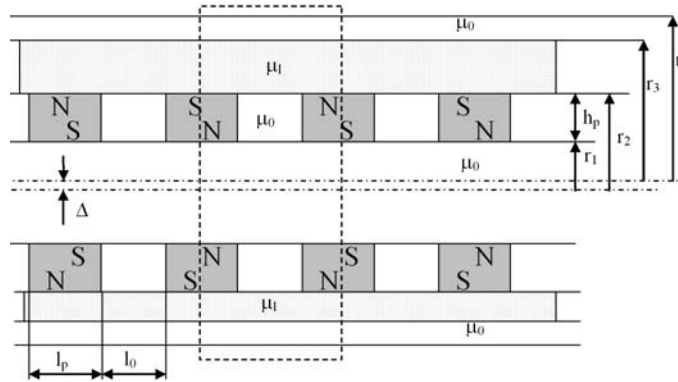


Fig.2 – The bearing having a long extension on z axes

The length of the 3D model has been denoted $\lambda/2=l_p+l_0$, a half of wavelength, [6]. It represents the length between two orthogonal planes on the z axes that pass through the middles of two consecutive poles, fig.3. The radial extension of the 3D model, a cylinder of r_{ext} radius, has been adopted so that the magnetic field is considered to vanish outside the model.

The Dirichlet condition $A=0$ has been considered for the boundary of the 3D model.

In all domains of the 3D model, fig.3, the magnetic potential vector \mathbf{A} satisfies a Laplace equation:

$$\nabla^2 \mathbf{A} = 0 \tag{1}$$

as $div \mathbf{B} = 0$, $curl \mathbf{H} = 0$, $div \mathbf{M}_p = 0$ and, $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} + \mu_0 \mathbf{M}_p$ in the magnetic poles, $\mathbf{B} = \mu_l \mathbf{H}$ in the magnetic liquid and $\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}$ in the shaft, stator and outside the bearing.

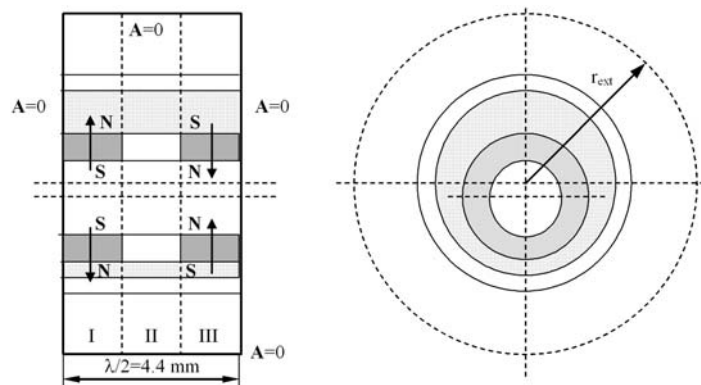


Fig.3 – The geometrical model used in 3D-FEM analyzes

The 3D-FEM program MagNet 5.0 of the Infolytica was used to solve numerically the field problem. The geometry and the finite elements in a orthogonal plane on the z axis of the model, generated by the MagNet is presented in fig.4.

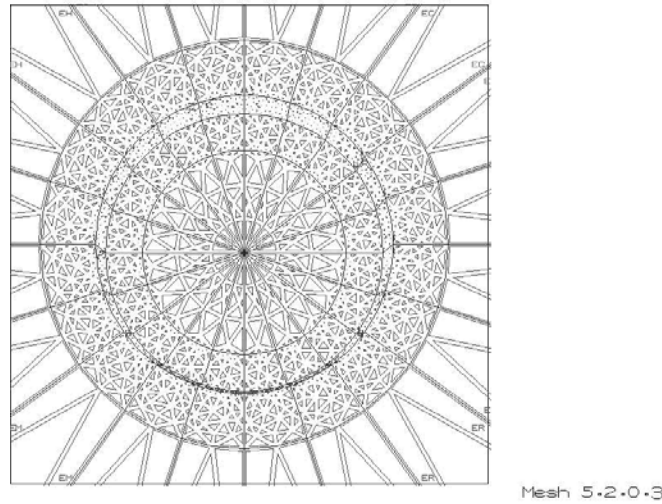


Fig.4 – The finite elements in a plane orthogonal on the z axis

To generate the 3D model, the extrusion principle has been used.

The first order tetrahedrons were used in all the regions of the model except the region of the liquid where second order tetrahedrons have been used. In the analysed cases there has been used a number of 25000-30000 nodes and 130000-150000 tetrahedrons.

3 The Numerical Force Evaluation

The force that acts on the rotor is, [8], [6]:

$$\mathbf{F} = -\oint_{\Sigma} \left(\int_0^H \mathbf{B} \cdot d\mathbf{H} \right) d\mathbf{S} + \oint_{\Sigma} \mathbf{H}(\mathbf{B} \cdot \mathbf{n}) dS \tag{2}$$

where Σ is the cylindrical interface surface between the magnetic liquid and rotor and $d\mathbf{S} = dS \mathbf{n}$ is the surface unit vector oriented outwards the rotor, fig.5.

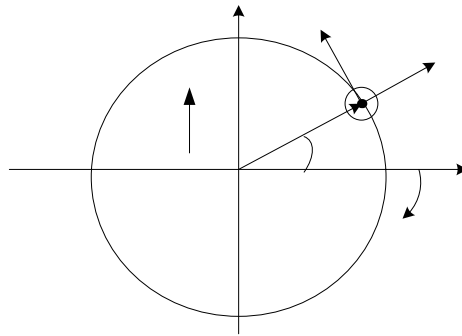


Fig.5 – The cylindrical system of coordinates

Due to the symmetry of the magnetic field, the integrals on the two bases of the cylinder has been neglected. Considering the magnetic liquid as a linear medium of $\mu_l = \mu_0 \mu_{rl}$

permeability, we have: $\int_0^H \mathbf{B} \cdot d\mathbf{H} = \mu_l \int_0^H \mathbf{H} \cdot d\mathbf{H} = \frac{1}{2} \mu_l H^2$, and the expression (2) becomes:

$$\mathbf{F} = -\frac{1}{2} \mu_l \int_{S_l} H^2 d\mathbf{S} + \mu_l \int_{S_l} \mathbf{H}(\mathbf{H} \cdot \mathbf{n}) dS \tag{3}$$

where S_l is the surface of the cylinder of r_2 radius and $\lambda/2$ height taken in the points of the magnetic liquid.

Using the cylindrical coordinates (r, θ, z) , fig.5, we have successively:

$$\mathbf{H} = H_r \mathbf{u}_r + H_\theta \mathbf{u}_\theta + H_z \mathbf{u}_z, \mathbf{dS} = dS \mathbf{n} = dS \mathbf{u}_r, H = \sqrt{H_r^2 + H_\theta^2 + H_z^2}, \text{ and}$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{H} \cdot \mathbf{n}) = (H_r \mathbf{u}_r + H_\theta \mathbf{u}_\theta + H_z \mathbf{u}_z) H_r = H_r^2 \mathbf{u}_r + H_\theta H_r \mathbf{u}_\theta + H_z H_r \mathbf{u}_z.$$

The force expression (3) becomes:

$$\mathbf{F} = \mu_l \int_{S_l} \left(H_r^2 - \frac{H^2}{2} \right) dS \mathbf{u}_r + \mu_l \int_{S_l} H_r H_\theta dS \mathbf{u}_\theta + \mu_l \int_{S_l} H_r H_z dS \mathbf{u}_z \quad (4)$$

As the global levitation force that acts on the rotor is different of zero only in the direction of the maximum displacement, the levitation force is:

$$F_m = F_r \sin \theta + F_\theta \cos \theta = \mu_l \int_{S_l} \left[\left(H_r^2 - \frac{H^2}{2} \right) \sin \theta + H_r H_\theta \cos \theta \right] dS \quad (5)$$

The intersection between the 3D mesh of tetrahedron and the cylindrical slice of r_2 radius and $\lambda/2$ height generates a 2D mesh of triangles as finite elements.

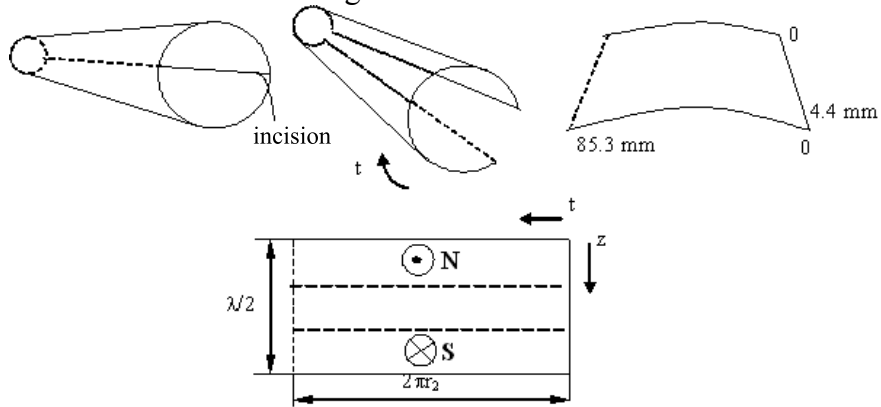


Fig.6 – How the cylinder “unwraps” for a 2D computation

For an incision made at $\theta=0$, MagNet unwrapped the cylinder of r_2 radius, peeling it open from the incision line in the manner illustrated in fig.6.

The resulting rectangular surface has about 20000 elements (triangles). As the elements are very small, the magnetic field and its components has been considered constant on each element, and (5) becomes:

$$F_m = \mu_l \sum_i \left[\left(H_{r_i}^2 - \frac{H_i^2}{2} \right) \sin \theta_i + H_{r_i} H_{\theta_i} \cos \theta_i \right] \Delta S_i \quad (6)$$

The levitation force that acts on the rotor for the analysed model has been computed numerically, using (6) and MatLab medium.

The levitation force that acts on an unit length of rotor, is:

$$F_m^* = \frac{F_m}{\frac{\lambda}{2}} = \frac{2 F_m}{\lambda} \quad (7)$$

The nodes coordinates and the magnetic field components generated by MagNet (as text files) has been used in numerical computation of the levitation force.

4 The Numerical Results

The values of the geometrical quantities used in the numerical computation are: $r_1=10\text{mm}$, $r_2=13.57\text{mm}$, $\delta=1\text{mm}$, $r_3=14.57\text{mm}$, $\lambda=8.8\text{mm}$, $l_p=2.93\text{mm}$, $l_0=1.466\text{mm}$ and $l_{ext}=100\text{mm}$, where δ represents the maximum displacement.

The results of the numerical simulation of the magnetic field inside the bearing are presented in a graphical form. They have been generated by the MagNet 3D-FEM program.

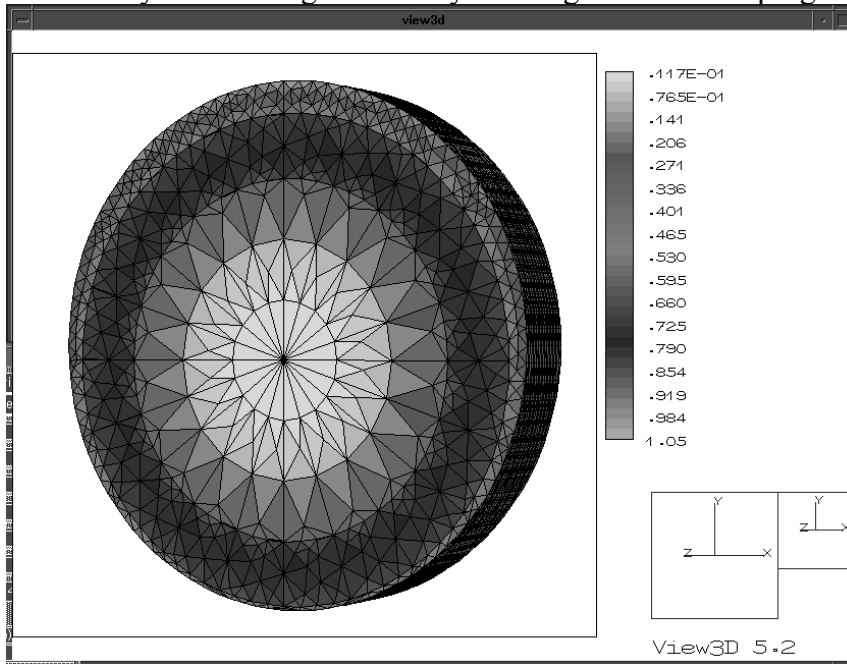


Fig.7 – The magnetic flux density distribution in the rotor and magnetic liquid

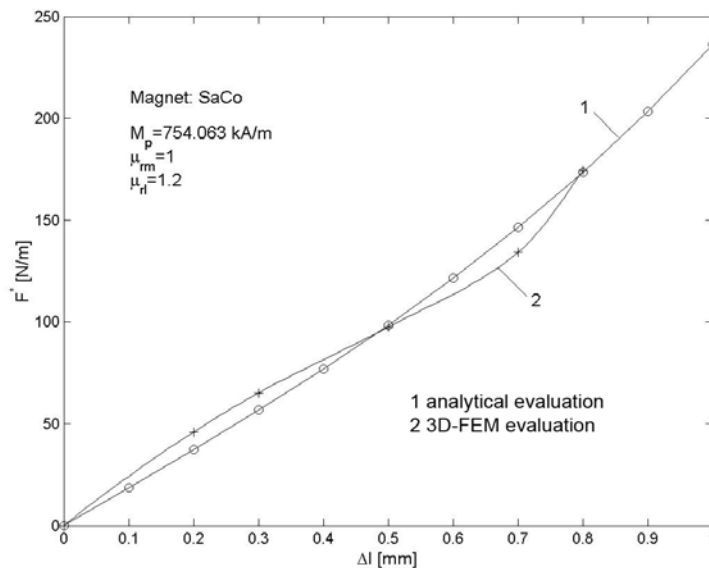


Fig.8 – The levitation force versus the displacement Δ

Fig.7 presents the magnetic flux density distribution (in Tesla) in the rotor with magnetic poles and the magnetic liquid. There has been used a Sa-Co permanent magnet with $M_p=754\text{ KA/m}$, $\mu_{rm}=1$ and a liquid with $\mu_{rl}=1.2$ for a displacement $\Delta=0.8\text{ mm}$. The higher values of the flux

density in the liquid takes place where the liquid layer is the thinnest (the bottom part of the liquid).

In fig.8 the levitation force that acts on the unit length of rotor has been represented versus the displacement Δ for a Sa-Co permanent magnet with $M_p=754$ KA/m, $\mu_{rm}=1$ and a liquid with $\mu_{rl}=1.2$.

The curve denoted by (1) has been obtained using an analytical approximate expression for the levitation force, [5], [6], and the curve (2) used the numerical 3D-FEM computation. The two curves match quite well.

5 Conclusion

In [6], [7] there has been proposed an analytical expression for the levitation force that acts on the rotor with magnetic poles of a hydrostatic bearing with magnetic liquid. The magnetic liquid has been considered as a linear medium and for the magnetic field has been adopted a plan-parallel model. The relation for the second order levitation has been used for the force evaluation.

The numerical computation developed in present paper has adopted a 3D model for the magnetic field and the levitation force has been calculated using an expression derived from the Maxwell tensor.

The results for the levitation force calculated in present paper match quite well with the corresponding results obtained by using the analytical expression. As a consequence, the analytical expression of the levitation force could be used to analyse and design cylindrical bearings with alternating poles placed in rotor and magnetic liquid.

The numerical computation developed in present paper is applied also in nonlinear cases (considering the magnetic liquid as a nonlinear medium), where the analytical solution is no more possible.

References

- [1] R.E.Rosensweig, *Thermomechanics of magnetic fluids*, Ed. B.Berkovskii, Hemisphere, Washington, 1978
- [2] B.N.Berkovskii, A.N. Vislovich: *Desiatoe Rijkoe Sovesk po Magn. Ghidrodin.*, vol.III, Riga, pp.97-98 1991
- [3] I. De Sabata, L. Vekas, *On the restoring force of magnetic fluid bearings*, Rev. Roum. Sci. Techn., Mec. Appl., 34, 1, pp.13-20, 1989
- [4] C. Blaj, *Modelization of the magnetic levitation applied on the design of magnetic bearings with alternating poles (in Romanian)*, Doctoral Thesis, Politehnica University of Timisoara, 1999
- [5] I. De Sabata, M. Greconici, A. De Sabata, *Restoring force acting on a rotor with alternating poles in a magnetic fluid*, Rev. Roum. Sci. Techn.- Electrotechn. et Energ., 46, 1, pp.79-88, 2001
- [6] M. Greconici, *Research on the cylindrical bearings with magnetic liquid (in Romanian)*, Doctoral Thesis, Politehnica University of Timisoara, 2003
- [7] I. De Sabata, A. De Sabata, *Magnetic fluid bearings with poles on the shaft*, Rev. Roum. Sci. Techn.- Electrotechn. et Energ., 48, 2-3, pp.381-391, 2001
- [8] I. De Sabata, *Forța exercitată de câmpul magnetic a unui corp având magnetizație permanentă și temporală, imersat într-un lichid magnetic și în câmp magnetic*, Anale Univ. Oradea, vol.II, Fasc. Electrotehnica, 6-14, Oradea, 1991

ELECTROMAGNETIC DIFFUSION INSIDE A LAMINATION STACK SUBJECT TO AN EXTERNAL SYMETRICAL FIELD

Prepared for SNET'05 by
C.Ifrim
Ecoair Corp, Hamden, CT, USA

Acknowledgement - This paper presents the numerical implementation of the theoretical model that Professor Al.Timotin developed in 1992, [1]. A numeric code was written and applied to a stack of laminations. It is my privilege to share this technical contribution for this event.

Abstract – A very effective analytical method is presented to solve the electromagnetic diffusion in laminations under external sinusoidal or step field excitation. The method is implemented to estimate a lamination stack loss when the packaging factor and lamination thickness are provided.

I. INTRODUCTION

The electromagnetic diffusion in laminations is a problem typical to electric machine designers. The analytical model described here was extended, from a single lamination to the entire stack, while considering the filling factor.

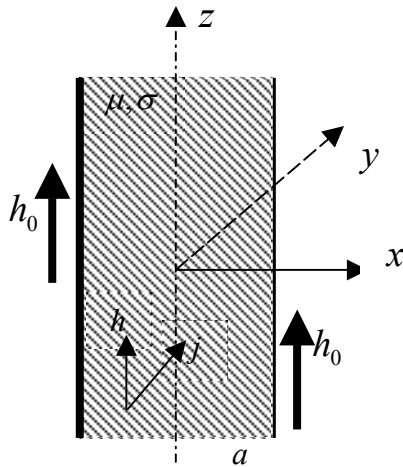


Figure 1

II. THE MODEL

Let's consider the lamination model presented in Figure 2, where the material's constants μ and σ are known, the lamination thickness is a and the external magnetic field is h_0 where:

$$h_0(t) = h(\pm a, t) \tag{1}$$

III. EQUATIONS

The following notations will be further used:

$$\xi = x/a, \xi \in (-1, +1); \varepsilon = \omega\tau_o = 2\left(\frac{a}{c}\right)^2$$

$$\theta = \left(\frac{t}{\tau_o}\right); \lambda_k = (2k-1)\frac{\pi}{2} \tag{2}$$

The governing system of equations is:

$$j(\xi, t) = -\frac{1}{a} \frac{\partial h}{\partial \xi} \Rightarrow J(\xi) = -\frac{1}{a} \frac{dH}{d\xi}$$

$$-\mu\sigma \frac{\partial h}{\partial t} = \frac{1}{a} \frac{\partial j}{\partial \xi} \Rightarrow -p\tau_o H(\xi) = a \frac{dJ}{d\xi} \tag{3}$$

that leads to:

$$\frac{d^2 H}{d\xi^2} - p\tau_o H = 0 \tag{4}$$

with the following solutions:

$$H(\xi, p) = H_0(p) \frac{ch\sqrt{p\tau}\xi}{ch\sqrt{p\tau}} \tag{5}$$

III.1. STUDY CASE 1: STEP FUNCTION

$$h_0 = \hat{H} \cdot 1(t) \tag{6}$$

From (5) it results:

$$H(\xi, p) = \frac{\hat{H}}{p} \frac{ch\sqrt{p\tau}\xi}{ch\sqrt{p\tau}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow h(\xi, \theta) = \hat{H} \left[1 - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2(-1)^{k-1}}{\lambda_k} \cos \lambda_k \xi e^{-\lambda_k^2 \theta} \right] \tag{7}$$

with the transitory characteristic function:

$$f(t) = h(\pm a, t)|_{h_0(t)=1(t)} = 1 - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2(-1)^{k-1}}{\lambda_k} \cos \lambda_k \xi e^{-\lambda_k^2 \frac{t}{\tau}} \quad (8)$$

III.2. STUDY CASE 2: SINEWAVE FUNCTION

$$h_0 = \hat{H} \cdot \sin \omega t$$

$$h(\xi, t) = h_0(0t) \cdot f(t) + \int_0^t \left(\frac{\partial h}{\partial t} \right)_{\xi, t'} - f(\xi, t-t') dt' \quad (9)$$

which results in

$$h(\xi, t) = \hat{H} \left[\sin(\varepsilon \theta) - \varepsilon \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2(-1)^{k-1}}{\lambda_k (\lambda_k^4 + \varepsilon^2)} \dots \cos \lambda_k^2 \xi (\lambda_k^2 \cos \varepsilon \theta - e^{-\lambda_k^2 \theta}) + \varepsilon \sin \varepsilon \theta \right] \quad (10)$$

where it has been used $\varepsilon = \omega \tau_0$

The current density results:

$$j(\xi, t) = -\frac{1}{a} \frac{\partial h}{\partial x} = -\frac{H \varepsilon}{a} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2(-1)^{k-1}}{\lambda_k (\lambda_k^4 + \varepsilon^2)} \dots \sin \lambda_k^2 \xi \left[\lambda_k^2 \cos \varepsilon \theta - e^{-\lambda_k^2 \theta} \right] + \varepsilon \sin \varepsilon \theta \quad (11)$$

and with the power density distribution:

$$p(\xi, t) = \frac{1}{\sigma} j^2(\xi, t) \quad (12)$$

The steady state form of equation 10 can be obtained

when $t \gg \frac{\tau}{\lambda_1^2} = \tau_1 = \frac{\mu \sigma a^2}{\pi^2}$ and becomes:

$$h^{perm}(\xi, t) = H \left[\sin(\omega t) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2(-1)^{k-1} \lambda_k^3}{\lambda_k^4 + \varepsilon^2} \cos \lambda_k \xi - \cos(\omega t) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2(-1)^{k-1} \varepsilon \lambda_k}{\lambda_k^4 + \varepsilon^2} \cos \lambda_k \xi \right] \quad (13)$$

IV. RESULTS

The above-presented method has been tested for several lamination thicknesses, filling factors and different frequencies of the induction field.

The following data representation (Figure 2), which is only one of the applications tested, is based on:

$c=0.35\text{mm}$, lamination dimension along the field diffusion, $a=100\text{mm}$, stack dimension perpendicular to the field penetration, $k_f=0.98$, filling factor $[(e+c)/c]$ where c is the gap thickness in between laminations, $\mu=5000$, $\sigma=2.0\text{E}6 \Omega\text{m}$, $\hat{H}=1.0\text{T}$, $f=50\text{Hz}$

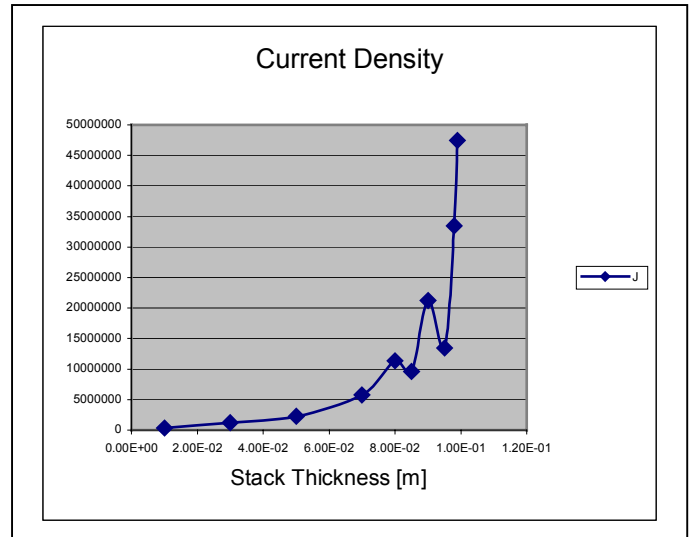
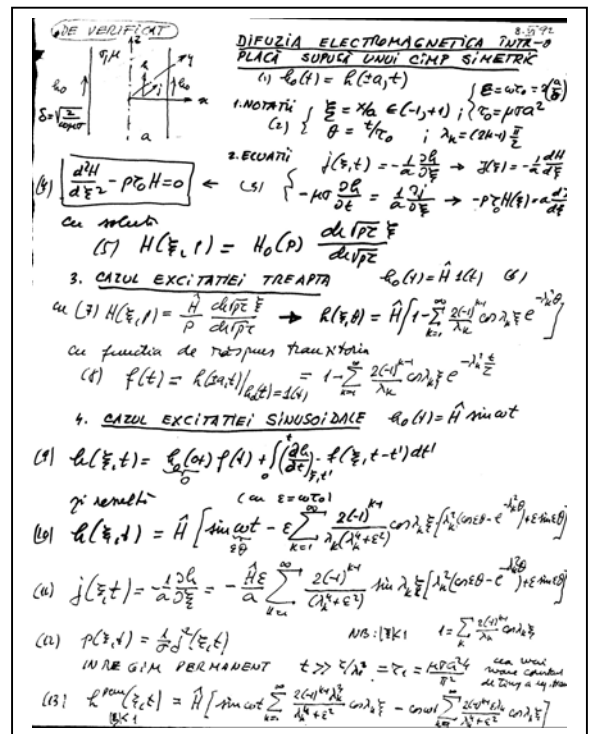


Figure 2

References:

1. A.Timotin: Notes, Politehnica University Bucharest, 1992



THE INFLUENCE OF HARMONICS ON ASYNCHRONUS MOTOR PERFORMANCES

Prof. univ. dr. ing. Silviu Gheorghiu
 Cpt. cdor. conf.univ. dr.ing Gheorghe Samoilescu
 „Mircea cel Bătrân”, Naval Academy, Constanta, street Fulgerului nr.1,
 900218,ROMANIA,samoilescughe@k.ro

Abstract

This paper is analysing the influence of space and time harmonics that intervenes in asynchronous machine which is supplied by static convertors. The study of the influence of space and time harmonics is relying on electrotechnical fundamental laws, using a physical model of the machine. [1], [2], [3]

The study has been applied on the concrete case of asynchronous motor with three phases of 45Kw/1500rpm.[4], [5].

The mathematical approach of this case is presented lower down in this paper.

The space and times harmonics are starting from Electrotechnical fundamental laws, using a physical model presented in figure 1. In the first phase is considered the asynchronous machine made from two ferromagnetic parts : rotor + stator.

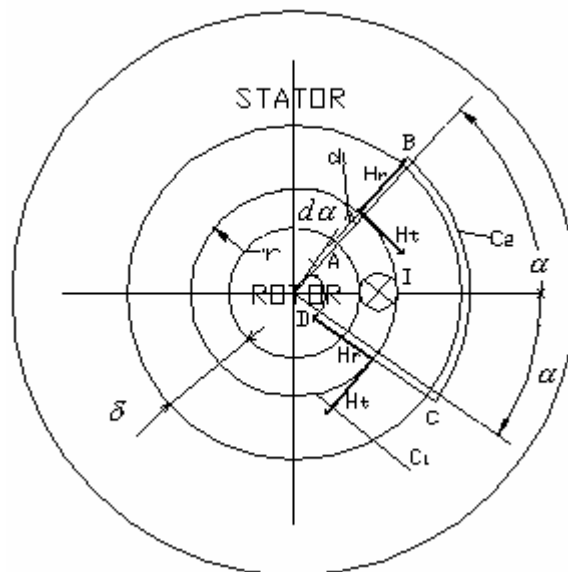


Fig.1. The application of magnetic circuit law on the C₁ and C₂ curves.

The machine solenation is created by the current “I” placed on rotor , at $\alpha = 0$ as in figure 1, resulting a field with intensities H_t (tangential) and H_r (radial). Applying the magnetic circuit on curve C₁ we obtain the relations :

$$\oint_C \vec{H} * d\vec{l} = I \tag{1}$$

or :

$$\oint H_t * r * d\alpha = I \tag{2}$$

By analogy for curve C₂ result the expression:

$$\oint_{C_2} \bar{H} * d\bar{l} = I \tag{3}$$

or :

$$\int_A^B \bar{H}_r * d\bar{l} + \int_B^C \bar{H}_t * d\bar{l} + \int_C^D \bar{H}_r * d\bar{l} + \int_D^A \bar{H}_t * d\bar{l} = I \tag{4}$$

For small values of - δ - such as the case of asynchronous machine , we can assume that H_r is approximate constant on the section A-B, respective on C-D. With these specification, the (4) relation becomes :

$$2 * (H_r * d + r * \int_0^\alpha H_t * d\alpha) = I \tag{5}$$

Introducing now the current cover -A-, the tangential component, in accordance with the magnetic circuit law applied on the curve C from the rotor's surface, as we can see in the figure 2, has the following value :

$$H_{t(\alpha)} = A = \frac{I}{2pr} \text{ (from } \sum H * l = A * l \text{)} \tag{6}$$

because H_t = 0 (assuming a very intense μ in the ferromagnetic middle).

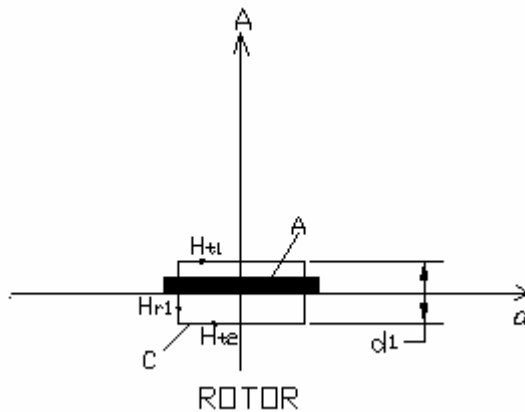


Fig.2

Replacing in (5) we obtain:

$$2(H_r * \delta + \frac{I}{2\pi r} * r * \alpha) = I \tag{7}$$

or :

$$H_r = \frac{I}{2\delta} (1 - \frac{\alpha}{\pi}) \tag{8}$$

Therefore the radial component of magnetic field has a linear variation with α , such as in the figure 3.

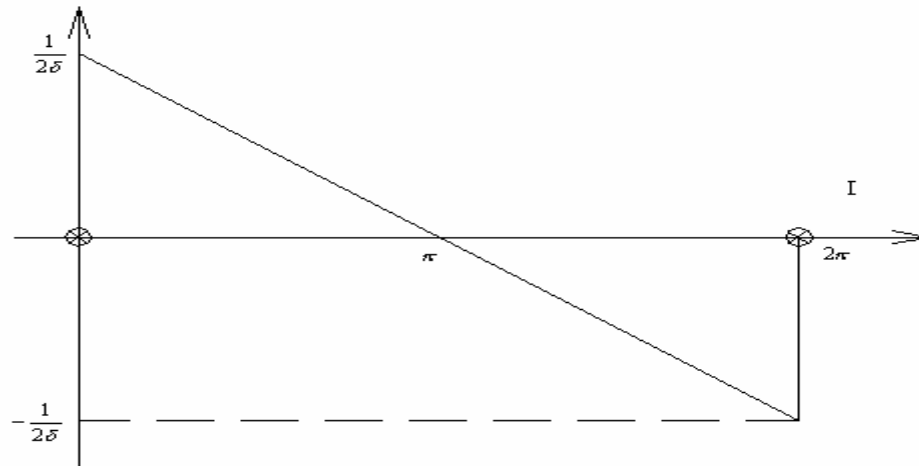


Fig.3. The variation form of the radial component of the magnetic field's intensity

The size order of radial component of magnetic field's intensity in the concrete case of asynchronous motor of 45 Kw/1500 rpm is :

$$H_r = \frac{I}{2\delta} = \frac{I}{2 \cdot 0,0002} = 2500I[A/m] \tag{9}$$

and the tangential component H_t is calculated with the (6) relation :

$$H_t = \frac{I}{2\pi r} = \frac{I}{\pi * 207 * 10^{-3}} = 1,53 \cdot I[A/m] \tag{10}$$

Therefore, $H_r/H_t = 1634$ and $H_r \gg H_t$, resultting that in case of medium and high power machines we can ignore the tangential component of magnetic field's intensity in comparison with the radial component.

Precising all these, the $H(\alpha)$ function, considering the figure 3, it's decomposed in Fourier and becomes:

$$H_r(\alpha) = \frac{I}{\pi * \delta} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{i}{v} * \sin v\alpha \tag{11}$$

Considering now a wire crossed by the curent "I" and having the opening angle α_y , the variation curve of radial magnetic field's intensity H_r , is represented lower down and it has been obtained by the superposition of two functions having the form of the (9) relation.

For the curent "I":

$$H_{r1}(\alpha) = \frac{I}{2\delta} [1 - \frac{(2\alpha + \alpha_y)}{2\pi}] \text{ for } 0 < \alpha < 2\pi - \frac{\alpha_y}{2} \tag{12}$$

$$H_{r1}'(\alpha) = \frac{I}{2\delta} [3 - \frac{(2\alpha + \alpha_y)}{2\pi}] \text{ for } \frac{2\pi - \alpha_y}{2} < \alpha < 2\pi \tag{13}$$

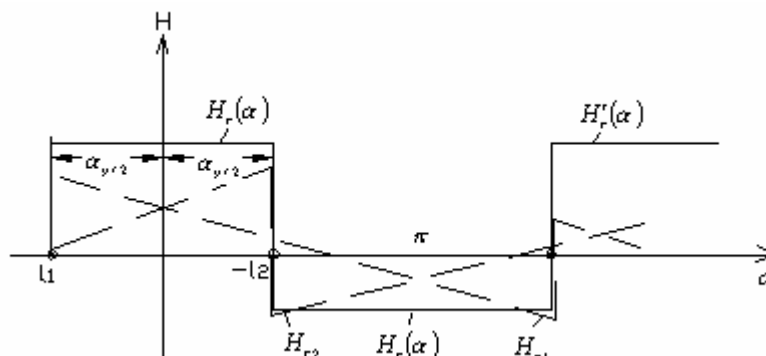


Fig.4. The form of magnetic field created by a wire

The magnetic field's intensity for the current $-I_2 H_{r_2}(\alpha)$ is :

$$H_{r_2(\alpha)} = \frac{I}{2\delta} \left[1 + \frac{(2\alpha - \alpha_y)}{2\pi} \right] \text{ for } 0 < \alpha < \alpha_y/2 \quad (14)$$

$$H_{r_2(\alpha)} = \frac{I}{2\delta} \left[-1 + \frac{(2\alpha - \alpha_y)}{2\pi} \right] \text{ for } \alpha_y/2 < \alpha < 2\pi \quad (15)$$

Decomposede in Fourier series, the $H(\alpha)$ function will be written as it folows :

$$H(\lambda) = \frac{2I}{\pi\delta} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \sin(v \frac{\alpha_y}{2}) \cos(v\alpha) \quad (16)$$

because :

$$H_r''(\alpha) = H_{r_1}'(\alpha) + H_{r_2}'(\alpha) = \frac{I}{2\delta} \left[2 - \frac{\alpha_y}{\pi} \right] \text{ for } 2\pi - \frac{\alpha_y}{2} < \alpha < 2\pi \quad (17)$$

$$H_r'(\alpha) = H_{r_1}(\alpha) + H_{r_2}(\alpha) = \frac{I}{2\delta} \left[\frac{\alpha_y}{\pi} \right] \text{ for } \frac{\alpha_y}{2} < \alpha < \left(2\pi - \frac{\alpha_y}{2} \right) \quad (18)$$

$$H_r''(\alpha) = H_{r_1}'(\alpha) + H_{r_2}'(\alpha) = \frac{I}{2\delta} \left[2 - \frac{\alpha_y}{\pi} \right] \text{ for } 2\pi - \frac{\alpha_y}{2} < \alpha < 2\pi \quad (19)$$

For the “q” reels on the pole and phase with the angle α disparity between them, the reel havin N wires, the expression of the magnetic field's intensity are:

$$H_1(\alpha) = \frac{2NI}{\pi\delta} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \sin v \frac{\alpha_y}{2} \cos v\alpha \quad (20)$$

$$H_2(\alpha) = \frac{2NI}{\pi\delta} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \sin v \frac{\alpha_y}{2} \cos(\alpha - \alpha_1) \quad (21)$$

$$H_q(\alpha) = \frac{2NI}{\pi\delta} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \sin v \frac{\alpha_y}{2} \cos v[\alpha - (q-1)\alpha_1] \quad (22)$$

The magnetic field's intensity resulting from the “q” reels it's obtained by addition:

$$H_r(\alpha) = H_1(\alpha) + H_2(\alpha) + \dots + H_q(\alpha) = \frac{2NI}{\pi\delta} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \sin v \frac{\alpha_y}{2} \{ \cos v\alpha [1 + \cos v\alpha_1 + \cos v2\alpha_1 + \dots + \cos v(q-1)\alpha_1] + \sin v\alpha [\sin v\alpha_1 + \sin v2\alpha_1 + \dots + \sin v(q-1)\alpha_1] \} \quad (23)$$

Beacuse :

$$1 + \cos \beta + \cos 2\beta + \dots + \cos(q-1)\beta = \frac{\sin \frac{q}{2} \beta \cdot \cos \frac{q-1}{2} \beta}{\sin \frac{\beta}{2}} \quad (24)$$

$$\sin \beta + \sin 2\beta + \dots + \sin(q-1)\beta = \frac{\sin \frac{q}{2} \beta \cdot \sin \frac{q-1}{2} \beta}{\sin \frac{\beta}{2}} \quad (25)$$

the (23) relation becomes :

$$H(\alpha) = \frac{2NI}{\pi\delta} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \sin v \frac{\alpha_y}{2} \frac{\sin vq \frac{\alpha_1}{2}}{\sin v \frac{\alpha_1}{2}} \cos v[\alpha - (q-1)\alpha_1/2] \quad (26)$$

Transforming $\alpha' = \alpha(q-1)\frac{\alpha_1}{2}$ and considering $N_1=2p_1qN$ the number of wires by phase, the (26) relation becomes:

$$H(\alpha) = \frac{N_1 I}{p_1 \pi \delta} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \sin v \frac{\alpha_y}{2} \frac{\sin v q \frac{\alpha_1}{2}}{q \sin v \frac{\alpha_1}{2}} \cos v \alpha \quad (27)$$

For a symmetrical machine with three phases the currents on the three phases are :

$$I_1 = \sqrt{2} I \sin \omega t \quad (28)$$

$$I_2 = \sqrt{2} I \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (29)$$

$$I_3 = \sqrt{2} I \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) = \sqrt{2} I \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (30)$$

The magnetic field's intensity resulting from the three phases with $2\pi/3$ disparity between them, will get value:

$$H_{trif}(\alpha, t) = \frac{\sqrt{2} N_1 I}{2 p_1 \pi \delta} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \sin v \frac{\alpha_y}{2} \frac{\sin v \cdot q \frac{\alpha_1}{2}}{q \sin v \frac{\alpha_1}{2}} \left\{ \sin \left[(\omega t + v \alpha) - (v+1) \frac{2\pi}{3} \right] + \right. \\ \left. \sin \left[(\omega t + v \alpha') - (v+1) \frac{2\pi}{3} \right] + \sin \left[(\omega t + v \alpha') - (v+1) \frac{4\pi}{3} \right] + \sin \left[(\omega t - v \alpha') - (v-1) \frac{2\pi}{3} \right] + \right. \\ \left. \sin \left[(\omega t - v \alpha') - (v-1) \frac{4\pi}{3} \right] \right\} \quad (31)$$

Starting from the identity :

$$\sin \beta + \sin(\beta + \gamma) + \sin(\beta + 2\gamma) = \frac{\sin \frac{3}{2} \gamma \cdot \sin(\beta + \gamma)}{\sin \frac{\gamma}{2}} \quad (32)$$

the (31) relation can be written as it follows:

$$H_{trifazat}(\alpha_0 t) = \frac{\sqrt{2} N_1 I}{2 p_1 \pi \delta} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \sin v \frac{\alpha_y}{2} \frac{\sin v q \frac{\alpha_1}{2}}{q \sin v \frac{\alpha_1}{2}} \cdot \left\{ \frac{\sin(v+1)\pi}{\sin(v+1)\pi/3} \cdot \sin \left[(\omega t + v \alpha') - (v+1) \frac{2\pi}{3} \right] + \right. \\ \left. \frac{\sin(v-1)\pi}{\sin(v-1)\pi/3} \cdot \sin \left[(\omega t - v \alpha') + (v-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\} \quad (33)$$

we can easily notice in (33) relation the shorting factors:

$$k_{yv} = \sin v \frac{\alpha_y}{2} \quad (34)$$

and the zone factors :

$$k_{qv} = \frac{\sin q v \frac{\alpha_1}{2}}{q \sin v \frac{\alpha_1}{2}} \quad (35)$$

For $\alpha_y = n$ (diametrically opening) it results $\sin v \frac{\alpha_y}{2} = \sin v \frac{\pi}{2} \neq 0$ only for the odd harmonics.

For the general case when $\alpha_y \neq \pi$, the direct space harmonics are :

$$v=1,4,7,10,13,\dots,(3k+1),\dots \quad (36)$$

and the indirect space harmonics are :

$$v=2,5,8,11,\dots,(3k-1),\dots \quad (37)$$

because:

$$\frac{\sin(v-1)\pi}{\sin(v-1)\pi/3} \neq 0 \text{ only for } v-1=3 \quad (38)$$

respectively :

$$\frac{\sin(v+1)\pi}{\sin(v+1)\pi/3} \neq 0 \text{ only for } v+1=3 \quad (39)$$

The rotary wave in direct sense is defined by the term that contains $\sin[(\omega i - v\alpha) + (v-1)\frac{2\pi}{3}]$ namely the harmonics $v=3k+1$. For these harmonics reverse waves don't appear.

The resultant of the intensity of the magnetic direct rotary field, considering the equality:

$$\frac{\sin(v-1)\pi}{\sin(v-1)\pi/3} = \frac{\sin 3k\pi}{\sin k\pi} = 3 \quad (40)$$

becomes :

$$H_{\text{trifazat}}(\alpha', t) = \frac{3}{2} (\sqrt{2} N_1 I) \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \sin v \frac{\alpha_y}{2} \frac{\sin qv \frac{\alpha_1}{2}}{q \sin v \frac{\alpha_1}{2}} \cdot \sin \left[(\omega i - v\alpha') + (v-1) \frac{2\pi}{3} \right] \quad (41)$$

At the short-circuit rotor $\alpha_y = \frac{2\pi}{N_{C_2}}$ (42), where N_{C_2} is the number of the rotor's slots.

CONCLUSIONS:

Relying on the calculations in the case of the studied motor, we notice that when the values of the rotor's slots number ($N_{C_2}=58$), we obtain harmonics of high order, with insignificant influences on the electromagnetic couple of v (or μ) order, decreases with the square of the harmonic's order. [4], [5].

Because of the high order of these harmonics, the magnetic attraction forces of the motor are very low and we can ignore them.

BIBLIOGRAPHY :

- [1] Heller, Hamata, V. : *Harmonic fields effect in Inductions Machines*. Elsevier, Amsterdam, 1977.
- [2] Richter, R. : *Electrical Machines*. vol.IV, Technical Publishing House, Bucharest, 1960.
- [3] Viorel, A. : Biro, K. : *Field Harmonic Theory of Squirrel Cage Motor Taking Slot Opening Into-Account*, Proc. of ICEM 1986, Part II.
- [4] Gheorgiu S. : *Maşini şi sisteme de acţiionări electrice navale*, Editura Academiei Române – 2004
- [5] Samoilescu Gh. : *Centrale Electrice Navale*, Editura Leda & Muntenia - 1999

The electromagnetic interference in case of onboard navy ships computers' - a new approach

Prof. dr. ing. Alexandru SOTIR

Naval Academy "Mircea cel Bătrân", 1 Fulgerului Street, Constanța, sotiralexandru@yahoo.com

Abstract.

On a navy ship, like a complex electromagnetic system, the electronic microcomputers (generally- the electronic equipment) are submitted to a large ensemble of disturbances (50Hz-20Gz), transmitted by field and by conduction.

Due to the complexity of this phenomenon and the dynamic-random character of the interference process, the traditional methods such as tests and measurements become insufficiently.

The proposed method offers both the dynamic-statistical modelation possibility of the interference and the prediction, on a short time horizon, of the computers' stability in a complex disturbing environment; this being very important for the good management and operation of a navy ship.

1. Introduction

A navy ship represents a complex electromagnetic system on which the electronic microcomputers are submitted to a large scale of disturbing frequencies (50Hz-20Gz).

Such disturbances are constituted by the dynamical-random combinations of some signals, transmitted by conduction and by field.

The traditional method used for the EMI evaluation, based on tests and measurements, becomes insufficiently, due to the complexity of the dynamical-random character of the disturbances.

The proposed method- the methodology for analyze and prediction of time series (dynamic series), on a short time, named "Box-Jenkins methodology"- offers the possibility to identify the computer evolution and its stability in presence of a great number of disturbances. Even more, this one permits to predict this evolution on a short time.

It is important to emphasize that this method is a complementary one to the traditional methods [1].

2. The idea of the method

The main idea of this method consists in the fact that a data series, characterizing a dynamic-random process: $Z_t, Z_{t-1}, Z_{t-2}, \dots$, strongly dependent, could be considered as being generated by filtering of an independent statistic value series: $a_t, a_{t-1}, a_{t-2}, \dots$, having a fixed distribution function (usually normal, with null average and σ^2 dispersion) (fig.1)[2].

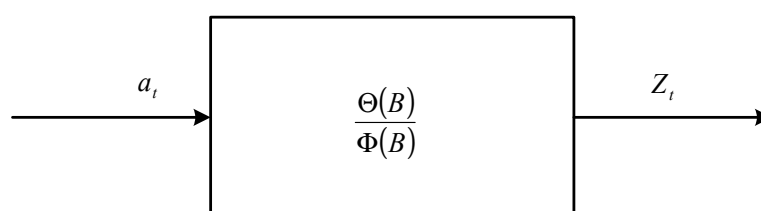


Fig. 1. The analyzed process such a linear filter

The sequence $\{a_t\}$ represents a white noise type process.

The $\{Z_t\}$ values of the analyzed process- the answer of the microcomputers of the electromagnetic disturbances on their whole – picked up at equal time intervals(ms, s, m, h etc.), represents a time series (dynamic series); this series will be submitted to a subsequent processing.

If we note $\Theta(B)/\Phi(B)$ the transfer function of a linear filter, we can write:

$$Z(t) = \frac{\Theta(B)}{\Phi(B)} = \frac{1 - \Theta_1 \cdot B^1 - \Theta_2 \cdot B^2 - \dots - \Theta_q \cdot B^q}{1 - \Phi_1 \cdot B^1 - \Phi_2 \cdot B^2 - \dots - \Phi_p \cdot B^p} \cdot a_t \quad (1)$$

In according to the relation(1) the time series $\{Z_t\}$ can be interpreted as being the exit of the linear filter and the values $\{a_t\}$ – the input of the filter.

$\Theta(B)$ represents an autoregressive operator(AR), and $\Phi(B)$ – a sliding average operator(MA), in case of a parametric model of the process; B is a delay step operator, given by relation:

$$B \cdot Z_t = Z_{t-1} \quad (2)$$

The relation (1) allows us to represent the current values of the dynamic-random process by its previous values and by a current and previous values of the white noise.

The problem is to determine some parametric models, such as (1), for the analyzed process, named “ARMA” models.

After the stage of choosing the optimum model, it follows the stage of parameters estimation. Then, the model is submitted to a validation procedure and, finally, to a prediction stage.

The prediction procedure is a short time horizon and offers precious information about the most probable evolution of the computers' stability in the disturbing environment.

3. The stages of the method

Practically, the main stages of this methodology are the following:

Stage 1. Model identification

In this stage it used two *measuring instruments* to analyze the statistic independence between data of series: *the autocorrelation estimated function – facr* and the *partial autocorrelation estimated function – facrp*.

In order to express the statistic relation between the data of series, Box and Jenkins suggested a family of models ARMA (p, d, q)(P,D,Q), where (p, d, q) refers the unseasonable character of the model and (P, Q, D) – the seasonable character. These models are called *Autoregressive and Sliding Average Models*. The *facr* and *facrp* theoretical functions are associated to these models.

Finally, will be chosen that model of the analyzed series for witch the estimated functions *facr* and *facrp* are closest to the theoretical functions *facr* and *facrp*.

The chosen of this model imposes to pass to the next stages: estimation of parameters and validation of the model.

Stage 2. Estimation of the parameters

We determine, in this stage, the estimated values for the parameters of the chosen model, in certain conditions of stationarity and reversibility. If these conditions are not fulfilled, the model will be rejected.

Stage 3. Validation and diagnosis of the model

The next stage consists of the validation of the model. In other terms, the chosen model must to fulfill the quality procedure asked by „Box-Jenkins” methodology.

Stage 4. Prediction of the analyzed data series

The prediction problem assumes the obtaining the future values (on a short horizon of time) of the initial series, respectively $\{Z_{t+1}, Z_{t+2}, \dots\}$ values, conditioned by the data of analyzed series till the “t” moment; this moment represents the origin of the prediction stage.

4. The implementation of the method

In order to implement the „Box-Jenkins” methodology on board of the navy ship, the following software tools have been used:

- the program-package TS-System (System identification and parameters estimation) [3];
- the program DAqS-DATA ACQUISITION SYSTEM [4], for data acquisition;
- the program-package SELFTEST, for testing the susceptibility of the microcomputers(EUT-Equipments Under Test) at the complex electromagnetic disturbances [5].

Also, for acquisition of the data is used the process board type IMP 35951 SOLARTRON INSTRUMENTS Ltd., U.K.(20 channels, 10-20 μ A, -12V +12V).

The EUT (Equipment under test) were consisted of two PC 486 computers.

The research was performed in two stages. In the first stage: the determination of the susceptibility of the microcomputers at the global electromagnetic disturbances on board; in the second stage: the prediction of there susceptibility.

Measurements have been made for 10 operating Modes of a navy ship, from starting the electric generators, up to the operating the Navigation Stations, Radar Stations, Radio Stations.

The distribution of data for Mode 3 is presented in fig.2.

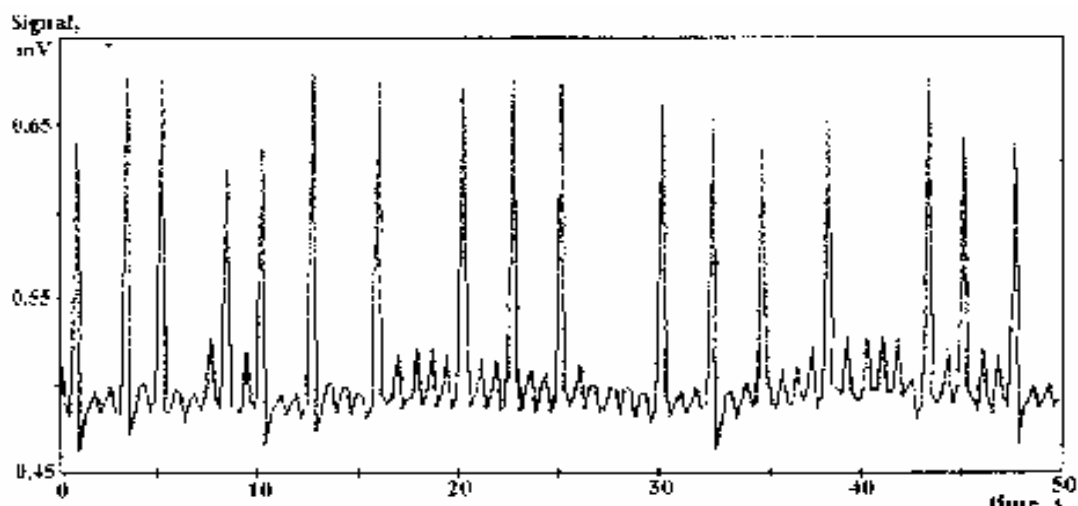


Fig.2. Distribution of data for Mode 3

The values of autocorrelation function for 20 values of the delay, as well as the value of the statistic test “T” show that there is a correlation in data. The correlation matrix of the model coefficients are presented in Table 1, for 5 Modes of operation.

Table 1. Correlation matrix of the coefficients

No. mode	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	Mode 5
Mode 1	1,000				
Mode 2	0,912	1,000			
Mode 3	0,924	0,863	1,000		
Mode 4	0,926	0,860	0,988	1,000	
Mode 5	0,926	0,880	0,987	0,976	1,000

It can see that the rates of correlation of data have values between 0,860 and 0,988, what shows a strong correlation of the signals in Mode 3.

The some conclusions can be drawn if we analyze the spectral density function (PSD).

Table 3 shows the result of model's parameters' estimation.

Table 3.

Coefficient	Estimated Value	Standard Error	Value of T-test	Low limit	Upp limit
Phi	-0,231	0,088	-2,623	-0,407	-0,055
Theta	0,729	0,061	12,021	0,608	0,850
Theta 10	0,700	0,056	12,777	0,590	0,809

Consequently this signal can be put in the form of some parametric models, such as (3):

$$(1 - \Phi \cdot B)Z_t = (1 - B^{10})^2 (1 - \Theta_1 \cdot B)(1 - \Theta_{10} B^{10}) \cdot a_t, \tag{3}$$

respectively:

$$(1 + 0,231B)Z_t = (1 - B^{10})^2 (1 - 0,729B)(1 - 0,700B^{10}) a_t \tag{4}$$

The spectral density function (fig. 3) shows that the analyzed series can be put in a „Box-Jenkins” model.

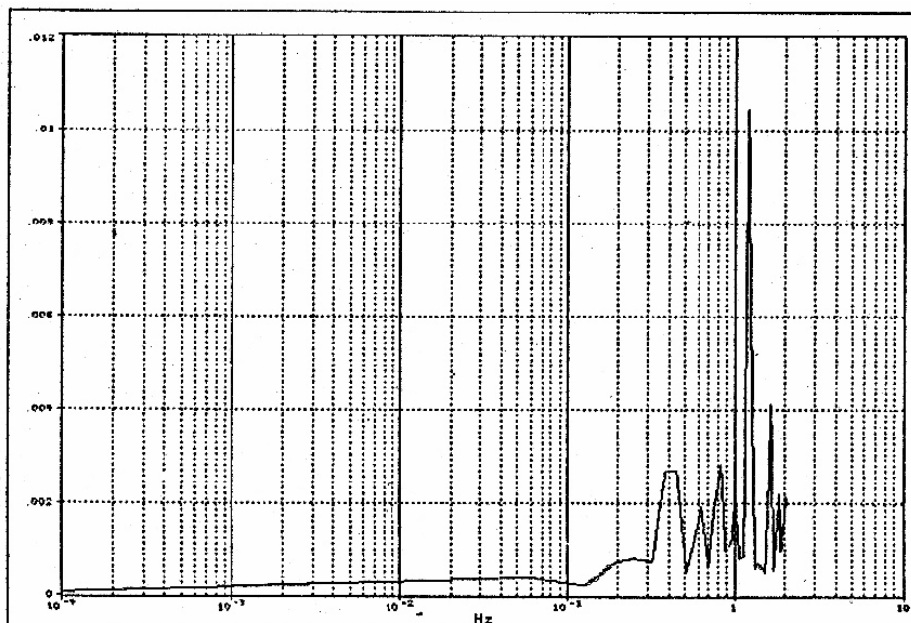


Fig. 3. The spectral density function

The results of validation stage of the model point out that it passes the test made on the bases of residues analysis. It can pass to the prediction of data series.

The prediction of data evolution, performed on the bases of the choused model was made on a 20 values horizon (together with 50 values of the initial series) (fig. 4).

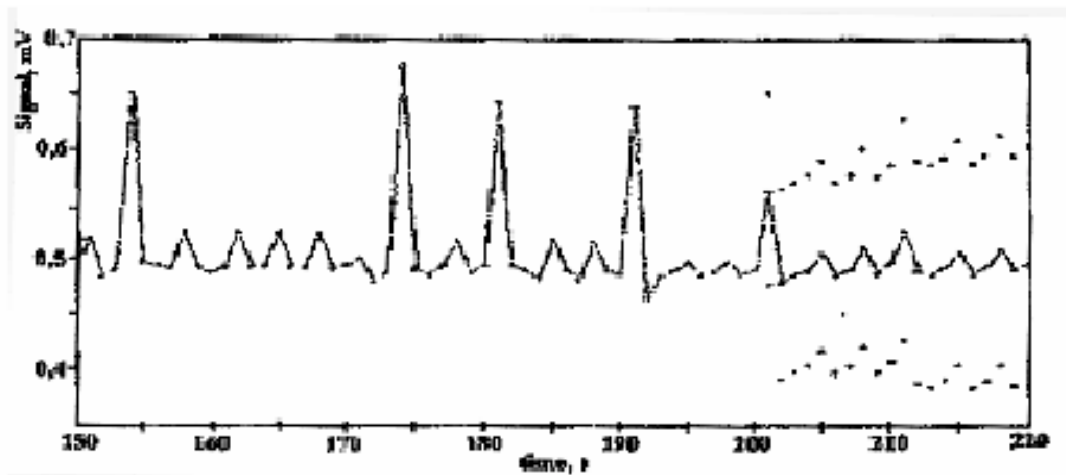


Fig.4. The Prediction of data series

The trust limits (Upp and Low) are given with 95% probability.

Note. For this model have been used: 9 iterations; number of available data = 200

Conclusions

During 10 experiments, the computers under test have normally behaved. However it is possible that other regimes of working to affect their behaviour.

The obtained results demonstrated that the electromagnetic interference in case of electronic microcomputers can be put in parametric models and can be predict by means of this methodology; more of this, there are a qualitative method and a software support to implement its, with favorable implications in the antidisturbance protection strategy of navy ship.

References

- [1] Sotir Alexandru, *A method for the analyse of the behavior at the electromagnetic disturbances on their whole of the electronic microcomputers*, A patented invention, OSIM, nr. 111610/1997, Bucharest,
- [2] Popescu Theodor, *Time series. Application in the systems analyse*, Technical Publishing House, Bucharest, 2002.
- [3] ***, *TS-SYSTEM/D Pack-Program package: System identification and parameters estimation*, Research Institute in Informatics, Bucharest, 1990.
- [4] ***, *Doq S-Data Acquisitions System-Program package for process boards' net S-NET*,

Solartron Instruments Ltd., U.K., Research Institute in Informatics, Bucharest, 1990.
[5] Sotir A., Balan T., *SELFTEST*-Program package for computers' autotesting, Naval Academy in Research Institute in Informatics, Bucharest, 1996.

A GLIMPSE INTO SOME ASPECTS OF NONLINEAR CIRCUIT ANALYSIS

F. Constantinescu, M. Nitescu, and C. V. Marin
 "Politehnica" University, Bucharest, Romania

Abstract Three topics of teaching nonlinear circuit analysis (nonlinear oscillations, fast finding of the periodic steady state, and harmonic balance analysis of strongly nonlinear circuits) are addressed using simple examples solved with PSPICE, MAPLE and APLAC software packages.

1. Introduction

The wide use of the nonlinear devices for the design of modern Systems in a Package or Systems on a Chip requires a deep understanding of the nonlinear phenomena and their simulation methods. Some new efficient analysis methods using intricate mathematical developments have been implemented in software packages like CADENCE and ADS in the last five years. At the same time teaching of nonlinear circuit analysis must take into account the significant drop in the engineering enrollments which has been observed worldwide in the last decade [1]. This loss of interest in our profession brings less motivated students in the Electrical Engineering Faculties. The course presentation and the seminar work must seem attractively and easily understandable to these students. Moreover, the integration of the Europe's teaching systems in the Bologna framework, leading to a reduction of the bachelor studies to three or four years, requires shorter ways leading to the understanding and using of nonlinear circuit analysis.

The numerical methods, implemented in some known software packages like SPICE or HARMONICA have their well established place in teaching nonlinear circuit analysis. It is well known that analytical solutions give a better insight into circuit properties than a collection of numbers resulting from a numerical method. But only the solutions of some simple first order circuits can be obtained efficiently by hand computation. Moreover, for the most today students that don't have strong analytical computation skills, automated analytical computation may be very helpful.

Our Circuit Analysis course [6, 7] has a structure which is similarly to [5]. The majority of topics (as operating points of linear and nonlinear resistive circuits, small signal and large signal behavior of nonlinear circuits, frequency domain analysis of AC circuits, transient analysis of nonlinear circuits, chaotic behavior of non-autonomous circuits) are illustrated using PSPICE simulations only [8, 9].

This paper address three topics of teaching nonlinear circuit analysis: nonlinear oscillations, fast finding of the periodic steady state, and harmonic balance analysis of strongly nonlinear circuits. The PSPICE capabilities are not enough for the study of these topics so that MAPLE

and APLAC are added. Section 2 is dedicated to the symbolic and numerical analysis of a series RLC oscillator including a nonlinear resistor. Some methods for the fast finding of the initial conditions corresponding to the periodic steady state are discussed in Section 3. The limitations of the harmonic balance analysis are discussed in Section 4 using a simple circuit whose nonlinearity can be changed between a weak one and a strong one.

2. Series RLC oscillator

This circuit has a passive linear inductor, a passive capacitor, and a locally active nonlinear resistor as, for example, in Fig. 1.

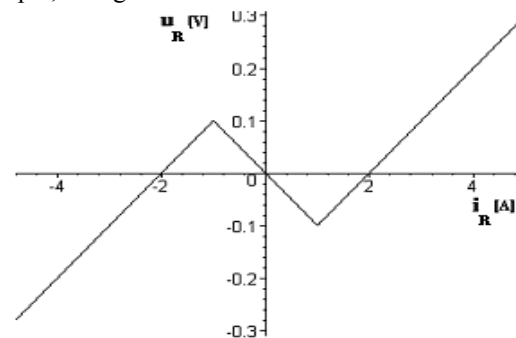


Fig.1 Active nonlinear resistor

Using the state equations it is proved that his circuit has an unique equilibrium point in the origin which is an unstable focus or an unstable node. This behavior (B1) is valid around the origin, i.e. for small $i_L = i_R$ (i_L - inductor current, i_R - resistor current). For relatively large i_R , the resistor has a positive dynamic resistance and the circuit has a stable behavior (B2) i. e. the trajectories approach the origin.

In order to facilitate the understanding of the nonlinear oscillation, a solved exercise contains the analysis of two linear circuits: one corresponding to B1 and another corresponding to B2. The symbolic expressions of $i_L(t)$ and $u_C(t)$, the numerical eigenvalues and the phase portraits are obtained for $L=1H$, $C=1F$ and $R=-1/10\Omega$, or $R=1/10\Omega$, the origin being an unstable or a stable focus. The numerical analysis of the nonlinear RLC oscillator (the resistor having the piecewise linear characteristic in Fig. 1) is performed. The phase portrait for two initial states (one inside the limit cycle and the other outside it) is drawn. The similarity with the qualitative behavior of the linear circuit with $R<0$ and $R>0$ can be easily observed. All these computations are performed with MAPLE, which has been chosen for its outstanding symbolic computation capabilities.

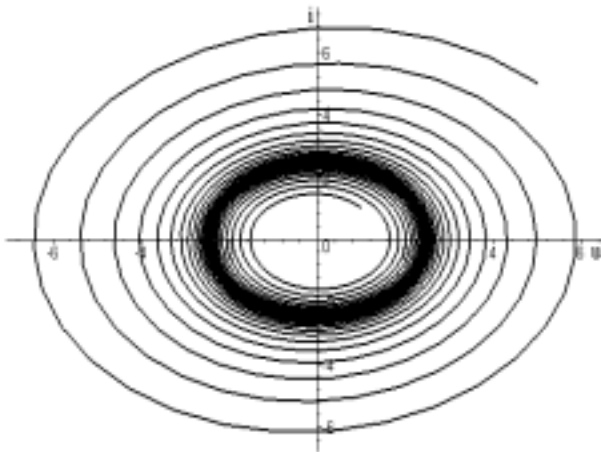


Fig. 2 Phase portrait of the series RLC oscillator

The following exercises must be solved:

Exercise 1 Choose numerical values for $u'(0)=R, L$ and C so that an unstable node is obtained in the origin.

Exercise 2 Perform the numerical analysis of the Van der Pol oscillator (having a nonlinear resistor with $u_R = i^3 / 3 - i_L$) and obtain the phase portrait. Compare with the phase portrait in the Exercise 1. In the case

$\varepsilon = \sqrt{C/L} \rightarrow 0$ use the variable change $\tau = t / \sqrt{LC}$ and obtain a linear second order equation of $i_L(t)$ deleting the negligible terms. Find the analytical solution of this equation and show that its amplitude depends on the initial state, unlike the nonlinear case.

Exercise 3 Explain the jump phenomenon for the RC relaxation oscillator using the phase portrait of the series RLC circuit with $L \rightarrow 0$.

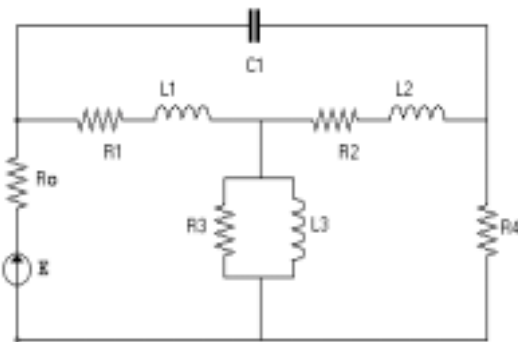
3. The periodic response of non-autonomous circuits

This assignment deals with the fast computation of the periodic response (PR) of nonlinear circuits. If the greatest time constant τ_{max} of a linear circuit has a value $\tau_{max} \gg T$ (T -excitation period), the numerical integration of the circuit equations until all transients decay (brute force method) requires the sweeping of about $N=5\tau_{max}/T$ excitation periods; this amount of CPU time may be too large for an efficient simulation. The same problem is encountered if nonlinear circuits are analyzed. To reduce the computation time in these cases the shooting methods are used to compute the initial state corresponding to the periodic response (ISPR). The periodic response can be found integrating the circuit equations over a single excitation period starting from ISPR. Our examples are worked out with shooting by exponential extrapolation [10]. If the imaginary part ω_k of a (local) natural frequency $s_k = \alpha_k + j \omega_k$ is close to the excitation angular frequency ω all shooting methods fail. In these cases we use an ISPR identification method for linear circuits [11]. A more detailed presentation of these topics is given in the Appendix.

The theoretical presentation contains the following items:
 - the non-autonomous circuits with non-customary and customary behavior and some outstanding properties of the last ones [3]:

- the circuit has an unique periodic response of the same period as its excitation, for any initial state,
 - the exponential – transient – decay,
 - the spectrum conservation.
- the response of a linear circuit at sinusoidal excitation,
 - ISPR,
 - shooting by exponential extrapolation.

Two solved exercises are presented. The first one requires the determination of ISPR for a linear circuit of the fourth



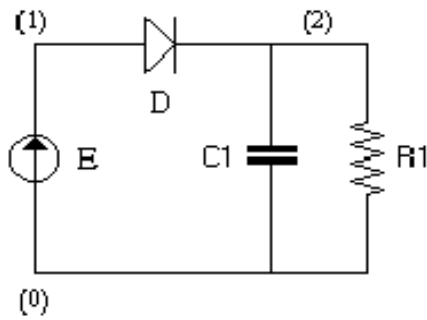
$E = 380\sin(2\pi ft)$, $f=100\text{Hz}$, $R1=2 \Omega$, $R2=2 \Omega$, $R3=1000 \Omega$, $R4=0.1 \Omega$, $R0=0.1 \Omega$, $C1=0.001\text{F}$, $L1=0.02\text{H}$, $L2=0.02\text{H}$, $L3=2\text{H}$

Fig. 3. Fourth order circuit for ISPR identification

order. This exercise is solved by two methods. For ISPR identification we need the state equations. To this end the circuit equations are written manually. All circuit variables except the state ones are eliminated using MAPLE and the normal form of the state equations is obtained. The analytical solution of these equations is obtained with MAPLE in terms of the ISPR components $x_i(0)$, $i = 1, \dots, 4$. The ISPR is identified solving a linear system with MAPLE [11].

The same problem is solved with shooting by exponential extrapolation. This method requires the estimation of ISPR using the averaged state variables corresponding to three excitation periods. This computation, together with the determination of the steady state error is done using a procedure written in MAPLE programming language. The PSPICE software, called from another MAPLE procedure, is used to perform the circuit analysis. The number of analyzed periods to reach the steady-state with a relative error of 10^{-3} is compared with the period number for the method of brute force used by PSPICE. It follows that in this case shooting by exponential extrapolation is 30 times faster than the brute force.

The second solved problem requires the determination of ISPR of a first-order nonlinear circuit. The problem is solved by two methods: shooting by exponential extrapolation and the brute force method. It follows that in this case shooting by exponential extrapolation is 27 times faster than the brute force.



$E = 1.2\sin(2\pi ft)$, $f=1 \text{ Mz}$, $R1=1\text{k} \Omega$, $C1=6.9\mu\text{F}$.

Fig. 4 First order nonlinear circuit for fast finding of the periodic response

In the first proposed exercise it is required to modify the excitation angular frequency ω for the circuit in Fig.3 in order to be close to a value ω_k and to point out the inefficiency of the shooting by exponential extrapolation in this case. The second proposed exercise requires the analysis of a diode rectifier with a series inductor filter with the brute force and shooting by exponential extrapolation. The ISPR obtained using the brute force method and the identification method must be compared. As SPECTRE RF is not available in our laboratory, the shooting approach to ISPR computation has been illustrated using MAPLE and PSPICE.

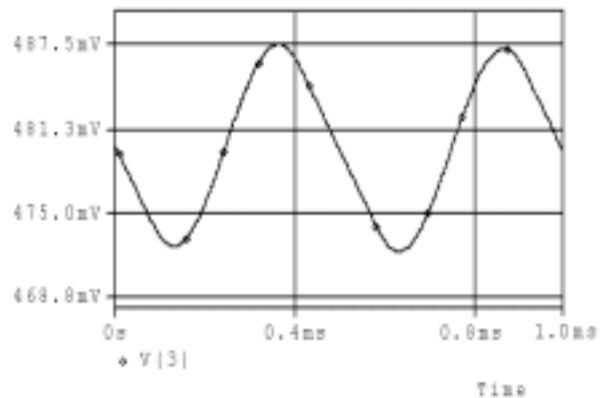
4. The analysis of nonlinear circuits in the frequency domain

The harmonic balance (HB) is the classical frequency domain analysis method for the nonlinear circuits. It is well known that HB works very well if PR has relatively few harmonic components but has convergence problems for waveforms with abrupt transitions (having a relatively large number of harmonic components) and for circuits with strongly nonlinear elements [7].

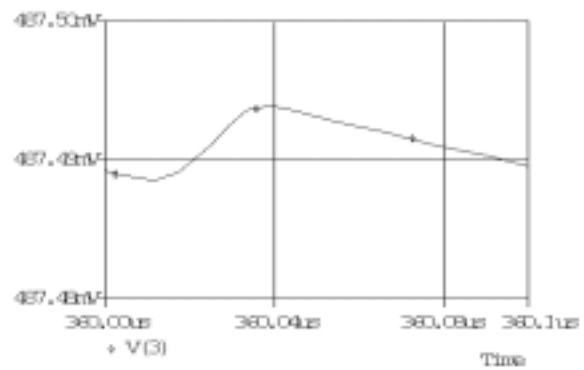
These facts are illustrated by the solved exercise requiring PR computation for a first order nonlinear circuit (Fig.4). The problem is solved by HB and the brute force time domain analysis. A piecewise-linear characteristic with two segments is considered for the diode. Two input waveforms are tested: pure sinusoidal and AM ($\sin(2\pi f_1 t)\sin(2\pi f_2 t)$, $f_1=1\text{KHz}$, $f_2=10\text{MHz}$). The results of the HB simulator from APLAC 7.70 Student Version using the maximum allowable order of the intermodulation products (9) [12] are compared to the PSPICE ones. The linear segment slopes of the diode are changed in order to observe the influence of the weak or strong nonlinearity.

For the pure sinusoidal input there is a good agreement between the two approaches for the direct resistance $R_d \in (0.1\Omega, 10\Omega)$ and the inverse resistance $R_i \in (10\text{K}\Omega, 10\text{M}\Omega)$. For the AM input APLAC is not able to show the high frequency detail of the capacitor voltage. As the ratio R_i / R_d increases (the

nonlinearity becomes stronger) the APLAC envelope becomes less accurate. For example if $R_d = 1\Omega$, $R_i = 1\text{M}\Omega$ the amplitude of the APLAC envelope is less than 50% of the PSPICE one.



a



b

Fig. 5. PSPICE capacitor voltage for AM input (a-envelope, b-high frequency detail in the up envelope zone) for $R_d=,01\Omega$ $R_i=1\text{M}\Omega$

There are two proposed exercises:

Exercise 1 Perform the analysis of the circuit in Fig. 4 with AM input having $f_1=50\text{KHz}$, $f_2=150\text{KHz}$. Explain the very good agreement between PSPICE and APLAC 7.70 in this case.

Exercise 2 Analyze the same circuit for $f_1=1\text{KHz}$, $f_2=10\text{KHz}$. Explain the approximate agreement between PSPICE and APLAC 7.70 in this case.

The set of frequencies considered by APLAC and the maximum order of the intermodulation products for the student version (9) must be taken into account for these explanations.

References

[1] G. C. Orsak, K-12: Engineering's New Frontier, IEEE Trans. on Education, vol. 46(2003), n0.2, pp. 209-210.
 [2] MAPLE V Learning Guide, Waterloo Maple Inc., 1996.
 [3] L. O. Chua, D. N. Green, A qualitative analysis of the behavior of dynamic nonlinear networks: steady-state solutions of non-autonomous networks, IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. CAS-23(1976),no. 9, pp. 531-550.

[4] ORCAD PSPICE A/D Reference Manual, 1999.
 [5] L.O. Chua, C. A. Desoer, E. Kuh, Linear and Nonlinear Circuits, Mc.Graw-Hill, 1987.
 [6] M. Nitescu, F. Constantinescu, Electrical Engineering Fundamentals for Power Engineering, Part I – Circuit Theory, Printech House, 1998, Bucharest (in Romanian).
 [7] F. Constantinescu, M. Nitescu, Circuit Theory for Automatic Control and Computer Engineering, 2000-2003, <http://ferrari.lmn.pub.ro/studenti>
 [8] F. Constantinescu, A. Ionescu, C. V. Marin, M. Nitescu, Circuit analysis with PSPICE, Laboratory Assignments, Printech House, Bucharest, 2003 (in Romanian).
 [9] F. Constantinescu, M. Nitescu, Computer simulation as a teaching tool for uncustomary behavior of nonlinear circuits, Proc. of Computer Aided Engineering Education Conference 1993 (CAEE'93), p.393-398
 [10] F. Constantinescu, A. Ionescu, M. Nitescu A new extrapolation method for fast finding of the periodic steady state in nonlinear circuits, Symposium on Nonlinear Theory and Applications (NOLTA'98), Crans-Montana, Switzerland, September 14-17, 1998, pp.
 [11] F. Constantinescu, M. Nitescu, C.V. Marin, Methods for RF-IC analysis, Research Report, "Politehnica" University, Bucharest, 2002.
 [12] APLAC 7.70 User's Guide, APLAC Solution Corporation, 2002.

Appendix Fast computation of the periodic response

Steady state error We consider that the steady state is reached if the relative error ε between the responses in $(m+1)$ -th and m -th periods does not exceed an imposed limit ε_0 , $\varepsilon \leq \varepsilon_0$ where $\varepsilon = \max_{i=1, \dots, n} \varepsilon_i$, n is the number of

components in the state vector x ,

$$\varepsilon_i = \frac{c_i^{(m+1)} - c_i^{(m)}}{c_i^{m+1}}, \text{ and } c_i^{(m)} = \sqrt{\int_{mT}^{(m+1)T} x_i^2(\tau) d\tau}$$

Shooting ISPR is estimated using the response corresponding some excitation periods. The integration starts with this estimated value (Fig. 6). This procedure is used for each state variable. Shooting with Newton-Raphson (implemented in SPECTRE RF) and shooting by linear extrapolation are the most known. It has been proved [10] that exponential extrapolation is more efficient than the other shooting procedures.

Exponential extrapolation The algorithm of shooting by exponential extrapolation has the following steps:

- 1 - three excitation periods 1, 2, 3 are swept using a stiff-stable method and the average values $\tilde{x}_j(1)$, $\tilde{x}_j(2)$, $\tilde{x}_j(3)$ corresponding to each period are computed for all state variables ($j=1, \dots, n$),
- 2 – the asymptotic values a_j are computed with the

$$\text{relation } a_j = \frac{\tilde{x}_j(1)\tilde{x}_j(3) - \tilde{x}_j^2(2)}{\tilde{x}_j(1) + \tilde{x}_j(3) - 2\tilde{x}_j(2)}, (j=1, \dots, n)$$

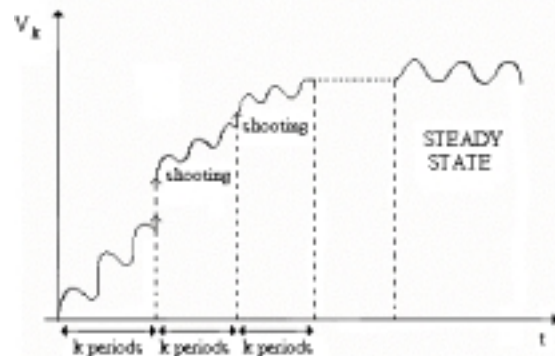


Fig. 6. The shooting approach

- 3 - ISPR components x_{j0}^* are computed as $x_{j0}^* = x_{j0}^{(3)} - \tilde{x}_j^{(3)} + a_j$ for $j=1, \dots, n$ where $x_{j0}^{(3)}$ are the initial conditions in the period 3,
- 4 - two periods 4 and 5 are swept starting from x_{j0}^* , $j=1, \dots, n$,
- 5 - if the steady state error between the responses in the periods 4 and 5 does not exceed an imposed limit ε_0 then the periodic response is obtained; if not, the computation continues with the first step.

ISPR identification Consider a linear circuit having an unique periodic response of the same period T as its excitation. It can be shown easily that the average value of a state variable can be written as

$$\tilde{x}_k = x_1(0)A_{k1} + x_2(0)A_{k2} + \dots + x_n(0)A_{kn} + A_{k,n+1}$$

for $k = 1, 2, \dots, n$ where $\tilde{x}_k = \frac{1}{T} \int_0^T x_k(t) dt$,

$x_k(0)$ ($k = 1, \dots, n$) are the components of ISPR, and A_{ij} are constant coefficients.

Sweeping $n+1$ excitation periods with a numerical integration method and computing \tilde{x}_k ($k = 1, \dots, n$) for each period, a system of $n(n+1)$ equations is obtained. Solving this system A_{ij} ($i = 1, \dots, n, j = 1, \dots, n+1$) are computed.

The circuit state equations in the normal form are $\dot{x} = Ax + Bu$. Averaging this expression it follows $A\tilde{x} + B\tilde{u} = 0$. Replacing each x_k with its expression in terms of $x_k(0)$ ($k = 1, \dots, n$) we obtain an equation system whose solving gives ISPR.

SOME ASPECTS CONCERNING THE INTELLIGENT INSTRUMENTATION TEACHING INCLUSION IN THE ENGINEERING TRAINING

MONICA-ANCA CHITA

University of Pitesti, Faculty of Electronics and Electromechanical, Electronics and Computers Science Department, Street Targul din Vale, No.1, 110040, Pitesti, Romania; E-mail: monica@electra.upit.ro and chita_monica@yahoo.com

Abstract. This paper presents some aspect concerning the intelligent instrumentation teaching inclusion in the engineers training. So, because the design and the use of intelligent instrumentation is based on a refinement of various user needs, it is necessary to have two different categories of engineers “produced” by the educational system in European countries namely: very specialised engineers able to design intelligent devices such as intelligent sensors and intelligent actuators and respectively versatile engineers able to integrate these new technologies into automation systems, because in order to distinguish between smart sensors and intelligent sensors, these new instrumentation devices have to be integrated within automation system.

1 Introduction

Intelligent instrumentation and fieldbus technologies have now passed from their research and development stages to industrial exploitation. The emergence of these technologies, considered as essential and necessary in growing industrial automation systems has to be supported by an adequate education and training for future engineers. Some markets analyses emphasises: thus at first one [1] from 1993 shows that the growing for the French market of intelligent sensors is about 12.9 % per year (from 1990 to 1994), respectively a second one, coming from Töpfer Institut (Germany) and published in [2] expects that, in Europe, the number of installed fieldbusses will be 320.000 while only 107.000 were put in 1994.

So, because the design and the use of intelligent instrumentation [3] is based on a refinement of various user needs, two different categories of engineers have to be “produced” by the educational system in European countries:

- very specialised engineers able to design intelligent devices such as intelligent sensors and intelligent actuators;
- versatile engineers able to integrate these new technologies into automation systems, because, as proposed by Kleinschmidt [4] in order to distinguish between smart sensors and intelligent sensors, these new instrumentation devices have to be integrated within automation system.

2 The categories of engineers “produced” by the educational system

In order to “produce” these different categories of engineers, the educational needs are different. So to be able to design intelligent instrumentation, the first category should get courses in the following areas:

- applied physics and metrology, to define the mathematical models of transducers;
- analog and digital electronics, to design appropriate electronic printed boards in order to minimise EMC effects;
- signal processing, to include adequate filter;
- software engineering, to develop real time applications;

– digital communications, to adapt information delivered by the intelligent sensors to one of numerous kinds of fieldbus available in industry.

These requirements are shown in figure 1, with the help of relations between the informal model of intelligent sensors [5] and the need in curriculum for intelligent sensor design engineers.

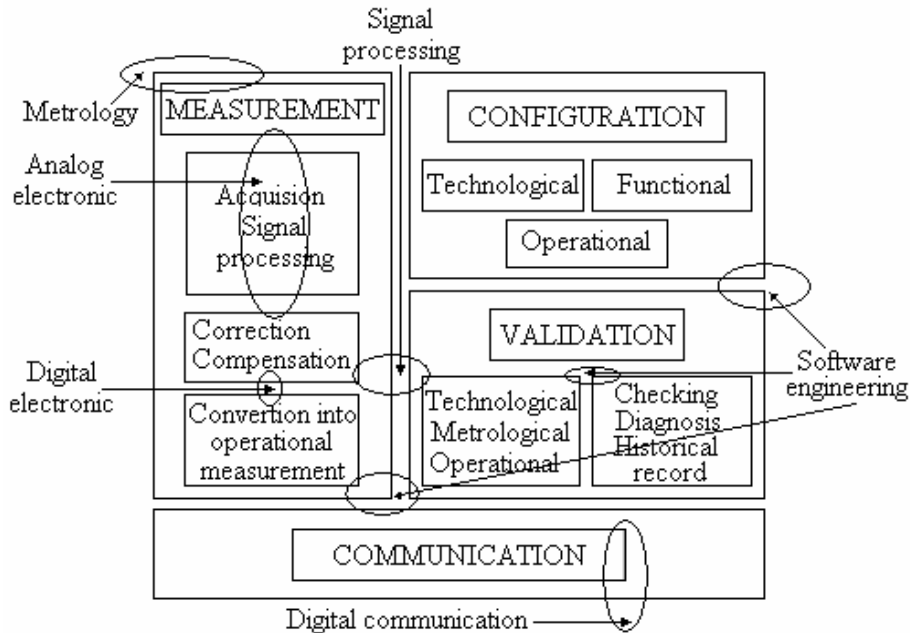


Figure 1: The informal model of intelligent sensors and devoted courses.

The second category should be able to design new kind of automation systems, so-called DIBAS (Distributed Intelligence Base Automation System) including control, maintenance, technical management and safety [6], [7] as this concept is proposed in CMMS (Control, Maintenance, technical Management System) and described in figure 2. In a more global context, defined by the CIM (Computed Integrated Manufacturing) pyramid model [8], these engineers will manage and maintain information systems, especially devoted to industrial processes.

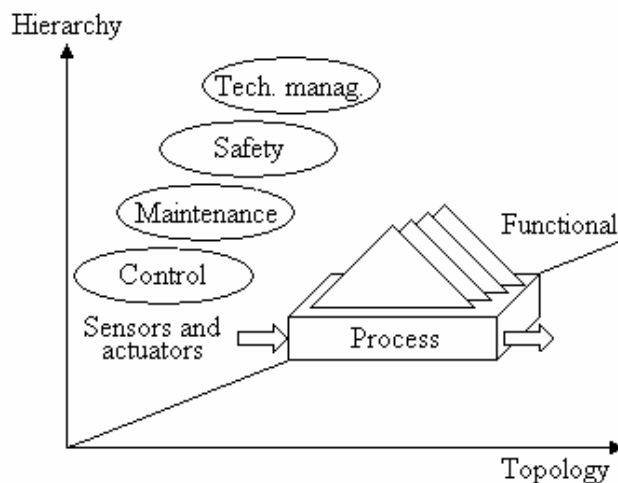


Figure 2: The automatic system model.

3 The engineer training and placement

Because of the very fast evolution of technologies as well as the various methodologies that it has to use, the difficulty of courses harmonisation in this area seems to be considerable. According to the aim of teaching intelligent instrumentation, courses should be based on a set of knowledge layers, including methodological approaches and knowledge of techniques and associated tools such as information and communication technologies, electronic applications, signal processing, control, etc.

Two points of view can be studied namely the macroscopic and respectively the microscopic.

The macroscopic point of view must define general understanding such as conceptual modelling, international standardisation. In this part, generic; educational components have to describe some concepts such CIM-OSA (Computer Integrated Manufacturing - Open Systems Architecture) and CMMS (Control, Maintenance, technical Management Systems) and OSI (Open System Interconnection). In other words, independently of technology or applications, students need to acquire methods in order to help them to answer the questions what and respectively why.

The microscopic point of view is devoted to technologies and associated tools; students should master some techniques, such as electronic CAD for hardware design, software engineering., data validation, fieldbuses communication interfaces, and so on, with the help of CAD applications when it is possible in order to answer the questions how and respectively who.

A modern educational system is based on an iterative method combining these two points of view. Of course the relationships between concepts and techniques should be based on sound, classical scientific curricula. So, the educational model could be defined via three axis: conceptual axis (methodology), theoretical axis (scientific knowledge), and technical axis (physical application).

In order to perform training and courses for students, this three-educational model highlights the cooperation between each axis which is applied, in an appropriate cultural context (maintenance, safety, supervision, etc.).

Because it is necessary to produce engineers, it must have to question about the quality of the educational process. This quality could be evaluated with the help of some “sensors”; the first one is the topic treated during the training period in industry and the second one is, of course, the kind of employment that the engineers find at the end of their studies.

Three main themes are used to follow the appropriateness of the educational choices:

- intelligent instrumentation, including works on fieldbuses;
- networks;
- computer science, including software development.

A first analysis of the above data shows that:

- the engineers find jobs in network and communication activities; the number of jobs advertise has increased since three years in this area, due to the growing of electronic communication needs in companies ; they also find their first job in Small and Medium Enterprises (SME), devoted to computers engineering and software development;

- companies, especially SME, are interested by intelligent instrumentation designers or users because they try to develop research and development activities in this area, with the help of students during training periods,

- some of the engineers (Miscellaneous category) choose to emphasise their knowledge in some particular fields, such as telecommunication for instance in other engineering school or they also are attracted by research activities and, taking year with an other, one engineer from the communication engineering and intelligent instrumentation section comes to strengthen our research team.

4 Conclusions

Because the design and the use of intelligent instrumentation is based on a refinement of various user needs, it is necessary to have two different categories of engineers “produced” by the educational system in European countries namely: very specialised engineers able to design intelligent devices such as intelligent sensors and intelligent actuators and respectively versatile engineers able to integrate these new technologies into automation systems, because in order to distinguish between smart sensors and intelligent sensors, these new instrumentation devices have to be integrated within automation system.

A modern educational system is based on an iterative method combining two points of view namely the macroscopic, which must define general understanding such as conceptual modelling, international standardisation and respectively the microscopic, which is devoted to technologies and associated tools. Of course the relationships between concepts and techniques should be based on sound, classical scientific curricula. So, the educational model could be defined via three axis: conceptual axis (methodology), theoretical axis (scientific knowledge), and technical axis (physical application).

In order to perform training and courses for students, this three-educational model highlights the cooperation between each axis which is applied, in an appropriate cultural context (maintenance, safety, supervision, etc.).

This is confirmed by the present evolution of Internet which takes into account some new technical areas in automation and production systems over classical information management tools. New technologies and protocols for digital video, voice traffic and real-time data transmission allows a new generation of services.

The concept of teleoperation will take a large part of future applications; remote control and operation through wide area network and interconnection between specific real-time industrial networks will place the communication services as a complete part of the automation process. Today it is used for military and spatial applications, but in a few years environment protection, water management, global traffic control, etc. are potential applications.

References

- [1] J. Frost, M. Sullivan. *Market analysis*, Published in Industries et Techniques, 10 September 1993.
- [2] B. Terrain. *Les réseaux en l'an 2000*, Cimax edition, 1995.
- [3] J. Brignell, N. White. Intelligent Sensor Systems, *Institute of Physics Publishing*, Bristol and Philadelphia, 1996, pp. 264- 269.
- [4] P. Kleinschmidt, F. Schmidt. How many sensors docs a oar need? *Proceedings of Euroensors V*, (Roma 2 October 1991), 1991, pp.1-13.
- [5] M. Robert, M. Marchandiaux, M. Porte. *Capteurs Intelligent et. Méthodologie d'Evaluation* , Edition Hermes, Paris, 1993.
- [6] M. Bayart, F. Simonoy-Lion. Impact de l'émergence des réseaux de terrain et de l'instrumentation intelligente dans la conception des architectures des systèmes d'automatisation de processus, *Final report Project MBSR 2033* (Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche), convention 92-P-0239, 1995.
- [7] M. Staroswiecki, M. Bayart. Models and languages for the interoperability of smart instruments, *AUTOMAIICA*, **32** (1996), pp. 37-42 .
- [8] D. Beeekman, CIM-OSA. Computer Integrated manufacturing - Open Systems Architecture, *International Journal of CIM*, **2** (1989), pp. 94-105.

REPREZENTAREA FENOMENELOR ELECTROMAGNETICE PRIN SURSE DEPENDENTE

Nicolae Badea , Ion Voncila ,
Universitatea 'Dunarea de Jos' din Galati ,Facultatea de Inginerie Electrica
strada Domneasca nr111,e-mail : nicolae.badea@ugal.ro

Abstract Prezenta lucrare propune exprimarea prin surse dependente a fenomenelor electromagnetice din mașini electrice. Reprezentarea legii inducției și a circuitului magnetic prin surse dependente în circuitele electrice atașate mașinilor electrice permite exprimarea dependentele funcționale din mașina și analogia la nivel de circuit electric între mașina de curent continuu și mașina asincronă. Validarea analogiei este realizată prin simularea caracteristicilor mecanice.

1. Introducere

Schemele electrice atașate conversiei electromecanice sau electrice în varianta clasică cuprind elemente de circuit R-L și surse independente[3]. Tensiunea unei surse independente nu depinde de fenomenele ce au loc în circuitele componente. Schema electrică atașată convertorului electromecanic trebuie să conțină elemente de circuit ce exprimă dependentele funcționale din convertor. Acest lucru se poate realiza prin surse dependente. O sursă se numește dependentă dacă valoarea ei este controlată (comandată) fie de un curent, fie de o tensiune din circuit[2]. Din acest punct de vedere, avem control al surselor fie în curent, fie în tensiune. Sursele dependente, în funcție de tipul sursei și de mărimea prin intermediul căreia se realizează controlul acesteia, pot fi - surse de tensiune comandate în tensiune sau curent, respectiv surse de curent comandate în tensiune sau curent. Rolul sursei independente într-un circuit electric este de a crea un semnal de control, iar al sursei dependente este de a răspunde la acest semnal. Sursele dependente pot fi utilizate și pentru conversia mărimilor.

Ecuatiile ce descriu funcționarea mașinilor electrice sunt deduse din legile câmpului electromagnetic și-n special din legea circuitului magnetic și a inducției electromagnetice. Legea circuitului magnetic permite determinarea dependentei dintre curenți iar a inducției permite determinarea dependentei dintre tensiuni. Tensiunea electromotoare indusă are două componente una de pulsație $e_p(t)$ iar a doua de mișcare $e_m(t)$

2. Modelarea transformatorului prin surse dependente

Examinăm pentru început numai dependentele cauzale exprimate prin tem de pulsație și legea circuitului magnetic. Aceste două legi exprimă principiul de funcționare al transformatorului electric și permit exprimarea următoarelor dependente

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{N_2}{N_1} \quad (1)$$

respectiv

$$N_1 i_{10} = N_1 i_1 - N_2 i_2. \quad (2)$$

Notând

$$e_2' = \frac{N_2}{N_1} e_1 \quad (3)$$

relația de raportare la primar a tem secundare) deducem că-n secundarul transformatorului acționează o sursă de tensiune comandată (controlată) de tem a înfășurării primare.

Legea circuitului magnetic scrisa in forma $i_1 = i_{10} + \frac{N_2}{N_1} i_2$ cu notația

$$i_2' = \frac{N_2}{N_1} i_2 \tag{4}$$

(relația de raportare la primar a curentului secundar) permite asocierea in circuitul primarului a unei surse de curent comandate in curent

Schema echivalenta asociata unui transformator monofazat in care dependentele funcționale sunt redade prin surse dependente este:

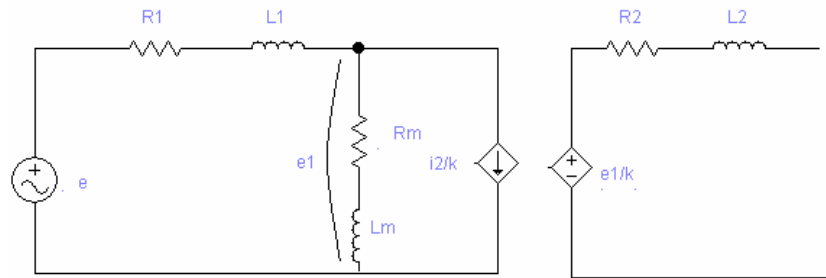


Figura 1 Schema electrica asociata transformatorului

Daca din circuitul secundarului se exprima curentul din teorema II Kirchhoff si se înlocuiește in circuitul primarului se obține schema echivalenta a transformatorului cu parametri raportați.

3. Modelarea masinii de cc prin surse dependente

Ecuatiilor funcționale ale motorului de cc cu excitație independenta, la flux constant , le corespund trei scheme echivalente aferente rotorului ,statorului si respectiv părții mecanice.

$$U_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e ,$$

$$U_e = R_e i_e + L_e \frac{di_e}{dt} ,$$

$$-m_s = J \frac{d\Omega}{dt} + D\Omega - m$$

$$\text{cu } m = K_m \Phi i_a \text{ si } e = K_m \Phi \Omega \tag{5}$$

In expresia tensiunii electromotoare respectiv a cuplului electromagnetic dezvoltat intervin dependentele funcționale . Astfel tensiunea electromotoare de mișcare este dependenta de viteza rotorica si fluxul statoric (de excitație) iar cuplul este dependent de curentul rotoric si fluxul statoric. Aceste dependente pot fi exprimate prin surse dependente conform figurii2 .

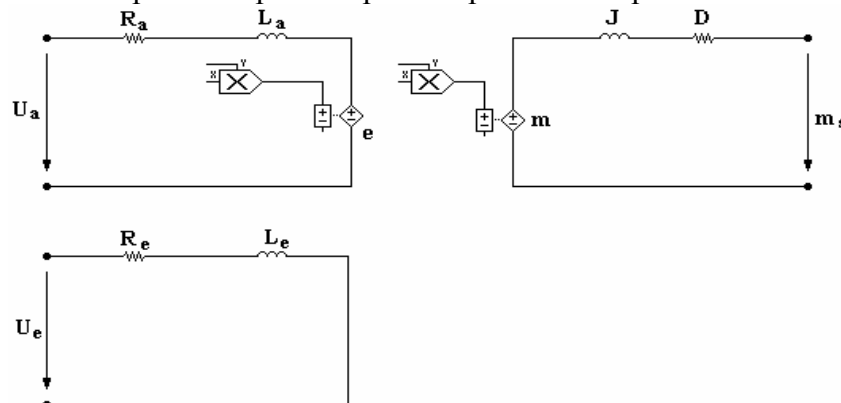


Figura 2. Schema echivalenta a masinii de cc

In circuitele echivalente tensiunea electromotoare si cuplul pot fi exprimate prin surse de tensiune comandate in tensiune . Mărimea de comandă o determinăm din expresia matematică a tensiunii electromotoare (proporțională cu produsul flux statoric- viteză rotorică..) sau a cuplului electromagnetic (proporțional cu produsul flux statoric-curent rotoric)

4.Modelarea mașinii de inducție prin surse dependente

Teoria clasica a mașinii asincrone nu permite reprezentarea fenomenelor electromagnetice prin surse dependente deoarece in circuitul rotoric sursele au alta frecventa. Modelului matematic al mașinii asincrone exprimat prin fazori spatiali [1] permite utilizarea acestor surse dependente , intrucât la definirea fazorului spațial nu s-a pus nici o restricție în ceea ce privește variația în timp a mărimilor de fază ce determină acest fazor. Într-un sistem de coordonate sincron d-q, ecuațiile scalare ale părții reale si imaginare ale masinii sunt

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + L_{s\sigma} \frac{d i_{sd}}{dt} + L_m \frac{d i_m}{dt} \quad 0 = R_r i_{rd} + L_{r\sigma} \frac{d i_{rd}}{dt} + L_m \frac{d i_m}{dt} + \omega (L_r i_{rq} + L_m i_{sq}) \quad (6)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + L_{s\sigma} \frac{d i_{sq}}{dt} + L_m \frac{d i_m}{dt} \quad 0 = R_r i_{rq} + L_{r\sigma} \frac{d i_{rq}}{dt} + L_m \frac{d i_m}{dt} - \omega (L_r i_{rd} + L_m i_{sd}) \quad (7)$$

iar ecuația cuplurilor este

$$\frac{3}{2} p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) - m_r = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} \quad (8)$$

Pentru exprimarea influențelor între circuitele electrice echivalente(figura 3) atașate ecuațiilor scalare introducem surse dependente numai pentru tensiunile induse prin mișcare pentru a realiza la nivel de circuit o analogie cu mașina de curent continuu. Sursele sunt de tensiune comandate in produsul turatie-curent pe partea rotorică , respectiv curent statoric-curent rotoric pentru ecuația de miscare.

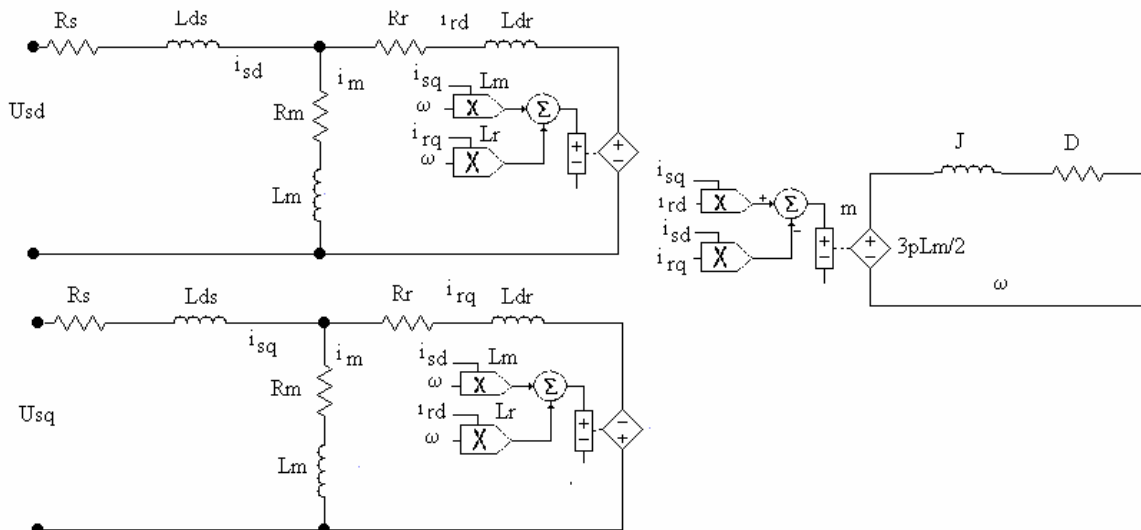
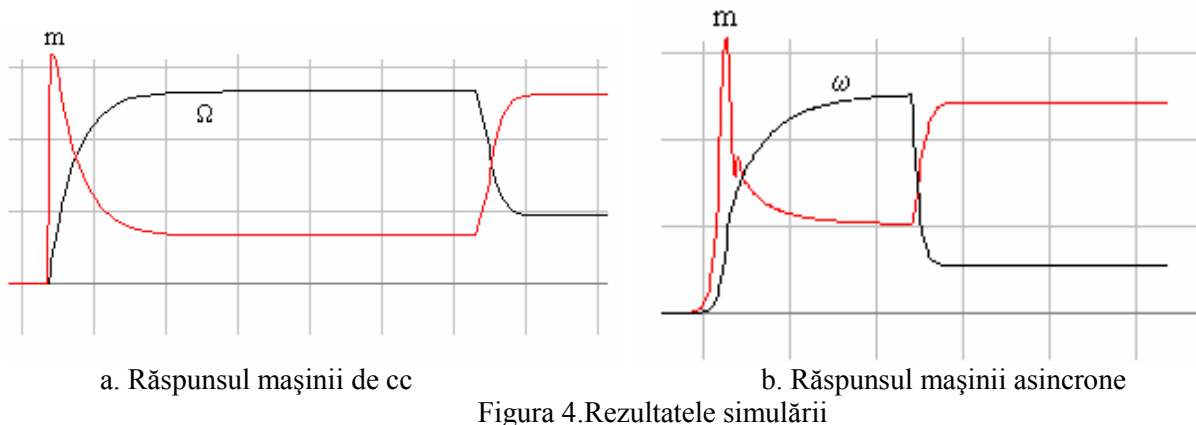


Figura 3. Modelul mașinii asincrone

5. Simularea numerica

Simularea numerica a circuitelor permite evidențierea mărimilor din circuitele componente si a dependentelor funcționale din mașina . Astfel pentru o mașina de cc cu următoarele date J=0.01Nm² /rad D=0.01Nm/rad Ra=1,1Ω La=1mH Le=1mN, Re=130Ω U=115V simularea numerica cu ajutorul programelor de analiza ale circuitelor conduce la

dependenta in timp a cuplului si vitezei unghiulare la pornirea si aplicarea unei trepte de cuplu. redata conform figurii 4a



Simularea numerica a mașinii asincrone modelata cu surse dependente, mașina ce are datele $J=0.05\text{Nm}^2/\text{rad}$ $D=0.01\text{Nm}/\text{rad}$ $R_s=R_r=5\Omega$ $L_{ds}=L_{dr}=0.1\text{H}$ $L_m=0.8\text{H}$ $R_m=300\Omega$ $p=2$ $U_{sd}=220\text{V}$, conduce la dependenta in timp a cuplului si vitezei unghiulare la pornirea si aplicarea unei trepte de cuplu redata conform figurii 4b.

6. Concluzii

In prezent, in analiza circuitelor electrice, sursele dependente sunt utilizate pentru modelarea componentelor electronice. Modelând prin surse dependente fenomenele electromagnetice din mașinile electrice, se pot evidenția dependentele funcționale intre circuitele echivalente ale părții electrice si mecanice. Avantajul esențial al acestor scheme cu surse dependente consta in extensia analogiei dintre mașini de la nivelul de câmp la nivel de circuit permițând o tratare unitara si a regimurilor tranzitorii. Toate aceste circuite pot fi implementate in programele de analiza a circuitelor (Power Sim, Pspice etc.). Un dezavantaj al modelarii prin sursele dependente îl constituie deocamdată, dependenta liniara intre mărimea de comanda si mărimea de ieșire. Programele de analiza pot fi completate cu surse comandate ce pot prezenta dependenta neliniara iar simularea numerica a circuitelor poate descrie cat mai fidel fenomenele din mașini electrice.

Referințe

- [1]. A. Keleman - *Sisteme de reglare cu orientare dupa câmp* - Ed. Academiei, Bucuresti 1989
- [2]. L.S. Bobrow - *Elementary linear circuit analysis* - HRW 1997 USA
- [3]. D. Calueanu sa - *Masini Electrice* - Ed. Fundatiei Universitare Dunarea de Jos Galati - 2003

INSTRUMENTE DEDICATE CREĂRII PROGRAMELOR E-LEARNING

Laura GRINDEI , Emil SIMION

Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca, Str. G.Barițiu 26-28, 4200024 Cluj-Napoca; laura@et.utcluj.ro

Abstract. În ultimii 10 ani, învățământul la distanță numit și e-Learning, a cunoscut o dezvoltare explozivă în întreaga lume, astfel încât un număr impresionant de instituții de învățământ superior au adoptat deja sau au inițiat planuri de implementare a unor programe educaționale pentru învățământul continuu și la distanță pe Internet. Aceasta lucrare prezintă câteva dintre cele mai răspândite instrumente profesionale existente la ora actuală, dedicate creării de cursuri, aplicații web și generării de teste de evaluare pentru programele e-Learning.

1 Introducere

Începând cu anii '90 educația la distanță a fost asociată cu educația prin Internet numită generic: e-Learning. Acest nou tip de educație a cunoscut o dezvoltare explozivă în ultimii zece ani, devenind una dintre componentele integrate în strategiile educaționale ale planurilor de dezvoltare în majoritatea instituțiilor de învățământ superior din întreaga lume. E-Learning reprezintă o experiență planificată de predare-învățare organizată de o instituție ce furnizează materiale didactice în mod on-line, într-o ordine secvențială și logică pentru a fi asimilate de studenți în manieră proprie în locul și la momentul dorit. Internetul constituie atât mediul de distribuție al materialelor, cât și canalul de comunicare între utilizatorii (profesori, tutori/instructori, studenți, etc.) implicați. Din punct de vedere funcțional, doar la nivelul învățământului superior (învățământ la distanță) și în educația adulților (învățământul continuu), deocamdată, sistemul eLearning adaptează componentele demersului didactic tradițional (față-în-față): planificare, conținut specific și metodologie, interacțiune, suport și evaluare [1].

O gamă largă de materiale electronice au fost și sunt în continuare dezvoltate pentru a simplifica procesul de învățare în cadrul cursurilor e-Learning: hărți multimedia, dicționare, enciclopedii, filme didactice, prezentări în diverse formate multimedia, cărți electronice (e-books), teste, tutoriale, simulări, laboratoare virtuale, etc. În eLearning, calculatorul și materialele electronice sau multimedia sunt utilizate ca suport în predare, învățare, evaluare și în același timp ca mijloc de comunicare (chat, email, forum, etc.).

Pentru realizarea cursurilor e-Learning pot fi utilizate o serie de instrumente specializate dedicate creării de cursuri (course authoring), de aplicații web (web authoring), de generare de teste pentru evaluarea studenților, precum și alte instrumente auxiliare destinate conversiei în diferite formate specifice Internetului, utilitare pentru editarea obiectelor multimedia (folosite pentru crearea animațiilor, a icon-urilor, a filmelor în format video și a secvențelor în format audio), etc., instrumente destinate comunicării și colaborării între utilizatori. Aceste instrumente au fost create de către companii specializate și sunt disponibile contra cost, cu posibilitatea evaluării gratuite pe o perioadă determinată [2].

Această lucrare prezintă câteva dintre cele mai răspândite și larg utilizate instrumente profesionale dedicate realizării efective de cursuri, aplicații web și teste de evaluare pentru e-Learning cu exemplificarea unui curs de Compatibilitate Electromagnetică. Creatorii de cursuri e-Learning vor trebui să țină cont de următoarele aspecte în selecția acestor instrumente: tipul programului e-Learning ce va fi creat (tutorial, simulări, tradițional, etc), modul de prezentare (CD, materiale tiparite, fișiere pentru download), grupul țintă de studenți cărui i se adresează (tipul de browser ce va fi utilizat, etc), cunoștințele tehnice necesare pentru utilizarea instrumentelor

respective, restricțiile legate de existența licențelor de utilizare a unor aplicații (programe multimedia, programe de simulare, server, etc), respectarea standardelor în domeniu, prețul instrumentelor, etc. Aceste aspecte fiind cunoscute se poate trece la selecția instrumentelor ce vor fi utilizate și la crearea efectivă a cursurilor e-Learning [3],[4].

2. Instrumente destinate creării de cursuri (Course Authoring) pentru e-Learning

Cele mai reprezentative instrumente dedicate creării de cursuri e-Learning sunt:

- *Trainersoft 8*: http://www.funeducation.com/products/trainersoft/trainersoft_8.shtml, costă aproximativ 2100 USD și este disponibil în varianta de evaluare pentru 30 de zile. Trainersoft 8 include: wizard-uri, templates, facilități pentru inserarea fișierelor multimedia și a efectelor speciale (tranzitie, adaugarea de sunet, etc.), generator de teste de mai multe tipuri (multiple choice, eseu, etc), captura de ecran, etc. Un curs este organizat sub forma unei cărți: o lecție corespunde unui capitol, iar un subiect unei pagini, etc. Include de asemenea tutoriale, și help. În Fig. 1 este prezentată fereastra de editare a unui curs. Cursurile pot fi de asemenea exportate în alte platforme sau sub forma de pachete SCORM.

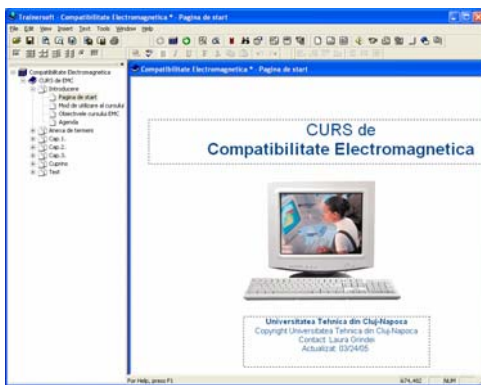


Fig 1: Fereastra de editare în Trainersoft 8

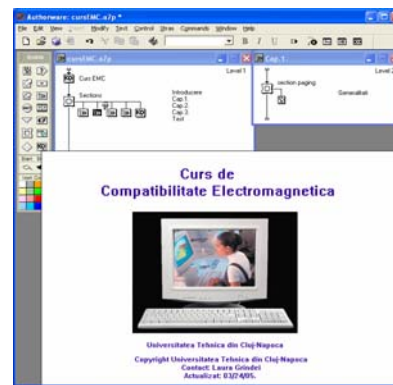


Fig 2: Fereastra de editare în Authorware 7

- *Macromedia 7 Authorware*: <http://www.macromedia.com/>, este unul dintre cele mai utilizate programe pentru crearea de cursuri pentru e-Learning și costă aproximativ 2700 USD. Utilizarea acestui program necesită mult timp de instruire deoarece este un program complex care include facilități pentru: crearea utilizatorilor (cu fereastra de login), generare de teste de mai multe tipuri, conversia fișierelor de tip powerpoint în format Authorware XML, emulator learning management system (LMS), tutoriale, help, etc. În Fig. 2 este prezentată fereastra de editare a unui curs în Macromedia 7 Authorware. În 2004 a fost dezvoltat și Macromedia eLearning Suite 2004 care integrează produsul Authorware, Flash și Dreamweaver.
- *Lectora International Publishing Suite*: <http://www.lectora.com/>, este un produs al firmei Trivantis și costă aproximativ 1600 USD. Este disponibil în varianta de evaluare pentru 14 zile. Este un produs simplu de utilizat care permite: crearea paginilor html cu conținut dinamic, incluzând templates și wizard. Include de asemenea exemple de butoane, background, scripturi și fișiere multimedia ce pot fi incluse în paginile create. Există facilitatea de a importa în cursurile nou create documente, pagini sau fișiere multimedia. Generează automat cuprinsul cursului și poate genera mai multe tipuri de teste (multiple choice, adevărat/fals, drag and drop, eseu). Anumite secțiuni din curs sau cuprins pot fi afișate sau ascunse studenților. În Fig.3 este prezentată fereastra de editare din Lectora International Publishing Suite.
- *Web Course Builder*: <http://www.readygo.com>, este un produs creat de către firma ReadyGo care costă aproximativ 500 USD fiind disponibil în versiune de evaluare. Este relativ simplu de

utilizat și are numeroare facilități pentru crearea cursurilor care se realizează prin meniuri în care trebuie completate opțiunile autorului, și nu prin editarea imaginilor și textului. Programul template-uri predefinite pentru cursuri, teste, FAQ, are o colecție de butoane de navigare, icons, etc. și permite importarea fișierelor de tip Powerpoint, precum și a lectiilor sau componentelor de curs din format text, html, etc. În plus, conține un spellchecker pentru verificarea ortografiei în engleză, un generator automat de cuprins pentru curs, opțiuni de tipărire a capitolelor sau întregului curs. Nu include editoare pentru multimedia însă poate importa orice format multimedia existent. În Fig. 4 este prezentată fereastra de editare a unui curs în Web Course Builder.



Fig 3: Fereastra de editare în Lectora International Publishing Suite

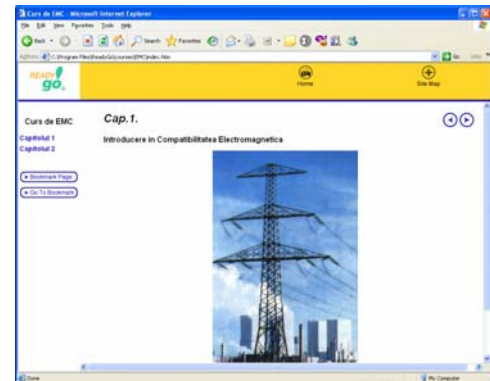


Fig 4: Fereastra de editare în Web Course Builder

O serie de alte instrumente profesionale similare, destinate creării de cursuri pentru e-Learning sunt disponibile contra cost: DazzlerMax: www.maxit.com, Quest: www.mentergy.com, ToolBook: www.click2learn.com, Constructor Author: <http://www.reusableobjects.com>, Course Genie: <http://www.coursegenie.com>, Design a Course: <http://www.mindiq.com/tbt/dac/index.php>, Easy Generator: <http://www.easygenerator.com>, etc.

Dintre instrumentele prezentate, Macromedia 7 Authorware prezintă cele mai multe facilități necesare creării de cursuri, însă este și cel mai scump și totodată este dificil de utilizat în comparație cu alte instrumente de același tip. Trainersoft 8, Lectora International Publishing Suite sau Web course Builder sunt produse mai ușor de utilizat, mai intuitive dar nu oferă mai puține facilități. Comparând instrumentele prezentate anterior se poate concluziona că fiecare prezintă avantaje și dezavantaje legate de: facilitățile efective oferite, de ușurința în utilizare (nivelul de pregătire al autorului de curs) precum și de pret.

3. Instrumente destinate creării de aplicații web (Web Authoring Tools) pentru e-Learning

Pentru realizarea unor site-uri complexe pentru cursurile e-Learning instrumentele de creare a aplicațiilor web trebuie să ofere următoarele facilități importante: editarea paginilor web pe baza meniurilor astfel încât autorii să utilizeze cât mai puțin cod HTML, posibilitatea de a copia, insera, adăuga, șterge elemente și link-uri din pagini, utilizarea stilurilor CSS, previzualizarea paginilor, etc. Este foarte utilă, de asemenea, gestionarea paginilor HTML (sub forma de directoare), stergerea sau redenumirea paginilor fără a afecta link-urile existente, standardizarea layout-ului paginilor, a culorilor, icon-urilor pentru asigurarea unui aspect unitar al întregului site. Facilități pentru crearea butoanelor și meniurilor precum și inserarea script-urilor pentru realizarea de pagini dinamice interactive sunt extrem de utile creatorilor de cursuri e-Learning. La ora actuală există o serie de

produse profesionale realizate cu scopul de a simplifica crearea aplicațiilor web [5].

- *Macromedia Dreamweaver MX*: <http://www.macromedia.com/software/dreamweaver/>, este unul dintre cele mai utilizate instrumente de creare a aplicațiilor web în prezent, costă aproximativ 480 USD și oferă posibilitatea de a edita paginile web (inclusiv tabelul, a fișierelor multimedia, a frame-urilor, formularelor, paginilor html dinamice) într-o manieră similară editării unui procesor de texte. Editarea se poate realiza direct în format html, în mod vizual sau în ambele moduri simultan iar vizualizarea paginilor se poate face în orice browser web. Acest produs oferă o serie de facilități: accesarea bazelor de date și de asemenea utilizarea fișierelor realizate în ASP, ASP.NET, JavaServer Pages, și PHP. Firma Macromedia oferă și alte componente utile în dezvoltarea de programe e-Learning în pachetul Macromedia Exchange: Course Builder (generare de teste), Learning Site (LMS), Manifest Maker (standarde). În Fig.5 este prezentată fereastra de editare a unui curs în Dreamweaver MX.
- *Microsoft Front Page*: www.microsoft.com/frontpage/, este un produs al firmei Microsoft, costă aproximativ 200 USD, și are multe facilități comune cu Macromedia Dreamweaver MX, este în general inclus în pachetul Microsoft Office și prezintă facilități similare cu Dreamweaver MX.

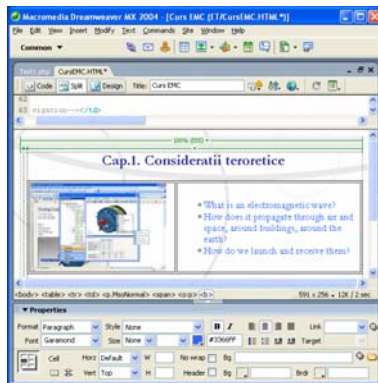


Fig 5: Fereastra de editare în Dreamweaver MX

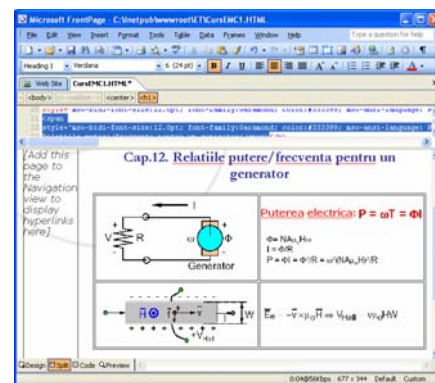


Fig 6: Fereastra de editare în FrontPage

- *Adobe GoLive*: <http://www.adobe.com/>, este un produs al firmei Adobe, costă aproximativ 400 USD și este destinat aplicațiilor web cu un conținut grafic deosebit. Editarea paginilor web, vizualizarea și inserarea obiectelor multimedia este similară cu al programelor Dreamweaver și Front Page. Poate integra filme realizate cu QuickTime și prezentări SML direct în paginile web. Se pot crea pagini în format ASP, JSP, sau PHP cu integrarea bazelor de date.



Fig 7: Fereastra de editare în Adobe GoLive

Alte exemple de instrumente pentru crearea aplicațiilor web: Corel HoTMetaL: www.corel.com, Netscape Composer: www.netscape.com, Amaya Browser: www.w3.org/Amaya.

În urma testării instrumentelor pentru crearea de aplicații web, cel mai eficient dintre cele prezentate s-a dovedit a fi Macromedia Dreamweaver care are o serie de avantaje: este foarte complex, cuprinzând majoritatea facilităților necesare creării de cursuri eLearning, include cele mai multe opțiuni necesare editării și vizualizării paginilor, permite utilizarea tehnologiilor

ASP, JSP, PHP, oferă facilități de acces la baze de date, permite generarea de teste pe baza unor templates. Are dezavantajele de a fi relativ mai scump și respectiv de a fi mai greu de utilizat datorita complexitatii sale. Cursurile e-Learning pot fi deci realizate și prin intermediul instrumentelor de creare a aplicațiilor web deoarece acestea sunt mult mai ieftine decat cele de “course authoring” și sunt mult mai ușor de utilizat , nefiind însă la fel de complexe .

4. Instrumente de testare și evaluare

Testele, chestionarele și alte instrumente de evaluare sunt foarte utile pentru verificarea progresului studenților în cadrul programelor de e-Learning precum și pentru verificarea finală a cunoștințelor acestora la încheierea unui curs. Instrumentele de testare și evaluare fac parte integrantă din programele de e-Learning și sunt incluse în câteva instrumente de creare de cursuri (authoring tools) sau de aplicații web. În prezent, cele mai populare instrumente destinate creării de teste de evaluare pentru e-Learning sunt:

- *Macromedia Course Builder for Dreamweaver*: www.macromedia.com, care este un produs al firmei Macromedia, distribuit gratuit pentru utilizatorii de Macromedia Dreamweaver. Acest produs permite generarea mai multor tipuri de teste: multiple choice, selective, temporizate, etc. Un exemplu de test de tip multiple choice generat cu Macromedia Course Builder este prezentat în Fig.8.

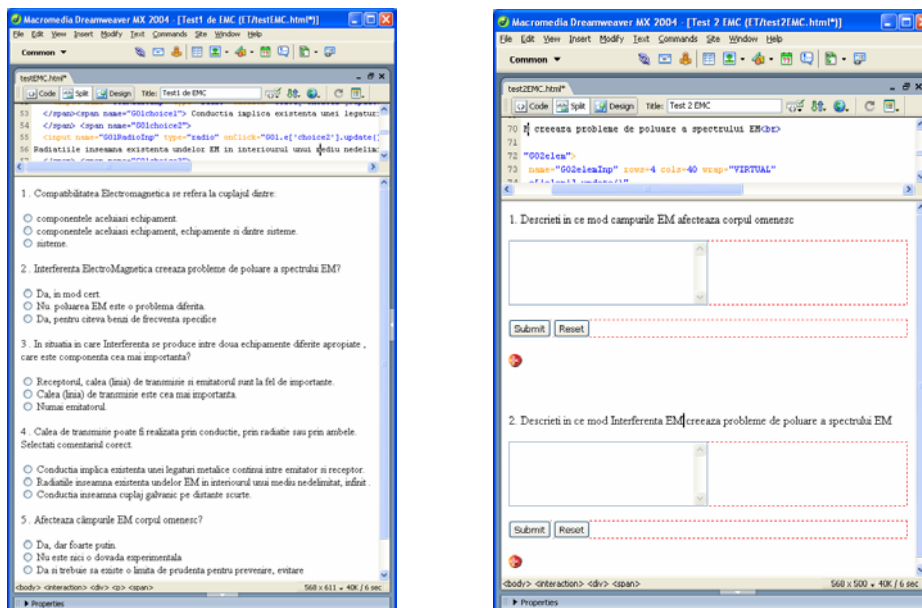


Fig.8. Ferestre pentru editarea testelor de evaluare în Macromedia *Course Builder for Dreamweaver*

- *Hot Potatoes*: www.halfbakedsoftware.com, este un produs al firmei Halfbakedsoftware disponibil gratuit în varianta demo. Poate genera teste de tip multiple choice, cu un singur răspuns, de tip puzzle, etc. în Fig. 9. este prezentată ferestra de editare a testelor de evaluare cu răspunsuri încrucisate în Hot Potatoes.
- *QuizRocket*: www.learningware.com, este produs de firma Learningware și costă aproximativ 1400 USD, dar este disponibil în versiune demo pentru evaluare. Poate crea 5 tipuri diferite de teste, iar în forma finală acestea vor putea fi incluse în paginile web ca și fișiere Flash.

Alte exemple de generatoare de teste sunt produsele: Random Test Generator Pro: www.hirtlesoftware.com, Test Generator: www.testshop.com, TestLinc for LearnLinc:

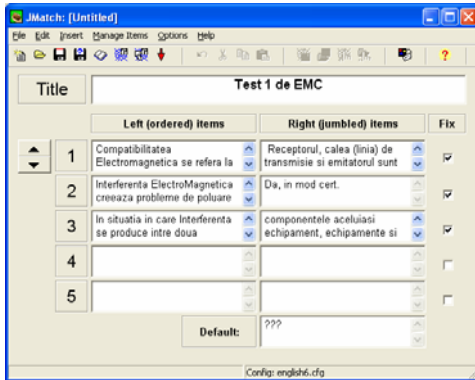


Fig. 9. Generarea unui test în Hot Potatoes

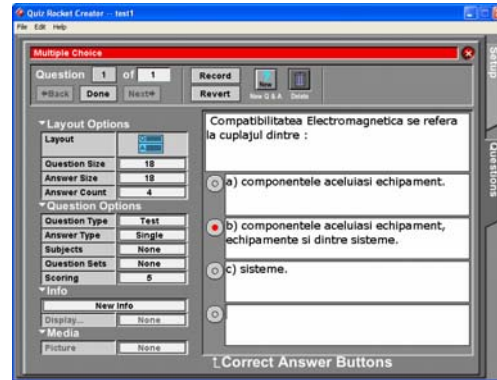


Fig. 10 Generarea unui test cu QuizRocket

www.mentergy.com, Unit-Exam.Com: www.unit-exam.com, Brainbech: www.brainbech.com, ExamsOnline.com: www.examsonline.com, etc.

Analizand aceste instrumente destinate generarii de teste și chestionare de evaluare a studentilor, cel mai eficient s-a dovedit a fi Macromedia Course Builder from Dreamweaver care ofera template-uri pentru generarea mai multor tipuri de teste/chestionare în format specific afisarii pe web.

5. Concluzii

Instrumentele prezentate în aceasta lucrare sunt instrumente dedicate creării de cursuri (course authoring) și aplicații web (web authoring) precum și a testelor pentru evaluarea studentilor în cadrul programelor de e-Learning.

În afara utilizării individuale a acestor instrumente dedicate creării de cursuri, aplicații web și respectiv a testelor de evaluare pentru e-Learning se pot folosi de asemenea combinații între aceste instrumente și altele auxiliare. Un exemplu concludent în acest sens este utilizarea produsului Macromedia Dreamweaver MX împreună cu Learning Suite și Course Builder. De asemenea se pot realiza selecții între celelalte instrumente menționate în capitolele anterioare, în funcție de caracteristicile fiecărui produs, de costul lui, de ușurința de implementare precum și de avantajele și dezavantajele menționate pentru fiecare produs.

Aspectele importante care trebuie luate în considerare de către autorii de cursuri eLearning sunt: tipul de fișiere care trebuie create și integrate în cursurile eLearning, posibilitatea de a include și edita obiecte grafice, multimedia, dinamice (Flash, etc), utilizarea elementelor specifice programării în JSP, ASP, PHP, includerea componentelor necesare pentru prelucrarea bazelor de date (MySQL, Access, etc.) , a testelor de evaluare, a programelor de comunicare (chat, email, forum, etc.).

Instrumentele prezentate în prezenta lucrare au fost testate pentru crearea unui curs de Compatibilitate Electromagnetică pentru e-Learning care include materiale didactice și teste pentru evaluarea studentilor la aceasta disciplina.

Referințe

- [1] William Horton, Katherine Horton, *E-Learning Tools and Technologies*, Ed. Wiley, 2003
- [2] Istrate, Olimpius, *Educația la distanță. Proiectarea materialelor*, Editura Agata, 2000
- [3] Horton, S., *Web teaching guide: A practical approach to creating course Web sites*, New Haven: Yale University Press, 2000
- [4] Draves, W. A., *Teaching online*, River Falls, WI: LERN Books, Learning Resource Network, 2000.
- [5] Lee, W. W., & Owens, D. *Multimedia-Based Instructional Design: Computer-Based Training, Web-Based Training, and Distance Learning*, Ed. Jossey-Bass, 2000

Computational Intelligence Methods applied in DC-DC Converter Control

Adriana FLORESCU, Constantin RADOI

*Universitatea "Politehnica" din București, Facultatea de Electronică, Telecomunicații și Tehnologie Informației, Spl. Independenței 313, 060042, București
adriana.florescu@home.ro, cradoi@vala.elia.pub.ro,*

Abstract. The paper compares two different computational intelligence methods used to design a duty-cycle compensation controller in order to linearize the nonlinear characteristics family of a Buck converter that supplies DC motors. Comparison reveals the advantages of combining neuro-fuzzy with evolutionary strategies computational intelligence methods. A collaborative combination is obtained, where the two methods are incorporated intimately to perform a common task. A discussion on real-time implementation is also taken under consideration.

1. Introduction

Neural networks, fuzzy logic and evolutionary computation (the last including genetic algorithms, evolution strategies and evolutionary programming) are now considered the building blocks of computational intelligence. Analyzing in theory and applications both their principal contributions and lacks, the general conclusion [1], [2], [3] is that the computational intelligence methods are complementary rather than competitive and it is frequently advantageous to employ them in combination.

The paper presents an application of neuro-fuzzy modeling improved with evolution strategies for a duty-cycle compensation controller. The linearization is needed in order to keep constant the motor speed both during continuous and discontinuous conduction mode.

2. Principles of Neuro-Fuzzy Modeling

The general algorithm for a fuzzy system designer can be synthesized as follows [4]:

I. Fuzzification: 1) normalize of the universes of discourses for the fuzzy input and output vectors; 2) choose heuristically the number and shape of the membership functions for the fuzzy input and output vectors; 3) calculate of the membership grades for every crisp value of the fuzzy inputs;

II. Fuzzy inference: 4) complete the rule base by heuristics from the viewpoint of practical system operation; 5) identify the valid (active) rules stored in the rule base; 6) calculate the membership grades contributed by each rule and the final membership grade of the inference, according to the chosen fuzzification method;

III. Defuzzification: 7) calculate the fuzzy output vector using an adequate defuzzification method; 8) simulation tests until desired parameters are obtained; 9) hardware implementation. As a modeling example, for a first-order Sugeno fuzzy inference system (Fig.1) which contains the following two rules:

Rule 1: If x is A_1 and y is B_1 then $f_1 = p_1x + q_1y + r_1$

Rule 2: If x is A_2 and y is B_2 then $f_2 = p_2x + q_2y + r_2$.

the functionally equivalent supervised neural network in Fig.1 that follows the general fuzzy design algorithm, has one input layer, three hidden layers and one output layer, whose significance are:

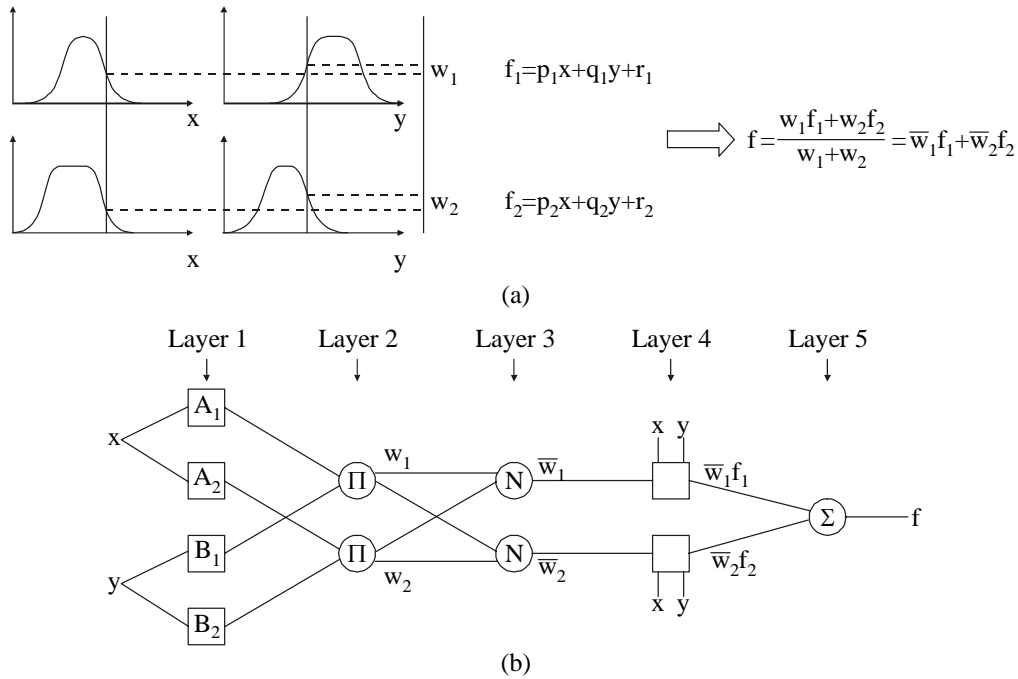


Fig.1. a) a two-input first-order Sugeno fuzzy model with two rules; b) functionally equivalent supervised neural network

Layer 1: Each adaptive node in this layer generates the membership grades the input vectors A_i , $i=1,2$. For instance, the node function of the i -th node may be a generalized bell membership function:

$$O_i^1 = \mu_{A_i}(x) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - c_i}{a_i} \right|^{2b_i}} \quad (1)$$

where O_i^j denotes the output of the i -th node in the j -th layer, x is the input to the node i , A_i are the input vectors associated with the i -th node and $\{a_i, b_i, c_i\}$ are their parameter set that changes the shapes of the membership function. Parameters in this layer are referred to as the *premise parameters*.

Layer 2: Each fixed node in this layer calculates the firing strength of a rule via multiplication. Each node output represents the firing strength of a rule:

$$O_i^2 = w_i = \mu_{A_i}(x) \cdot \mu_{B_i}(y), \quad i=1,2 \quad (2)$$

In fact, any other T-norm operators that perform fuzzy AND operation can be used as the node function in this layer.

Layer 3: Fixed node i in this layer calculate the ratio of the i -th rule's firing strength to the total of all firing strength:

$$O_i^3 = \bar{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2}, \quad i=1,2 \quad (3)$$

For convenience, outputs of this layer will be called *normalized firing strength*.

Layer 4: Adaptive node i in this layer compute the contribution of i -th rule toward the overall output, with the following node function:

$$O_i^4 = \bar{w}_i f_i = \bar{w}_i (p_i x + q_i y + r_i) \quad (4)$$

where \bar{w}_i is the output of layer 3, and $\{p_i, q_i, r_i\}$ is the parameter set. Parameters in this layer are referred to as the *consequent parameters*.

Layer 5: The single fixed node in this layer computes the overall output as the summation of contribution from each rule:

$$O_i^5 = \sum_i \bar{w}_i f_i = \frac{\sum_i w_i f_i}{\sum_i f_i} \tag{5}$$

The basic learning rule is the backpropagation gradient descent. The overall output f can be expressed as a linear combinations of the consequent parameters:

$$f = \bar{w}_1 f_1 + \bar{w}_2 f_2 = (\bar{w}_1 x) p_1 + (\bar{w}_1 y) q_1 + (\bar{w}_1) r_1 + (\bar{w}_2 x) p_2 + (\bar{w}_2 y) q_2 + (\bar{w}_2) r_2 \tag{6}$$

Based on equation (6), the hybrid learning algorithm combines the gradient descent and the least-squares method for an optimal parameter search.

3. Description of a Speed Control System for DC Motors

The overall speed control diagram for DC motors in Fig.2 is based upon the classical PI regulation speed control system e.g. it contains two inner basic loops: the external main speed control loop and the internal current control loop that provides fast transient response as well as limits the armature current of the DC motor [5]. In addition, for a high speed precision control system providing a faster transient response, the diagram in Fig.2 is completed with a compensation loop including a duty-cycle compensation controller that acts as a *speed preregulator*.

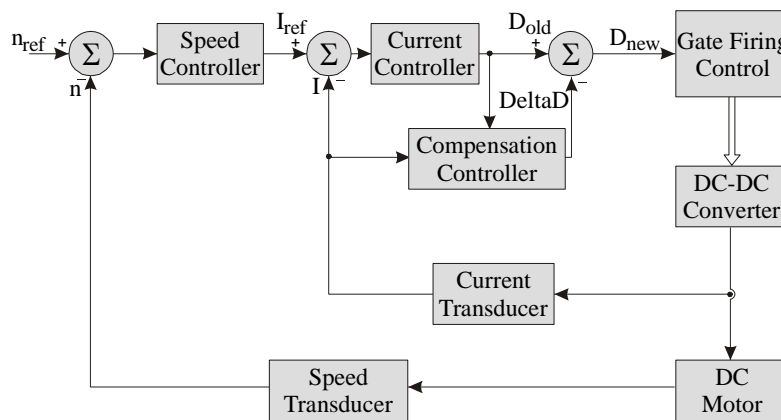


Fig.2. Overall speed control diagram for DC motor

This paper focuses only on the duty-cycle compensation controller whose role is to linearize the nonlinear external characteristics of the DC-DC converter.

For a DC-DC step-down (Buck) converter or a forward converter with the transformer ratio $n_2 / n_1 = 1$, which is functionally equivalent with a step-down converter in Fig.3, the normalized armature circuit equations for the conduction modes can be given as follows:

1) *continuous-conduction mode*: $N=D$ if $I_{2n} > I_{2n,B}$

where: $N = U_2 / U_1$ - equivalent transformer ratio of the DC-DC converter, (7)

$D = t_{on} / T$ - duty-cycle of the switch, (8)

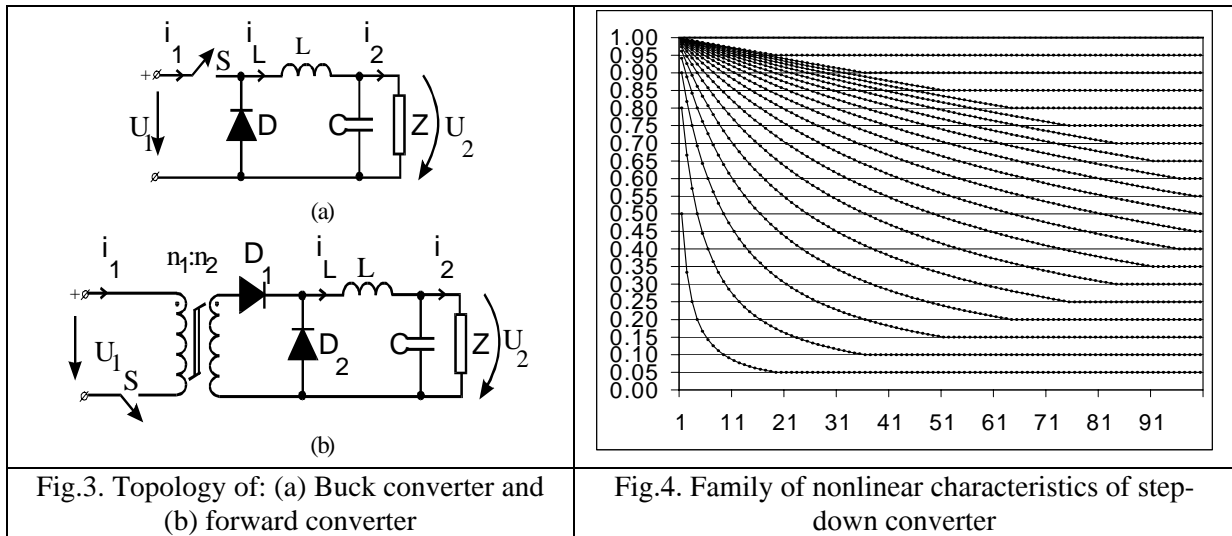
$f = 1 / T$ - the switching frequency (9)

2) boundary between continuous and discontinuous conduction mode: $N=D$ if $I_{2n} = I_{2n,B}$ where: $I_{2n,B} = I_{2B} / I_{2B,max} = 4D(1-D)$ (10) - normalized average load current in boundary, I_{2B} - average load current in boundary mode, $I_{2B,max} = U_1 / 8fL$ - maximum of I_{2B} (11).

3) discontinuous-conduction mode:

$$N = D^2 / \left(D^2 + \frac{1}{4} I_{2n} \right) \text{ if } I_{2n} < I_{2n,B} \quad (12)$$

where: I_2 - average load current, $I_{2n} = I_2 / I_{2B,max}$ - normalized average load current.



Based on the equations above, the family of nonlinear external characteristics of Buck converter $N = U_2 / U_1$ as a function of I_{2n} and with D as parameter in all modes of operation, for a constant U_1 , are plotted in Fig.4, for values of duty ratio D starting down with value 0 and ending up with value 1, with a step of 0.05. Fig.4 shows that during the discontinuous-conduction mode, while I_{2n} lowers, the motor speed is increasing because it is proportional with motor's power supply $U_2 = NU_1$ that is proportionally increasing, too. Among the number of methods suggested to linearize the converter external characteristics at discontinuous conduction mode, the look-up table method suggested by Ohmae et al. [4], [5] appears to be very attractive. It consists in generating an additional duty-cycle ΔD depending on D and I_{2n} that finally must be added to D (if current I_{2n} is increasing) or subtracted from D (if current I_{2n} is lowered).

4. Neuro-Fuzzy Design of The Duty-Cycle Controller

Based on the training data set, simulation program ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System) in MatLab language automatically generates a first-order Sugeno fuzzy type, using only 2 gbell MFs and 2 rules. Fuzzification of input space of I_{2n} with 2 gbell MFs is plotted in Fig.5. Neuro-fuzzy linearization of $N=f(I_{2n})$ for curve $D=0.5$ is plotted in Fig.6.

In order to compare different linearization methods presented in this paper, four quality indexes are defined:

1) *Root Mean Squared Error* defined by the sum of the squared difference between the actual fuzzy value and the desired value of output ΔD , for a given Number of Training Data (NTD) pairs taken from the data base:

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{NTD} (\Delta D_{fuzzy,i} - \Delta D_{desired,i})^2}{NTD}} \quad (7)$$

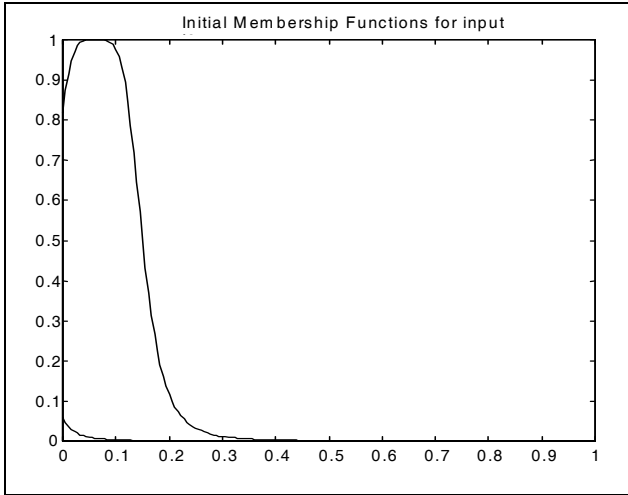


Fig.5. Fuzzification of input space of I_{2n} with 2 gbell MFs

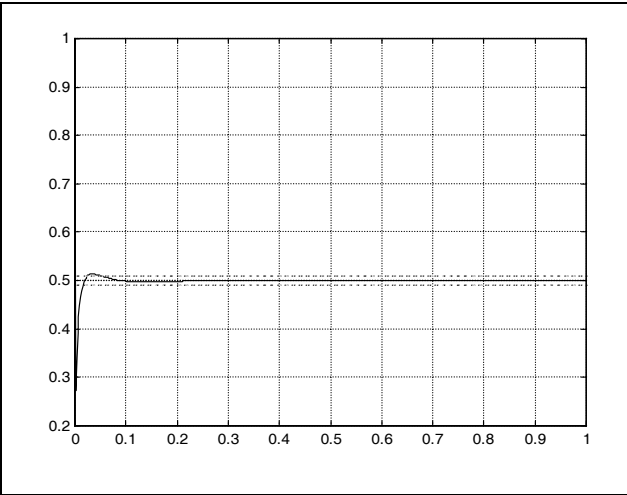


Fig.6. Neuro-fuzzy linearization of $N=f(I_{2n})$ for $D=0.5$

2) I_{2n} domain, starting from 0 to the value of I_{2n} where N has an error smaller than 2% around the $N_{desired}$ value:

$$|N_{fuzzy} - N_{desired}| \leq 2\% * N_{desired} \quad (8)$$

3) overshoot of N value, that shows the maximum difference per cent between the actual and the desired value:

$$\sigma[\%] = \frac{N_{desired} - \min N}{N_{desired}} * 100[\%] \quad (9)$$

4) damp out degree of value N , that represents the ratio between the second and the first $\min N$ in equation (9):

$$\delta[\%] = \frac{\sigma_2}{\sigma_1} * 100[\%] \quad (10)$$

ANFIS automatically trains its fuzzy model in 10 epochs. For better results, users can supplementary introduce more epochs or evolution strategies. Simulation results for 10000 supplementary training epochs show a continuous reduction of quality indexes RMSE with 5.2% and $\sigma[\%]$ with 15.9%, ending with a limitation during the last 3000 epochs, while I_{2n} absolute domain and $\delta[\%]$ have very small growths.

5. Evolution Strategies Improving Neuro-Fuzzy Design of The Duty-Cycle Controller

The descendent gradient method to minimize the error measure usually finds a local minimum, while evolutionary computation methods are especially well suited for solving difficult optimization problems because they are designed to find the global minimum. A solution to improve N linearization $D=0.5$ curve is to keep constant MFs number and tune them, using the same rule base. An optimization routine based on evolution strategies has been used, with the following characteristics:

- a population of one individual member

- one chromosome with 8 parameters (3 parameters of the 2 gbell input MFs and 2 parameters of singleton output MFS)
- 5% mutation probability
- 5% mutation variation around the actual I_{2n} and ΔD values

The above values have been chosen according to a uniform distribution.

The simulation results are given in table below for 10000 generations:

TABLE:
SIMULATION RESULTS AFTER 10000 GENERATIONS (STEP 1000)

Mutation Number	0	1000	2000	3000	4000	5000	10000
RMSE	8.9664	8.9418	8.9357	8.9334	8.9334	8.9334	8.9305
σ [%]	49.9009	48.8432	48.473	48.3676	48.3676	48.3676	48.0831
I_{2n} domain	0.0501	0.0521	0.0521	0.0521	0.0521	0.0521	0.0521
δ [%]	0.9666	0.9765	0.97841	0.9824	0.9824	0.9824	0.9898

Simulation results show a continuous reduction of quality indexes RMSE and σ [%], while I_{2n} absolute domain and δ [%] have small growths. If the number of mutations is continuously increasing, the results are better.

Similar qualitative results were obtained for curves $D=0.1$ to $D=0.9$, step 0.1.

6. Conclusions

The paper presents an application of neuro-fuzzy or/and evolution strategies design of duty-cycle compensation controller used in a high precision speed control system for DC motors. Using evolution strategies together with neuro-fuzzy theory, linearization of the nonlinear external characteristics family of a step-down (Buck) or forward DC converter that supplies a DC motor was achieved with a very good precision. A discussion on real-time implementation is important:

- simple fuzzy controllers based on triangular MFs shapes have been already hardware implemented
- for neuro-fuzzy controllers based on gbell MFs there are possibilities of automatic safe design and real-time control, using microcontrollers or DSP
- evolution strategies can't be applied but in design and not in real-time control, being long time consumers.

A better technology to handle fast big amount of data for real-time computation needed in control systems will develop this exciting domain of computational intelligence.

References

- [1] J-S. R. Jang, C-T.Sun, E. Mizutani, "Neuro-Fuzzy and Soft Computing", PTR Prentice Hall, 1997.
- [2] O. Kaynak, L.A. Zadeh, B. Turksen, I.J. Rudes, "Computational Intelligence: Soft Computing and Fuzzy Neuro Integration with Applications", 1998.
- [3] Y. Dote, R.G. Hoft, "Intelligent Control", Oxford University Press Inc., New York, USA, 1998.
- [4] A.Florescu, C.Radoi, "Heuristic Linearization of External Characteristics of DC-DC Converters using Fuzzy Control", ISIE'99, v.1, pp. 274-279, Slovenia, 1999.
- [5] T. Ohmae, T. Matsuda, N. Azusawa,- K.Kamiyama and T. Konishi, "A Microprocessor Controlled Fast Response Speed Regulator with Dual Mode Current Loop for DCM Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.1A-16, pp.388-394, May/June 1980

SOME ASPECTS CONCERNING INTERNET-BASED RESEARCH, EDUCATION AND TRAINING IN MEASUREMENTS, INSTRUMENTATION AND TEST MANAGEMENT

MONICA-ANCA CHITA

*University of Pitesti, Faculty of Electronics and Electromechanical, Electronics and Computers Science
Department, Street Targul din Vale, No.1, 110040, Pitesti, Romania; E-mail: monica@electra.upit.ro
and chita_monica@yahoo.com*

Abstract. The paper presents some aspects concerning the modern tools for Internet-based research, education and training in measurements, instrumentation and test management and the modern tools of knowledge management to bridge the gap between traditional measurement theory and actual demands in technical and non-technical systems.

1 Introduction

Traditional measurement theory is treated as an “exact” science, but that is valid only, when measurement is a comparison of physical measurement quantities with metrological standards.

Advanced measurement practices can be understood as “empirical”. Considerable advances of technological, biological, medical, economical and social sciences have been accompanied by measurements as comparisons of measurement objects with particular, objective virtual or subjective virtual standards.

Measurement, instrumentation and test management is the planning and realisation of skilful mental efforts and natural and/or artificial actions to solve measurement, instrumentation and test situation, being in fact the missing link between traditional measurement theory and advanced measurement, instrumentation and test practices. Measurement, instrumentation and test management is a methodical key for further development of measurement science and technology as well as education and training.

2 The traditional role of measurement science

Influenced by the impressive informational success of measurements with artificial technical sensors most theoretical, methodical and practical efforts in science and technology are focussed on material measurements.

Thus the overestimation of material measurements with artificial technical sensors and the seeming simplicity of sensual measurements with natural biological sensors hide the methodical complexity of measurements. The methodical competence necessary in measurements is underestimated.

Influenced by the impressive economical success of product and process measurements in trade and industry especially in the epoch of the industrial revolution since the middle of the 19th century bulk applications of measuring means has been focused on trade and industry. The overestimation of product and process measurements in the industrial era has fostered a physical science oriented management of measurement procedures. These measurements in most cases can be characterised by the application of single sensors, measurement means with big sensitivities for measurement quantities, small sensitivities for disturbing quantities and rigid mathematical functionality's between measurement quantities and measurement values. The measurement methods are methodical classified by:

- measurement quantities (length, time, mass measurements, etc.);
- power supplies of the auxiliary energies (mechanical, electrical, optical measurements, etc.);
- fields of applications (product, process, plant, environmental measurements, etc.).

Unifying methodical aspects obviously have been too complex or too inconvenient.

Influenced by the impressive governmental success of legal metrology since the 1st General Conference of Weights and Measures in 1889 measurement is focussed on physical quantities. Physical measurements have the intellectual myth, that they are linked with truth and justice. Metrological institutions assume that things are right which can be traced to a standard that is right by itself. Chemical measurements yet at dawn for an internationally structured metrological system [1]. Sensual measurements yet outside the methodical framework of metrology.

Influenced by the impressive scientific success of Lord Kelvin (1824-1927) in physical sciences his wordings about measurement are ranking on the level of natural laws. Lord Kelvin postulated: “I often say that when you can measure what you are speaking about, and express it in numbers, you know something about it; but when you cannot measure it, when you cannot express it in numbers, your knowledge is of a meagre and unsatisfactory kind. It may be the beginning of knowledge, but you have scarcely, in your thoughts, advance to the stage of science, whatever the matter may be”.

In many publications dealing with measurement Lord Kelvin is cited but the beginnings of his wordings are neglected. They run as follows: “In physical science a first essential step in the direction of learning any subject is to find principles of numerical reckoning and methods for practicably measuring some quality connected with it.”

The expressed standpoints concerning measurement and metrology have been very successful and therefore right for the industrial era with its dominant productivity factors matter and energy processing as well as product and process management. At dawn of the post industrial era with the new productivity factors information and man as well as knowledge management and experience it is recommended to look for revised standpoints concerning measurement and metrology.

3 Internet-based measurement research and education

Influenced by the increasing power of microcomputers and the decreasing costs for processors and equipment the shift from centralised local data management to distribute global knowledge management is at dawn. The unification and standardisation of operation systems and application software under the influence of Microsoft is obvious. The capability, willingness and economy for automation of technical and non-technical processes are quick expanding, some examples being the following:

- vision and image processing with LabVIEW and interchangeable virtual instrumentation to over-come the costs and limits of traditional proprietary hardware and software solutions and to enjoy the convenience of graphical intuitive programming;
- wireless measurements to overcome the costs of wire, the confusion of numerous busses as Foundation Fieldbus HSE, Profibus-DP, ControlNet, P-Net, Interbus-S, SwiftNet, WorldFIP and IEC 61158 TS, to come back to Internet protocols TCP/IP and Ethernet and to enjoy the convenience of wireless measurement data transfer via special circuits and handies with bluetooth-enabled devices for world-wide communication;
- Internet measurements and Cyberlab as new paradigms in distance measurement and testing as well as distance teaching and learning.

All these developments make a visible change in society by creating new jobs, cleaner environment, safer and energy-efficient products and services and a more exciting and easier life. But new sensors are the critical component that determine the feasibility of new measurement

information systems for automation in different fields, many new applications being driven by more convenience for the user at work or at home.

Influenced by the impressive success of quality movements in the second half of the 20th century the revised version ISO 9000:2000 is at dawn. Its aims are to give users the opportunity to add value to their activities and to improve their performance continually by focussing at major processes within the organisations. The value of information for organisations and for individuals will change fundamentally. In measurement and information technology main interest will shift from instrumental high lights to the profitable content of measurement information.

The new demands for measurements are:

- measurement of customer satisfaction;
- measurement for continual improvement;
- measurement extended to systems, processes, products and services;
- analysis of collected data on the performance of the quality management system.

Thus in the figure 1 is presented the optimisation triangle for quality control, productivity and profit, meaning of abbreviations in figure being: MM - measurement, instrumentation and test management; PM - project management; QM - quality management.

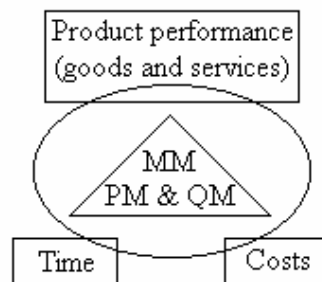


Figure 1: Optimisation triangle for quality control, productivity and profit.

Influenced by the impressive success of metrological institutions for the uniformity and correctness of measurements in the world a strong confidence in the results of measurements is proverbial. Globalisation of trade and industry at the beginning of the 21st century and new possibilities of digital nervous systems DNS increase the demands to measurement and metrology management.

The new demands to measurement and metrology for trade and industry are [2]:

- one measurement to achieve world-wide acceptance;
- one product - one world-wide regulation;
- one product - one world-wide written standard;
- one product - one world-wide accreditation;
- one-stop measurement based on world-wide traceability.

The prepositions for the introduction of global metrological systems are good due to the long-standing successful co-operation of metrologists in the BIPM (International Bureau for Weights and Measures), CIPM (International Committee for Weights and Measures), OIML (International Organisation for Legal Metrology), IMEKO (International Measurement Confederation), NIST (National Institute of Standards and Technology, USA) and PTB (Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Germany).

Measurement related questions and disputes that handicap the globalisation of trade and industry may solve by the new international database of measurement comparisons.

4 Unsolved problems in measurement and instrumentation

Influenced by global networking the brainpower of knowledge workers will be concentrated, amplified and supplemented by information acquisition and processing machines.

To be ahead, one must focus on the meaning (semantics) and aims (pragmatics) of information acquisition and processing and not on technology only that collects it. Bottlenecks in the beginning of the information era are:

1. Improvement of technological solutions in the field of human-like multiple sensor system and methodical incorporation of man with his knowledge and emotional intelligence into the management of measurement, instrumentation and testing, as it can see in the table 1. The understanding of measurement and instrumentation is strongly influenced by traditional experiences in metrology like the mind power of authorities such as Lord Kelvin, the convincing power of success stories like development of physical measurements for trade and industry, the structural power of organisations like OIML and BIPM and the governmental power of national metrological institutions like NIST and PTB.

Table 1. Information acquisition and processing capabilities of human.

The human capabilities	The measure order
Nose	10 million receptors (sensors)
Eyes	100 million receptors (sensors)
Ears	10 thousand receptors (sensors)
Mouth	10 million receptors (sensors)
Skin	1 million receptors (sensors)
Nerves	10 million strings
Brain	10 billion bit/s unconscious information transfer 100 bit/s conscious information processing

2. Quicker growth of inexpensive reliable micro-technology and Internet-compatible sensors in the overall sensor market which is expanding from 1995 through 2005 from 16 to 28 billion US \$.

Measurement information acquisition is based on natural (biological) and/or artificial (technological) identification processes. Identification processes are sensual (biological) and/or sensory (technological) procedures.

Thus in the figure 2 is presented the classification of measurement standards and scales and their performances.

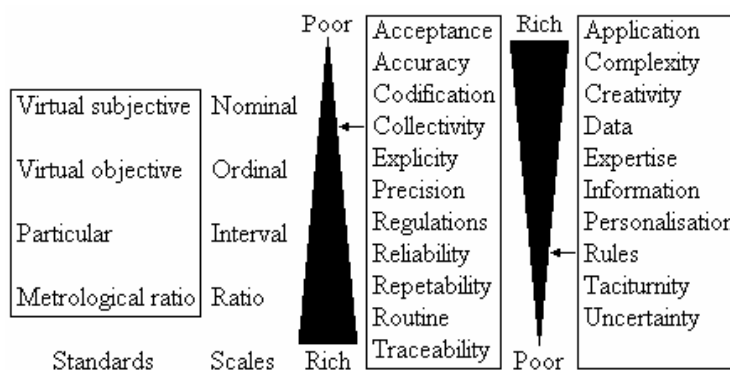


Figure 2: Classification of measurement standards and scales and their performances.

The unbalanced concentration on metrological standards and ratio scales as well as the meaning and conceptual interpretation of numbers [4] must be revised.

5 Conclusions

The understanding of measurement and instrumentation is strongly influenced by traditional experiences in metrology like the mind power of authorities such as Lord Kelvin, the convincing power of success stories like development of physical measurements for trade and industry, the structural power of organisations like OIML and BIPM and the governmental power of national metrological institutions like NIST and PTB.

To put recent developments together with reliable facts and approved experiences in measurement, instrumentation and testing less than one methodical roof the new discipline measurement, instrumentation and test management must be developed. Fundamental support in knowledge management can be expected from products for Internet-based research, education and training like:

- information search;
- investigation and reporting;
- documentation and retrieval;
- information translation from and to foreign languages;
- teaching and learning.

The current definition: “Measurements are executions of planned actions for a quantitative comparison of a measurement quantity with a unit” [DIN 1319:1995] is too simple to solve complex measurement tasks.

As a new working definition “Measurement is the comparison of a measurement object with a measurement standard” can be recommended.

Measurement, instrumentation and test management is yet a missing link in measurement theory and practice as well as management theory and practice.

References

- [1] P. Taylor. Quality of environmental chemical measurements, *Proceedings of the IMEKO XV World Congress*, Osaka, 13-18 June 1999, IMEKO & SICE, Japan, 1999, pp. 25-29.
- [2] D. Hofman. New strategies challenges for education and training in measurement and instrumentation, *Proceedings of the IMEKO XV World Congress*, Osaka, 13-18 June 1999, IMEKO & SICE, Japan, 1999, pp. 67-72.
- [3] M. Kochsiek, A. Odin. Metrology at dawn - a new challenge, *Proceedings of the 44 Internet Wissenschaft Kolloquium*, Ilmenau, 20-23 September 1999, TU Ilmenau, Germany, 1999, pp. 37-42.
- [4] C. Eschenbach, M. Zählangaben. *Maßangaben. Bedeutung und konzeptuale interpretation von numeralia* (Numbers Measures. Meaning and conceptual interpretation of numbers), Wiesbaden, Deutscher Universitätsverlag GmbH, Germany, 1995.

STEADY STATE ANALYSIS IMPLEMENTATION USING SPECTRE RF SENSITIVITY COMPUTATION

Alexandru Gheorghe, Florin Constantinescu
Department of Electrical Engineering
Politehnica University Bucharest Romania

Abstract. A new shooting method using Newton-Raphson iterations is implemented in SPECTRE RF in order to show how the DC SENS analysis may be used for time domain sensitivity computation. The analysis of a track and hold circuit illustrates the proposed method.

1. INTRODUCTION

The time domain computation of the periodic steady state in a nonlinear circuit can be very costly as CPU time amount if at least one of the following conditions is satisfied:

- The maximum local time constant τ_{\max} is much greater than the excitation period
- The sweeping of an excitation period requires a huge number of samples, due to the wide banal excitation spectrum

Both cases can be encountered in RF circuit simulation. The brute force method of the SPICE family programs (the integration of circuit equations until all transients decay) is obviously not a solution to this problem because a time interval of about $5\tau_{\max}$ is swept in this case. Some methods for the fast finding of the periodic steady state via time domain analysis have been developed. Using these methods the brute force time interval $5\tau_{\max}$ can be shortened several times using the same sample number per excitation period. To this end the PSS (periodic steady state) analysis of SPECTRE RF uses shooting with Newton-Raphson [1]. Another way to follow in order to overcome the above mentioned difficulties is to sweep a smaller number of samples per excitation period. The envelope following methods [1,2] are representative for this approach. The ENVLP analysis of SPECTRE RF implements a sample envelope method [1] for the transient analysis only.

Our research is directed to the implementation of a new envelope following method which can be used for the fast steady state computation. Unlike other shooting methods, the shooting with Newton-Raphson computes the new starting values close to those corresponding to the steady state after sweeping of each excitation period. To this end the derivatives of the independent state variable values at the end of the excitation period in respect to the same values at the beginning of the excitation period are necessary. The actual implementation of ENVLP doesn't allow the computation of these sensitivities.

This paper shows how the DC SENS analysis of the nonlinear circuit companion mode can be used to this end. To show how these sensitivities can be used, a new implementation of the shooting with Newton-Raphson is developed.

2. METHOD

A DC SENS analysis with options "sensop" and "sensdc" saves the sensitivity of a specified circuit variable with respect to all circuit variables. These values can be read in a file which is

created after each analysis. In the case of a parametric analysis a sensitivity file is created for each parameter value. In order to work with all circuit parameters, a user defined companion model must be

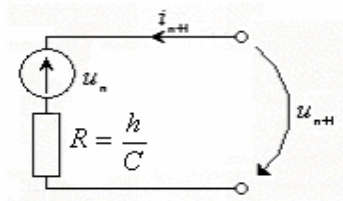


Fig.1 Linear capacitor companion model

built, as for example the linear capacitor model corresponding to the backward Euler method (Fig.1).

A shooting method for the fast computation of the steady state is implemented in SPECTRE RF in order to illustrate how the sensitivity values can be used.

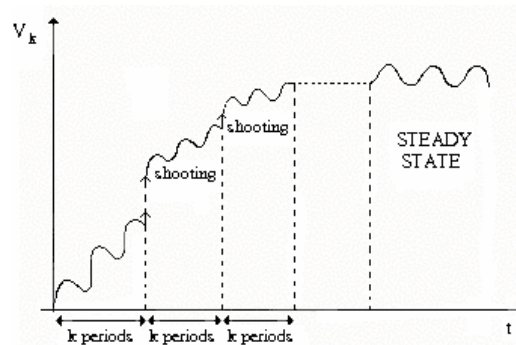


Fig. 2 Shooting

Shooting is fast finding of the state variable values at the beginning of the excitation period which correspond to the steady state. After the sweeping of some excitation period with a numerical method, the above mentioned values are predicted. The next sweeping starts with these predicted values (Fig.2).

Shooting with Newton-Raphson uses this method to solve the nonlinear equation

$f(v) = v(0) - \Phi(v(0), T) = 0$ where the state variable values at the beginning of the excitation period are stored in $v(0)$, $\Phi(v(0), T)$ are the state variable values at the end of the excitation period, and Φ is the state transition function. This equation represents the periodicity condition for all state variables. The Newton-Raphson iterations are $v(0)^{j+1} = v(0)^j - J^{-1}(v(0)^j) f(v(0)^j)$ where each entry of the Jacobean $J(v(0)^j)$ is built as a sensitivity product $\frac{\partial v_k(0)}{\partial v_j(0)} = \frac{\partial v_k(h)}{\partial v_j(0)} \frac{\partial v_k(2h)}{\partial v_j(h)} \dots \frac{\partial v_k(nh)}{\partial v_j((n-1)h)}$ where $v_k(\bullet)$ and $v_j(\bullet)$ are components of $v(\bullet)$ and their arguments are time values from 0 to the excitation period T and h is the time step.

A two tone excitation with the carrier frequency f_c and the modulation frequency f_m is taken into account. The transient analysis is implemented a a double parametric DC analysis: sweeping of the carrier period is realized by the first parameter variation while sweeping of the modulation period is achieved by the second parameter variation. At each parameter value the companion model sources are updated.

Starting from $v_c = 0.15V$ 3 Newton-Raphson iterations are necessary to obtain the response in Fig.4 corresponding to a periodicity error of 10^{-5} .

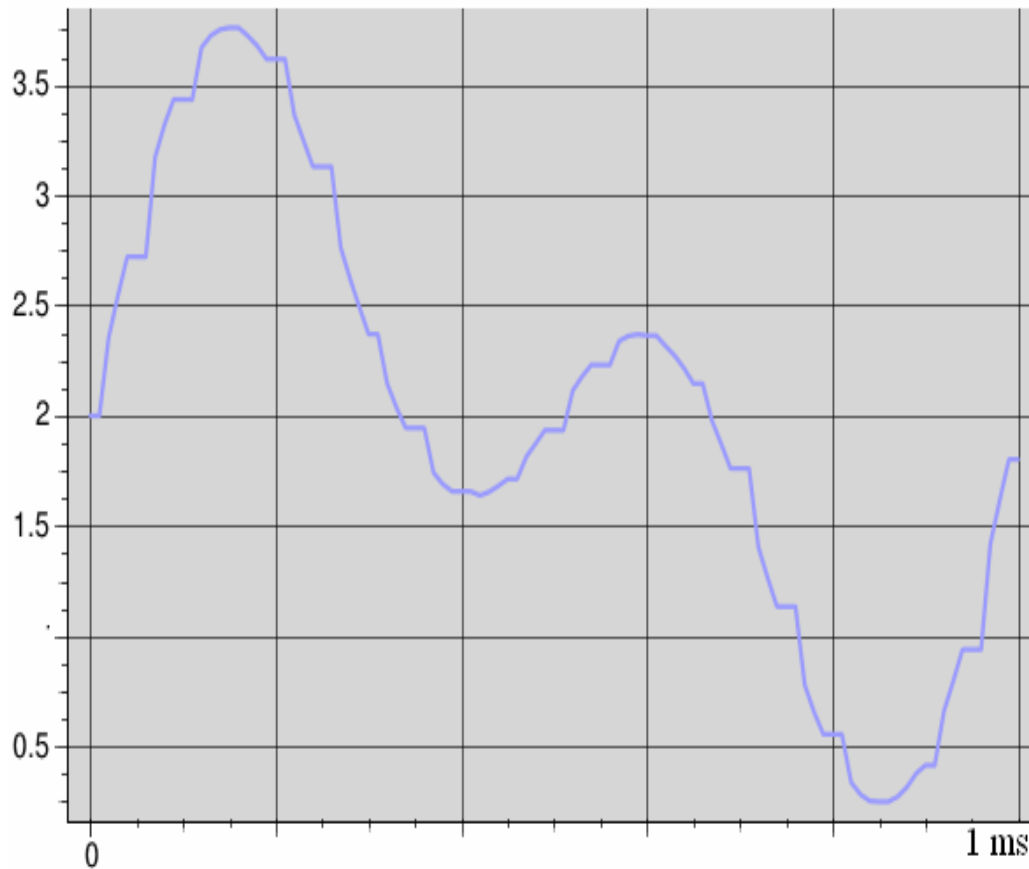


Fig. 4 Periodic response $v_c(t)$

The SKILL procedure is:

```

procedure( shooting()

J = 1.0
start=0
stop=100
step=1
eps=1
Vnou=2.0
t1 = getCurrentTime()
simulator('spectre)
design( "netlist" )
option( 'reltol 1e-9 'iabstol 1e-6 'gmin 1e-6 )
desVar("t" 0)

while( ( eps>1e-6)
    printf("V_nou=%g\n", Vnou)
    nodeset("out" Vnou)

```



```

analysis( 'dc ?saveOppoint t )
analysis( 'sens
    ?sensType      '((sensop "dcOp") (sensdc "dc"))
    ?analyses_list '(dc)
    ?output_list   '(out)
)
param=paramAnalysis("t" ?start start ?stop stop ?step step)
inPort = outfile( "date.txt" )
paramRun('param)

for( i start stop
    d=concat("t=" i)
    result=strcat("/root/Teste/hdl/" d "/psf")
    printf("result=%s\n", result)
    openResults(result)
    getResult(?result 'dcOpSens)
    selectResult( "dcOpSens" )
    Val = getData("sens1")
    senz = Val->"out,Vin:dc"
    if( senz != 0 then J = J*senz printf("J=%g\n", J) )
    getResult(?result 'dcOp)
    selectResult( "dcOp" )
    Vout = getData("out")

    if( i == start then Vstart=Vout printf("Vstart=%g\n", Vstart)
    else if( i == stop then Vstop=Vout printf("Vstop=%g\n", Vstop) ) )

    printf("Vout=%g\n", Vout)
    fprintf( inPort "%.6f\n" Vout )
)
Vnou=Vnou-1/(1-J)*(Vstop - Vstart)
printf("Vnou=%g\n", Vnou)
eps = abs( Vstop-Vstart ) printf("eps=%g\n", eps)
)

close( inPort )
t2 = getCurrentTime()
tt = compareTime( t2 t1 )
printf("in ram = %d\n", tt)
)

```

CONCLUSIONS

SPECTRE RF sensitivity computation has been used to compute the derivatives of the independent state variable values at the end of the excitation period in respect to the same values at the beginning of the excitation period. A shooting method with Newton-Raphon has been implemented using the Jacobian computed in terms of these sensitivities.

To obtain an efficient implementation, the modification of the code in order to eliminate useless and time consuming file savings is necessary.

References

- [1] K. Kundert, Introduction to RF simulation and its application, IEEE Journal of Solid-State Circuits, *vol. 34, no. 9, September 1999.*
- [2] A. Brambilla, P. Maffezzoni, Envelope following method for compute steady state solutions of electrical circuits, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Part I, vol 50, nr. 3 (March 2003) pp. 407 – 417.
- [3] K. Kundert, Simulating SC filters with SPECTRE RF, <http://www.designers-guide.com>.

E-LEARNING TOOL & REMOTE EXPERIMENT ON ELECTRICAL CIRCUITS

Gheorghe SCUTARU, Florin SANDU, Mihai CERNAT

*"Transilvania" University Brasov, Faculty of Electrical Engineering and Computer Science
Bld. Eroilor nr. 29, RO-500036 Braşov, Romania
scutaru@unitbv.ro, sandu@unitbv.ro, cernat@leda.unitbv.ro*

Abstract. The paper proposes an innovative approach of the teaching method using a virtual & remote laboratory. The e-learning product consists of two parts: theoretical part and the remote experiment.

1 Introduction

The e-learning tool presented in this paper has been accomplished in the Leonardo da Vinci pilot project Virtual-Electro-Lab. The goal of the project consisted of developing a complex training system in electrical domain that includes the correlation of the courses, seminars / workshops and testing systems with the virtual & remote experiment elements. The accomplished software-tool set is destined to the teachers that perform didactical activities in electrical domain and it meets a fundamental didactical need: the lack of an intuitive support from practical life that guides the deep understanding. The software-tool set is divided in three packages: Package 1, in electrical domain: "Properties and characteristics of the materials used in the electrical domain"; "Simulation and computing of electrical circuits", presented in this paper; "The electrical transformer and the induction machine". Package 2, in electronic domain: "Measurements of electronic devices and circuits"; "Measurement & automated test systems"; "Home appliance systems (DOMOTICS) and peripheral components". Package 3, in automation domain: "Simulation of the electric drives"; "Designing and simulating of the control systems used in electrical processes"; "Web-oriented applications on databases used in electrical domain". Each software tool is enhanced by applications performed in a virtual & remote laboratory. All products are available at the address: <http://vlab.unitbv.ro/velab/>.

2 General description of the software tools

All the software products produced in the frame of the project meet the following requirements:

- Using specific interactivity of educational software to obtain a customization of the teaching / learning process.
- Using software facilities to organize contents in a systematic and interactive way.
- Using demonstration and simulation.
- Using remote experiment.
- Continuing evaluation by self-assessment tasks / tests included in the software.
- Multiple complexity levels of contents are provided, for each software tool, in order to allow a flexible and open access.

All the software products have the same structure, which consists of four parts:

- The user's guide explains the user interface, the navigation buttons and other controls and the color code
- The course description gives a short presentation in which the objectives, the structure and the target group are presented.
- The overview gives short explanations on each module-course chapter.

- The content allows the access to the module-course content. Each chapter includes the theoretical part and a number of tests that can be solved in sequential way or randomly. All products are produced using the dedicated software ToolBook Instructor 8.



Fig. 1. The User's guide



Fig. 2. The course description



Fig. 3. The overview



Fig. 4. Electrical circuits module course content.

3 “Electrical circuits” module course content

The “Electrical circuits” module course contains a number of seven chapters referring to the linear and non linear circuits, DC and AC circuit and the transient regime. The chapters’ objectives are described below:

Chapter 1 BASIC NOTIONS ON DC CIRCUITS

Chapter’s objectives: Giving the definition and units for current, voltage and electric power; Explaining the Ohm’s law and giving the definition and units for resistivity, resistance, conductivity and conductance; Explaining the use of the lumped parameter models; Explaining the Joule’s law and the power dissipation; Explaining the electrical charge conservation’s law; Explaining the working mode of a voltage source with and without load. Chapter’s configuration: number of pages: 87, number of figures: 25, number of animations: 8, number of tests: 33, languages: Romanian and English.

Chapter 2 DC LINEAR CIRCUITS

Chapter’s objectives: Explaining the current-voltage curves for ideal sources and resistors; Explaining the Kirchhoff’s laws; Defining the properties of series and parallel connections; Analyzing of a series or a parallel circuit consisting of sources and resistors; Calculating the equivalent resistance of a two-terminal network of series and/or parallel resistors; Using the

voltage- and current-divider relations; Explaining the duality principle; Explaining the working mode of a real source. Chapter's configuration: number of pages: 81, number of figures: 55, number of animations: 10, number of tests: 31, languages: Romanian and English.

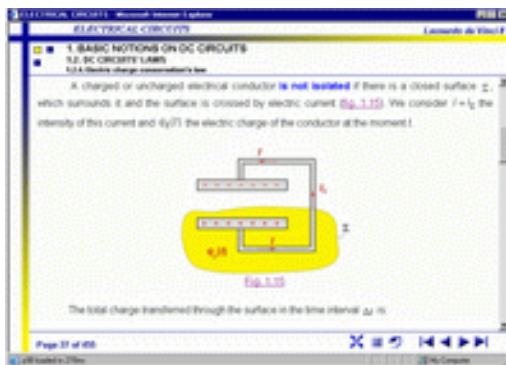


Fig. 5. Page example from the Chapter 1

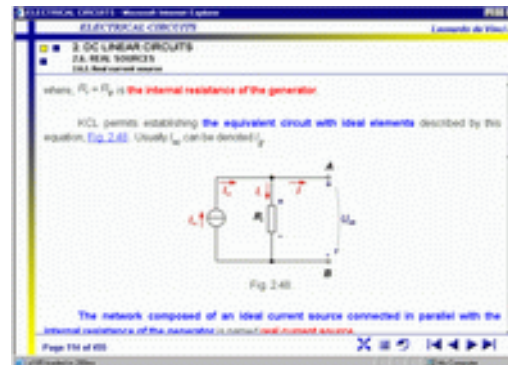


Fig. 6. Page example from the Chapter 2

Chapter 3 DC LINEAR CIRCUITS – SYSTEMATIC ANALYSE

Chapter's objectives: Presenting the basic notions on graphs; explaining the applying of the Kirchhoff's laws; presenting the methods for DC circuits analysis; superposition method; mesh analysis method; Node analysis method; delta –wye transformation method; presenting the theorems of DC circuits; Thévenin's and Norton's theorems; Maximum power transfer theorem; Power conservation theorem; Chapter's configuration: number of pages: 87, number of figures: 78, number of animations: 5, number of tests: 29, languages: Romanian and English.

Chapter 4 NON-LINEAR DC CIRCUITS

The chapter explains how: to define and classify the non-linear elements; to define the concept of static resistance; to define the concept of dynamic resistance; to apply the Kirchhoff's laws for non-linear circuits; to solve the case of small slow variations; to solve some particular cases of non-linear circuits. Chapter's configuration: number of pages: 36, number of figures: 18, number of tests: 12, languages: Romanian and English.

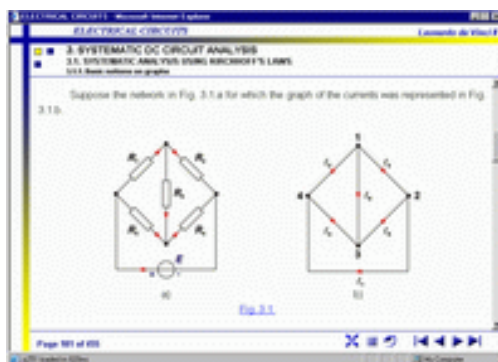


Fig. 7. Page example from the Chapter 3

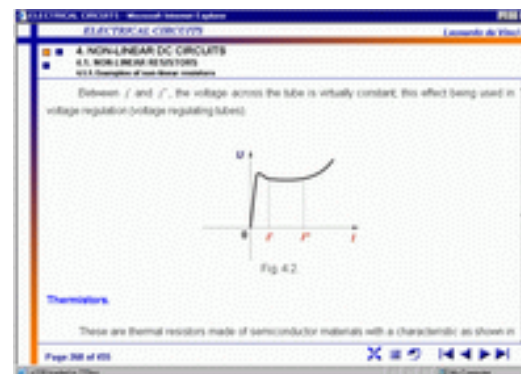


Fig. 8. Page example from the Chapter 4

Chapter 5 AC CIRCUITS

Chapter's objectives: characterize the sinusoidal AC circuit elements; know the representation of sinusoidal AC quantities using complex numbers; characterize the two – terminal circuit using

complex quantities; analyze the operation of passive elements in sinusoidal AC circuits; calculation of sinusoidal AC networks; solve some concrete cases of sinusoidal AC networks;
 Chapter's configuration: number of pages: 71, number of figures: 18, number of animations: 3, number of tests: 25, languages: Romanian and English.

Chapter 6 TRANSIENT STATE REGIME OF ELECTRICAL CIRCUITS

The chapter explains: how to apply Kirchhoff's laws to electrical circuits; how to establish the initial conditions in order to find the transient state solutions; how to define the steady-state and free components; know the behavior of a R-L series circuit when connected to a constant source; know the behavior of a R-C series circuit when connected to a constant source; know the behavior of a R-L-C series circuit when connected to a constant source. Chapter's configuration: number of pages: 39, number of figures: 8, number of tests: 16, languages: Romanian and English.

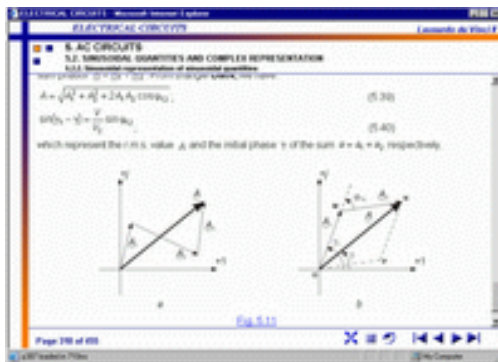


Fig. 9. Page example from the Chapter 5

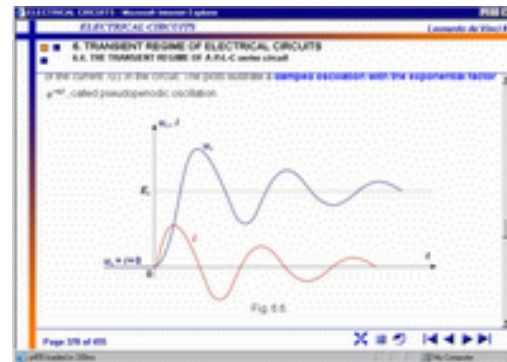


Fig. 10. Page example from the Chapter 6

Chapter 7 LAPLACE TRANSFORMS

The chapter explains: how to define the operational methods; how to define the original function; how to define the image function (Laplace transform); know and apply correspondence of operations through the Laplace transform; know and apply the inversion methods; know and apply transient state circuit analysis using the Laplace transform. Chapter's configuration: number of pages: 44, number of tests: 16, languages: Romanian and English.

Course's configuration: number of pages: 455, number of figures: 202, number of animations: 26, number of tests: 162, languages: Romanian and English. Number of titles included in bibliography: 26.

4 "Electrical circuits" experiment: Virtual & Remote Measurement of Controlled Sources

Experiment configuration:

- Client: Web Browser - html pages and Flash movies for stimuli submission and results display
- Server: Web Server - ACPI Multiprocessor PC - MS Windows 2000 – IIS; PHP4 used to pass stimuli from the client to the server.
- Workbench Server - Pentium PC with NI-AT MIO 16E10 acquisition board and Relay Bench controlled via Centronics Parallel Port; MS Windows 2000; NI LabView used to process stimuli, to perform the measurement and to create different formats of results ; PSpice used for circuit simulation;
- Workbench – the schematics for the Remote Real Measurement as displayed on the webpage:

The Remote Virtual Measurement is accesible online via a "hyperschematic" where the user can directly change parameters. Output is computed by PSpice simulation and includes biaspoint values of continous node voltages and Gain vs Frequency plots. Students can check – e.g. in case of

VCVS with values of fig. 20.a – the inband value $(1 + R2 / R1) = 20$ dB, the value of approx. 100 kHz for the upper 3dB frequency, on the -20 dB/decade slope, the second pole (datasheet value, independent of the particular feedback) of approx. 5 MHz and the change of slope to -40 dB/decade.

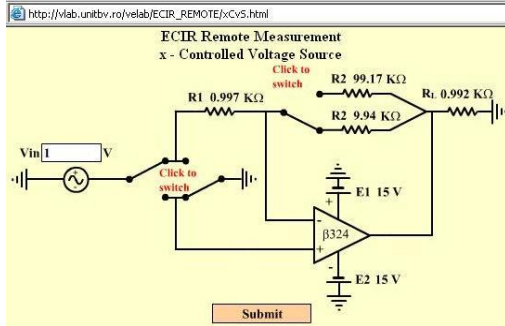


Fig. 11. Current-Controlled Voltage Source (CCVS)

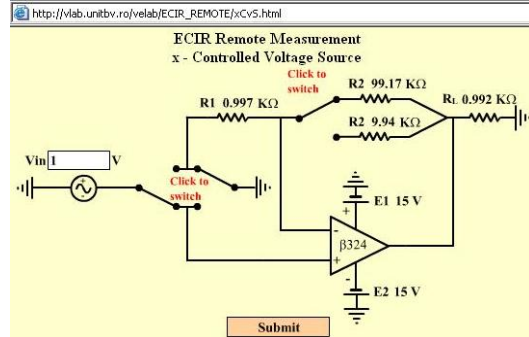


Fig. 12. Voltage-Controlled Voltage Source (VCVS)

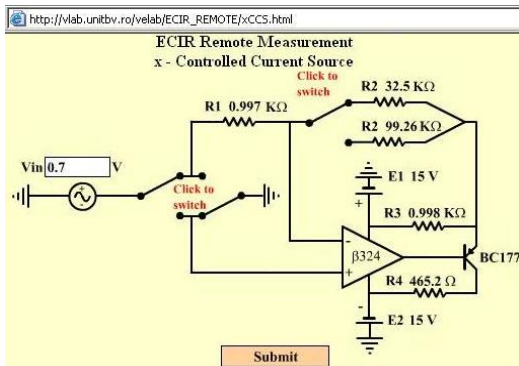


Fig. 13. Current-Controlled Current Source (CCCS)

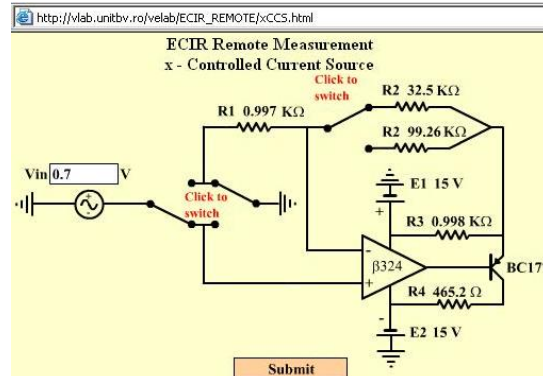


Fig. 14. Voltage-Controlled Current Source (VCCS)

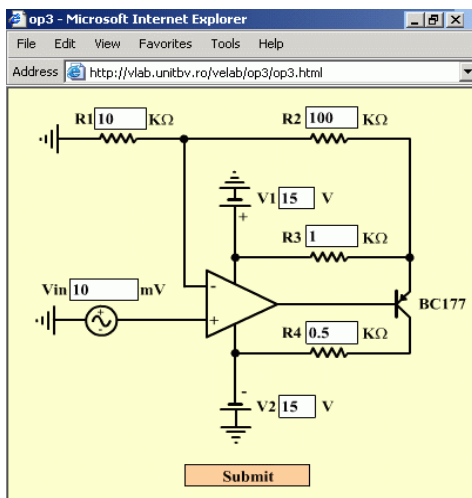


Fig. 15. "Hyperschematic" of VCCS

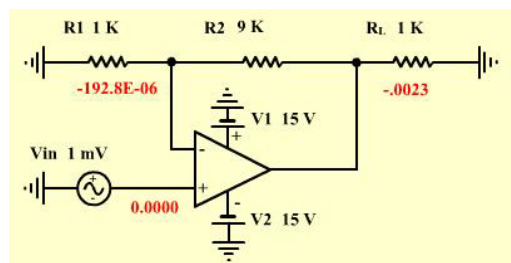


Fig. 16.a. VCVS – Schematic with a particular set of values

The cuasiopen loop gain plot (fig. 16.c) obtained with largest value of $R2/R1$ ratio and extremely small V_{in} that keeps the signal between the limits of the power supplies can serve as reference for finite gains $(1 + R2 / R1)$ (the openloop gain is actually of approx. 106 dB, with the first pole at approx. 5Hz). Student can trace auxiliary lines that enable the check of the increase of 3dB upper frequency exactly as many times the gain decrease.

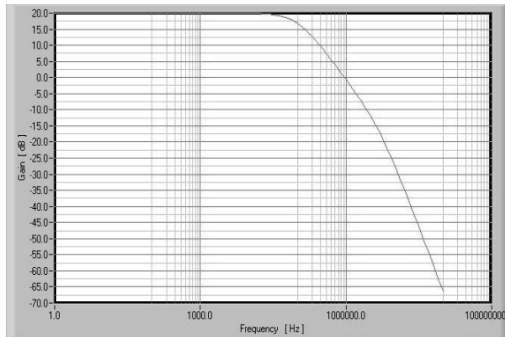


Fig. 16.b. VCVS - Gain plot (for values in fig. 20.a)

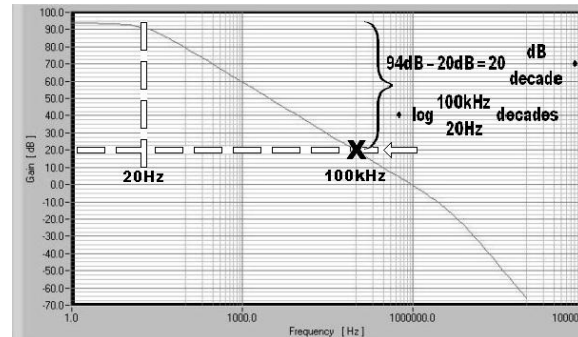


Fig. 16.c - VCVS cuasiopen loop gain as reference for auxiliary graphical construction

5 Conclusion

The presented e-learning tool allows:

- improving the training by:
 - Increasing the weight of the methods specific to the open & distance learning.
 - Using the tools generated within the project.
- reducing the financial effort of the educational units through the access to the virtual & remote experimenting resources of the created system; exploitation costs of virtual laboratories are low and their periodically upgrade allows a great dynamic evolution and reconfiguration of educational resources with minimal financial efforts.
- facilitating the access to education (tutoring, information and experiment), of a wider range of potential users who want to learn from their school, firm or home, in their free or work time (during reconversion periods).
- modifying the decision making regarding investment in educational resources, that wouldn't be massive and concentrated in expensive stand-alone configurations, but distributed and flexible facilities and capabilities, with accent on interfacing and communication.

References

- [1.] Scutaru, G., Rodrigues, L., Raes, P., Sorea, D. – Didactical software tools on Electrical Circuits and Electrical Machines, ICINCO 2004, Setubal, Portugal, pp. 12-19.
- [2.] Sandu, F., Scutaru, G., Cucerzan, I., Iolu, D. – Virtual remote measurement of controlled sources, ICINCO 2004, Setubal, Portugal, pp. 44-51.

Acknowledgments - The presented e-learning tool has been accomplished in the frame of the Leonardo da Vinci pilot project “Virtual-Electro-Lab”, supported by the European Union.

CU PRIVIRE LA ANALIZA CIRCUITELOR INTEGRATE DE RADIOFRECVENȚĂ

Florin ENACHE, Gheorghe GAVRILĂ

Academia Tehnică Militară, B-dul George Coșbuc 81-83, 75275, București; florinenache@mta.ro, gravila_g@mta.ro

Florin CONSTANTINESCU

Universitatea "Politehnica" din București, Spl. Independenței 313, 060042, București

Abstract. Un sistem de comunicații mobile conține două categorii de circuite integrate și anume: cele care lucrează în domeniul frecvențelor radio, respectiv în banda de bază. Simularea circuitelor integrate de radiofrecvență necesită produse software capabile să rezolve următoarele probleme: a) determinarea răspunsului periodic și a regimului tranzitoriu, dacă excitațiile conțin componente de frecvențe de ordine de mărime mult diferite; b) obținerea unor rezultate numerice într-o gamă foarte largă de valori. Datorită acestor probleme există dificultăți legate de simularea lor cu ajutorul metodelor analiză implementate în simulatoarele tradiționale (SPICE). Prin urmare, s-au dezvoltat noi algoritmi bazați pe metoda balanței armonice și pe metode de tip shooting, capabili să asigure o simulare rapidă și precisă a lor. Lucrarea prezintă un studiu comparativ privind eficiența determinării răspunsului periodic cu ajutorul metodei urmăririi înfășurătoarei, comparativ cu analiza tranzitorie clasică, pentru un mixer cu diodă.

1 Introducere

Domeniul ingineriei sistemelor de radiofrecvență și microunde cunoaște în prezent o transformare radicală. Retrospectiv, apariția domeniului a fost determinată de aplicații necesitând un grad de performanță dus la extrem, fără a ține seamă de cost sau de posibilitatea producerii la scară industrială. Aceste sisteme au fost pentru prima dată utilizate în aplicațiile militare unde performanțele la aproape orice cost puteau fi justificate. Transformarea actuală a domeniului implică o deplasare de la aplicațiile din domeniul militar la aplicațiile din sectorul comercial, pentru care costurile de producție interesează, dorindu-se obținerea unui cost minim pentru sisteme cu performanțe acceptabile.

Realizarea unor prototipuri de circuite integrate de RF numai pe baza măsurătorilor experimentale este costisitoare. Acest aspect a condus la apariția și dezvoltarea unor metode de analiză și simulare, cât mai precise, necesare pentru determinarea parametrilor de performanță a acestor circuite încă din faza de proiectare. Nu de puține ori, testul de validare a proiectării corecte a unui astfel de circuit se realizează doar prin simulare.

2 Analiza circuitelor de radiofrecvență

2.1 Caracteristici speciale ale circuitelor de radiofrecvență

Circuitele de RF au câteva caracteristici speciale care fac inefficientă aplicarea metodelor de simulare tradiționale. În ultimul deceniu s-au dezvoltat o serie de algoritmi pentru a depăși dificultățile de simulare generate de aceste caracteristici [3], [4], [5], [6].

O primă caracteristică este aceea că aceste circuite prelucrează semnale modulate de bandă îngustă, pentru simularea cărora este necesar ca pașii de timp la care se face integrarea numerică trebuie să fie mici (datorită frecvenței mari a purtătoarei), iar durata simulării să fie mare (datorită frecvenței joase a modulatorului).

O altă caracteristică a acestora este aceea că semnalele de bandă îngustă aplicate la intrarea unui circuit neliniar determină apariția la ieșire a unui semnal de bandă largă a cărui spectru conține benzi de frecvențe centrate pe armonicele purtătoarei. Dacă semnalul modulator este periodic sau cuasiperiodic, spectrul este discret și se folosesc metode de determinare a răspunsului periodic. În celelalte cazuri spectrul fiind continuu se impune analiza tranzitorie.

Anumite circuite de RF, ca de exemplu mixerele, realizează translația semnalelor de la o frecvență la alta, prin amestecarea semnalului dorit cu un semnal periodic de nivel mare de la un oscilator local OL, care este independent de semnalul de informație (modulatoarea) și poate fi considerat parte a circuitului, mai degrabă decât intrare a lui. Prin urmare, mixerul poate fi privit ca un circuit cu o singură intrare, care are o caracteristică de transfer liniară variabilă periodic în timp. Cum semnalul util aplicat la intrare este suficient de mic, dacă circuitul se linearizează în jurul punctului de funcționare care nu este fix, soluția circuitului se poate determina printr-o analiză de semnal mic. De altfel toate analizele de semnal mic pot fi extinse în această manieră de la circuitele cu caracteristici de transfer invariabile în timp la cele cu caracteristici de transfer variabile periodic în timp [7]

2.2 Principalele tipuri de analize pentru circuitele de radiofrecvență

Principalele tipuri de analize utilizate pentru circuitele de RF sunt:

- *Analiza periodică și cuasiperiodică:* permite obținerea punctului de funcționare care variază periodic sau cuasiperiodic.
- *Analiza la semnal mic,* permite studiul circuitului în jurul unui punct de funcționare care variază periodic sau cuasiperiodic.
- *Analiza tranzitorie cu urmărirea înfășurătoarei,* combină algoritmul tradițional al analizei tranzitorii cu un algoritm modificat al analizei periodice

3 Metoda urmării înfășurătoarei

Urmărirea înfășurătoarei se aplică la analiza circuitelor care prelucrează semnale modulate la care modulatoarea este mai mult decât o simplă sinusoidă sau o combinație de sinusoidă. Eficiența ei provine din „sărirea” perioadelor de simulare (fig.1).

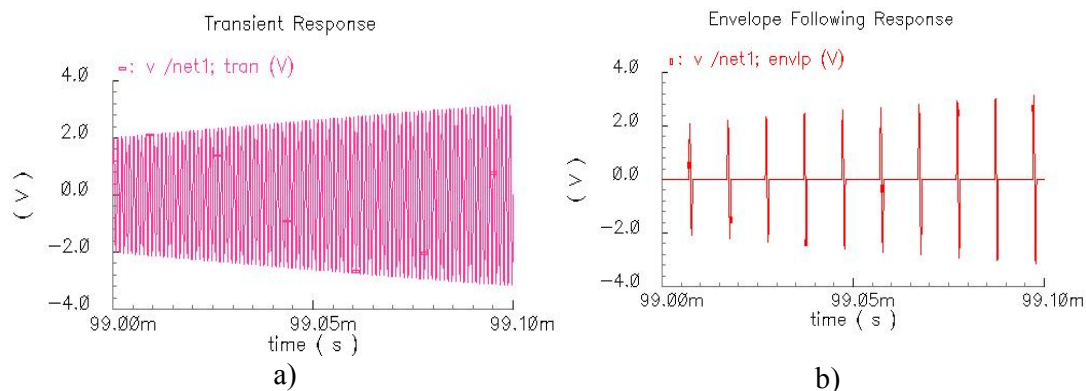


Fig 1: Răspunsul unui circuit: a) cu analiza tranzitorie b) cu metoda urmării înfășurătoarei

Fie ecuația de stare:

$$\frac{dy(t)}{dt} = f(y, t) \quad (1)$$

unde $y(t): \mathfrak{R}^1 \rightarrow \mathfrak{R}^N$ și $f(y, t): \mathfrak{R}^{N+1} \rightarrow \mathfrak{R}^N$, care modelează un circuit neautonom cu excitație periodică de perioadă T , ce are un răspuns periodic unic de aceeași perioadă. Excitațiile se consideră cuprinse în funcția $f(\cdot, t)$.

Funcția de tranziție de la valorile $y(t)$ la valorile $y(t+T)$ este dată de:

$$y(t+T) = \Phi(y(t), t) = y(t) + \int_{\tau=t}^{\tau=t+T} f(y(\tau), \tau) d\tau \quad (2)$$

Se presupune că, plecând de la o stare inițială dată, se integrează ecuația de stare pe o perioadă T de la $t = mT$ la $t = (m+1)T$ și se notează $y_m = y(mT)$, $y_{m+1} = y((m+1)T)$. Se urmărește estimarea valorii $y_n = y(nT)$ la un moment ulterior, plasat după efectuarea unui salt H (adică la $t_n = t_{m+1} + H$) care este un multiplu întreg al perioadei T . Se notează $y_n = y(t_n)$, $y_{n+1} = y(t_n + T)$ și se consideră estimarea prin utilizarea metodei Euler implicită (BE). Rezultă:

$$y_n = y_m + H \left. \frac{dy}{dt} \right|_{t=t_n} \quad y_n = y_m + \frac{H}{T} (y_{n+1} - y_n) \quad (BE) \quad (3)$$

Calculul lui y_{n+1} plecând de la un y_n dat necesită integrarea numerică a ecuației de stare pe o perioadă T (de la t_n la t_{n+1}). Se folosește o schemă predictor-corrector pentru rezolvarea următoarei ecuații algebrice:

$$\Gamma^{BE}(y_n) = y_n - \Phi(y_n, t_n) + \frac{T}{H} (y_n - y_m) = 0 \quad (BE) \quad (4)$$

O alegere bună a predictorului înseamnă mai puține iterații Newton-Raphson pentru rezolvarea acestei ecuații algebrice.

Dezvoltând în serie Taylor $\Phi(y_n, t)$ și păstrând numai termenul de ordinul I rezultă:

$$\Phi(y_n, t) = \Phi(y_m, t) + \left. \frac{d\Phi}{dy} \right|_{y=y_m} (y_n - y_m) \quad (5)$$

unde $d\Phi/dy|_{y=y_m}$ este matricea sensibilităților cu dimensiunea $N \times N$ ($N =$ numărul variabilelor de stare independente). Introducând această expresie în ecuația algebrică pentru BE (4) rezultă valoarea predictorului:

$$y_n^p = \left[\left(1 + \frac{T}{H} \right) I - \left. \frac{d\Phi}{dy} \right|_{y=y_m} \right]^{-1} \left[y_{m+1} + \left(\frac{T}{H} I - \left. \frac{d\Phi}{dy} \right|_{y=y_m} \right) y_m \right], \quad (6)$$

unde I este matricea unitate de dimensiune $N \times N$, iar $d\Phi/dy|_{y=y_m}$ este matricea sensibilităților lui y_{m+1} în raport cu y_m .

Algoritmul de analiza cu BE are următorii pași:

1. Se face integrarea numerică a ecuațiilor pe perioada $[t_m, t_{m+1}]$ calculând matricea sensibilităților lui y_{m+1} în raport cu y_m (fiecare sensibilitate este produsul sensibilităților de aceeași natură calculate la fiecare pas de timp).

2. Se determină y_n^p .
3. Se calculează y_n^1 cu metoda Newton – Raphson:

$$y_n^1 = y_n^p - \left[\left(1 + \frac{T}{H} \right) I - \frac{d\Phi}{dy} \Big|_{y=y_n} \right]^{-1} \left[y_n^p - \Phi(y_n^p, t_m) + \frac{T}{H} (y_n^p - y_m) \right]. \quad (7)$$

4. Pentru a calcula sensibilitățile lui y_{n+1} în raport cu y_n trebuie integrată ecuația de stare de la y_n la y_{n+1} . În [2] se propune oprirea procesului iterativ după prima iterație. Se calculează o estimare a erorii de trunchiere efectuate cu ocazia saltului realizat cu BE:

$$L_n = \frac{[y_n - (1+p)y_{m+1} + py_m]}{2(p+1)}(p-1), \quad (8)$$

unde $h = pT$ este pasul de integrare numerică a ecuației de stare.

5. Dacă eroarea de trunchiere este mai mică decât o limită impusă, saltul H se consideră corect ales și se trece la următorul salt. Dacă eroarea de trunchiere depășește această limită se reduce H la $H/2$ și se reia iterația Newton-Raphson. Eroarea impusă ε se calculează având în vedere o eroare relativă maximă asupra valorii y_n și o eroare absolută maximă α^A a lui y_n : $\varepsilon = (\alpha^R y_n^1 + \alpha^A)$.

4 Rezultatele simulărilor

Circuitul analizat este un mixer cu diodă a cărei schemă este prezentată dată în fig. 4, valorile parametrilor caracteristici ai elementelor de circuit fiind: $L=1$ mH, $C=2,53$ nF, $R=50$ Ω , $R_g=50$ Ω . Dioda are următorii parametri: curentul de saturație $I_s=1$ nA, potențialul de deschidere a joncțiunii diodei $V_j=0.6$ V, rezistența diodei la conducția în direct $R_d=0,1$ m Ω și este modelată printr-un element rezistiv liniar pe porțiuni (figura 5). Semnalul de RF este sinusoidal de amplitudine 0,1 V având frecvența $f_{RF}=100,01$ MHz, iar semnalul de la oscilatorul local este tot sinusoidal de amplitudine 1 V având frecvența $f_{OL}=100$ MHz.

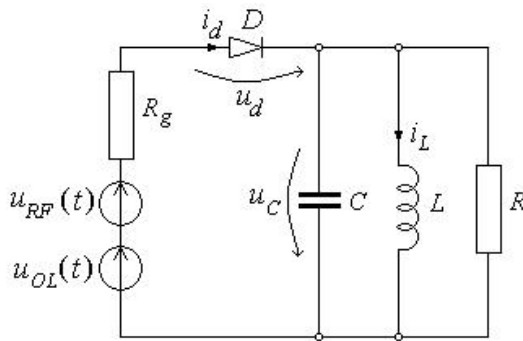


Fig 4: Circuitul test.

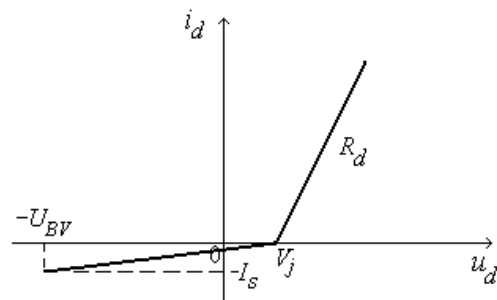


Fig 5: Caracteristica liniarizată a diodei.

Pentru acest circuit ecuațiile de stare sub forma normală sunt:

$$\begin{cases} \frac{du_C}{dt} = -\frac{R_g + R}{RR_g C} u_C - \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{R_g C} \hat{u}_d(i_L, u_C) + \frac{1}{R_g C} (U_o + u_{OL} + u_{RF}) \\ \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} u_C \end{cases} \quad (9)$$

unde u_C și i_L sunt variabilele de stare ale circuitului.

Programele pentru metoda "forței brute" și metoda urmării înfășurătoarei au fost scrise în limbajul SCILAB.

Pentru studiul comparativ al celor două metode "forța brută" și "urmărirea înfășurătoarei" s-au ales următoarele condiții de testare: pentru condițiile inițiale: $(u_C(0), i_L(0)) = [(0, 0), (100, 100)]$ A; pentru pașii rețelei uniforme: $(m, n) = [(50, 50), (100, 100)]$; pentru eroarea impusă s-au impus două valori $\varepsilon = 10^{-3}$, respectiv $\varepsilon = 10^{-6}$.

Rezultatele obținute sunt cuprinse în tabelul 1 de mai jos, NS este numărul de salturi necesar pentru determinarea răspunsului periodic permanent, iar TC este timpul de calcul necesar pentru găsirea soluției, exprimat în secunde. Unde metodele nu converg s-a trecut caracterul asterix.

Tabelul 1. Rezultatele simulărilor

(u_C, i_L)	ε	(m, n)	"forța brută"	"urmărirea înfășurătoarei"		"urmărirea înfășurătoarei cu extrapolare exponențială"	
			$t[s]$	NS	$t[s]$	NS	$t[s]$
(0,0)	10^{-3}	(50,50)	244	1	11	2	14
		(100,100)	357	1	43	2	51
	10^{-6}	(50,50)	321	1	11	3	21
		(100,100)	449	1	43	3	77
(100,100)	10^{-3}	(50,50)	305	*	*	*	*
		(100,100)	426	*	*	*	*
	10^{-6}	(50,50)	379	2	30	*	*
		(100,100)	517	2	117	*	*

5 Concluzii

- Metoda urmării înfășurătoarei este o metodă de analiză în domeniul timp care se bazează pe metodele de tip shooting.
- Dacă forma înfășurătorii se modifică lent în privința la perioadei purtătoare, atunci această analiză este mult mai rapidă decât analiză tranzitorie tradițională.
- Se constată că în cazul în care condițiile inițiale sunt depărtate de răspunsul circuitului metoda urmării înfășurătoarei converge doar pentru precizia mai mare, iar metoda urmării înfășurătoarei cu extrapolare exponențială nu converge în nici o situație.
- Pentru mixerele cu tranzistoare, datorită complexității schemelor echivalente de semnal mare ale tranzistoarelor, problema analizei este mai complicată.

Referințe

- [1] K. S. Kundert. A User's Guide to Envelope Following Analysis, *www.designers-guide.com*.
- [2] A. Brambilla and P. Maffezzoni Envelope-Following Method to Compute Steady-State Solutions of Electrical Circuits, In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, march 2003, part I, vol. 50, no. 3, p. 407 – 417.
- [3] K. S. Kundert. Introduction to RF Simulation and its Application, *www.designers-guide.com*.
- [4] K. S. Kundert. Simulation Methods for RF Integrated Circuits, In: *Proc. ICCAD'97*, San Jose, California, USA, november 9-13, 1997, p. 752-765.
- [5] K. Mayaram, D. C. Lee, S. Moinian, D.A. Rich and J. Roychowdhury. Computer-Aided Circuit Analysis Tools for RFIC Simulation: Algorithms, Features, and Limitations, In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Analog and Digital Signal Processing*, april 2000, vol. 47, no. 4, p. 274-286.
- [6] A. Dunlop, A. Demir, P. Feldmann, S. Kapur, D. Long, R. Melville and J. Roychowdhury. Tools and methodology for RF IC design, In: *Proc. IEEE DAC*, San Francisco, USA, june 1998, p. 414–419.
- [7] R. Telichevesky, K. S. Kundert and J. White. Receiver characterization using periodic small-signal analysis, In: *Proceedings of the IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, may 1996.
- [8] F. Enache, Gh. Gavrilă and F. Constantinescu. The efficiency analysis of the methods for fast determination of the periodic steady state in nonlinear dynamic circuits, In: *Proceeding of 3rd international conference on electrical and power engineering EPE 2004*, Iasi, october 7-8, 2004, p. 545-550.
- [9] F. Enache, Gh. Gavrilă and F. Constantinescu. Time domain and frequency domain steady state computation of nonlinear circuits. In: *Proc. of SNET'04*, Bucharest, Romania, october 22-23, 2004.

Load Flow Control in Power Systems Using SSSC and UPFC Devices

Constantin BULAC Mircea EREMIA Ion TRIȘTIU Lucian TOMA Andreea ERBAȘU
University POLITEHNICA of Bucharest
Department of Electrical Power Engineering

Abstract: The electric power industry is currently undergoing an unprecedented worldwide reform. The deregulation of electricity supply industry has introduced new opportunity for competition to reduce the cost and cut the price. It is a tremendous challenge for utilities to maintain an economical and reliable supply in such an environment. New technologies have been developed for best operating the system in a competitive environment. The FACTS technology makes it possible to use circuit reactance, voltage magnitude and angle as controls to redistribute line flow and regulate nodal voltages.

1. Introduction

As the energy market is becoming increasingly free, and there are more and more open access power systems, load flow and congestions management is becoming of more importance as well. Under these circumstances, the paper proposes the implementation of SSSC (Synchronous Static Series Compensator), and UPFC (Unified Power Flow Controller), which are the most efficient FACTS devices in this kind of applications.

The first part presents the steady-state models of the two devices and their implementation in the PFAC (Power Flow Analysis and Control) software, developed in Visual C++, using the OOP technology and the Newton-Raphson method.

In the second part, this program has been used on the 220kV - 400kV network of the Romanian Power Grid (SEN). Thus, starting from a base case (a steady-state power flow), we have examined 5 other operating modes that could appear in the current operation. Besides, for each new case, we have considered a few incidents that should lead to congestions related to nodal power release and, respectively, power supply for a deficient part of the system.

The results obtained by using the SSSC and UPFC devices, which function as real “electronically controlled locks”, prove the fact that we can redistribute power flow in order to eliminate congestions, thus keeping SEN in function in normal parameters.

In conclusion one may say that using the latest generation FACTS devices such as SSSC and UPFC is a viable alternative to load flow and congestions management in electric power systems and to increasing reliability and flexibility.

2. Steady-state models of SSSC and UPFC

Since the concept of FACTS was introduced [1], a family of electronic equipment has emerged for controlling and optimizing the flow of electric power in power transmission lines. The last generation of these equipments makes use of large rating gate turn-off thyristors (GTOs) in high power converter configurations that can be controlled to behave as three-phase sinusoidal voltage sources. These electronic *generators* are operated synchronously with the transmission line and may be connected either in parallel, producing controllable shunt reactive current for voltage regulation, or in series with line, for controlling the flow of power directly [2].

The models used in this paper assume pulse width modulation – PWM control techniques for converters. In these conditions, during steady-state operations, when the fundamental frequency components under balanced operating conditions are concerned, the converter is modeled as a controllable voltage source [3] [4].

2.1. SSSC Steady-state model

The Static Synchronous Series Compensator – SSSC is a solid-state voltage source converter – VSI that injects a voltage in series with a transmission line via a transformer (Figure 1). To do this, a source of energy is needed to provide the DC voltage across the capacitor C and to supply the losses of VSI. In principle, by means of SSSC controller the injected voltage could be controlled in magnitude and phase if sufficient energy is provided. Hence, an SSSC is capable of interchanging both active and reactive power with the power system [2], [3].

The steady-state equivalent circuit of SSSC (Figure 2) consists of an ideal voltage source U_s representing the fundamental Fourier series component of the switched voltage waveforms at the alternative current terminal. The source impedance included in the model represents the positive sequence leakage inductance and resistance of coupling transformer.

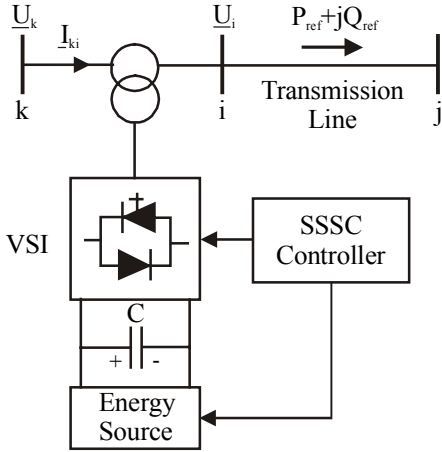


Fig. 1. Block diagram of a SSSC device

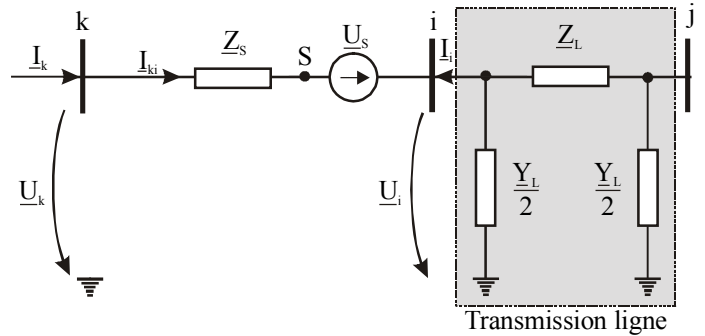


Fig.2. Steady-state model of SSSC

The general transfer admittance matrix for the SSSC is obtained by applying Kirchhoff current and voltage laws to the dipole $k i$ shown in Fig.2 and is given by:

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_k \\ \underline{I}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{kk} & \underline{Y}_{ki} & \underline{Y}_{kS} \\ \underline{Y}_{ik} & \underline{Y}_{ii} & \underline{Y}_{iS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_k \\ \underline{U}_i \\ \underline{U}_S \end{bmatrix} \quad (1)$$

where: $\underline{Y}_{kk} = \underline{Y}_{ii} = \underline{Y}_{iS} = \underline{y}_s$, $\underline{Y}_{ki} = \underline{Y}_{ik} = \underline{Y}_{kS} = -\underline{y}_s$ and $\underline{y}_s = G_s + jB_s = 1/\underline{Z}_s$ (2)

Hence, the active and reactive power equations are:

- at node k :

$$\begin{aligned} P_{k,SSSC} &= G_{kk} U_k^2 + U_k U_i [G_{ki} \cos(\theta_k - \theta_i) + B_{ki} \sin(\theta_k - \theta_i)] + U_k U_s [G_{kS} \cos(\theta_k - \theta_s) + B_{kS} \sin(\theta_k - \theta_s)] \\ Q_{k,SSSC} &= -B_{kk} U_k^2 + U_k U_i [G_{ki} \sin(\theta_k - \theta_i) - B_{ki} \cos(\theta_k - \theta_i)] + U_k U_s [G_{kS} \sin(\theta_k - \theta_s) - B_{kS} \cos(\theta_k - \theta_s)] \end{aligned} \quad (3)$$

- at node i :

$$\begin{aligned} P_{i,SSSC} &= G_{ii} U_i^2 + U_i U_k [G_{ik} \cos(\theta_i - \theta_k) + B_{ik} \sin(\theta_i - \theta_k)] + U_i U_s [G_{iS} \cos(\theta_i - \theta_s) + B_{iS} \sin(\theta_i - \theta_s)] \\ Q_{i,SSSC} &= -B_{ii} U_i^2 + U_i U_k [G_{ik} \sin(\theta_i - \theta_k) - B_{ik} \cos(\theta_i - \theta_k)] + U_i U_s [G_{iS} \sin(\theta_i - \theta_s) - B_{iS} \cos(\theta_i - \theta_s)] \end{aligned} \quad (4)$$

2.2. UPFC Steady-state model

The Unified Power Flow Controller is the most versatile and complex power electronic equipment that has emerged for the control and optimization of power flow and voltage in electric power transmission systems. It consists of two back-to-back, self-commutated, voltage source converters, sharing a shunt capacitor on the DC side [2]. One converter is coupled to the AC system via a shunt transformer and the other is coupled to the AC system via a series transformer (Figure. 3). The series converter is controlled to inject a synchronous voltage in series with the transmission line. In the process of doing this, the series

converter will exchange real and reactive power with the line. The series inverter electronically provides the reactive power and the real power is transmitted to the DC terminals. The shunt inverter is operated in such a way as to demand this DC terminal power (positive or negative) from the line, thereby regulating the voltage of the DC bus. The net real power absorbed from the line by the UPFC is thus equal to the losses of the two converters and their transformers. Assuming a free loss converter operation, the UPFC neither absorbs nor injects active power with respect to the AC system. Hence, the active power supplied to the shunt converter P_D , must satisfy the active power demanded by the series converter, P_S . [4][5][7].

The equivalent circuit consists of two ideal voltage sources U_S and U_D representing the fundamental Fourier series component of the switched voltage waveforms at the AC converter terminals (Figure 4). The source impedances included in the model represent the positive sequence leakage inductances and resistances of the coupling UPFC transformers.

Although the UPFC has many possible operating modes, we will consider that the shunt converter will be operated in automatic voltage control – AVC mode and the series converter will be in automatic power flow control – APFC mode [6]. In these modes the shunt converter reactive current is automatically regulated to maintain the transmission line voltage at the point of connection (bus k) to a reference value, while the series injected voltage is determined automatically and continuously by a vector control system to ensure that the desired active and reactive powers are maintained despite system changes.

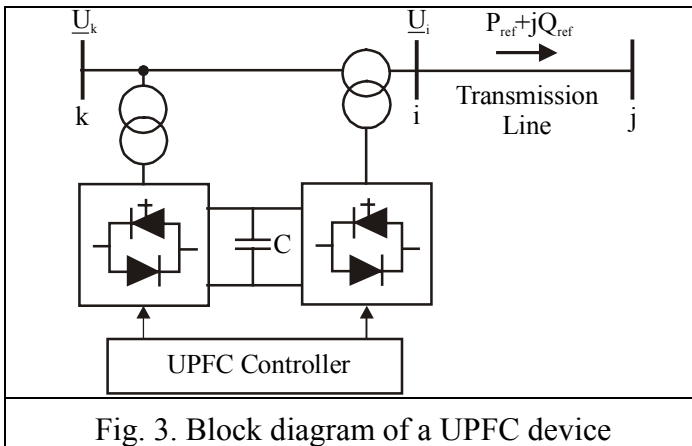


Fig. 3. Block diagram of a UPFC device

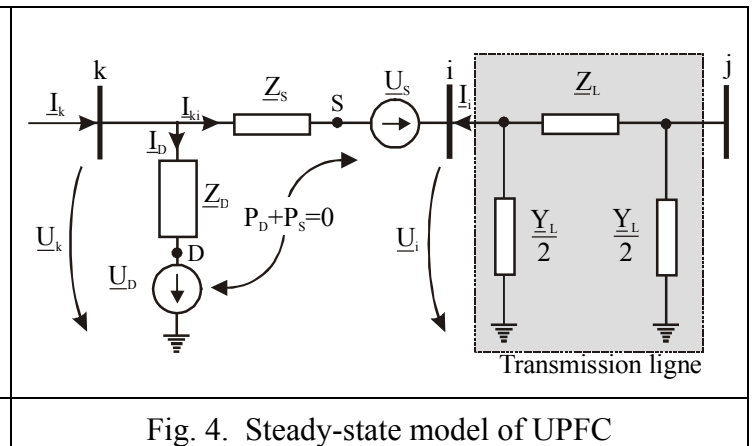


Fig. 4. Steady-state model of UPFC

The general transfer admittance matrix for the UPFC is obtained by applying Kirchhoff current and voltage laws to the electric circuit $k i$ shown in Fig.4 and is given by:

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_k \\ \underline{I}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{kk} & \underline{Y}_{ki} & \underline{Y}_{kS} & \underline{Y}_{kD} \\ \underline{Y}_{ik} & \underline{Y}_{ii} & \underline{Y}_{iS} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_k \\ \underline{U}_i \\ \underline{U}_S \\ \underline{U}_D \end{bmatrix} \quad (5)$$

where:

$$\underline{Y}_{kk} = \underline{y}_S + \underline{y}_D, \quad \underline{Y}_{ki} = \underline{Y}_{ik} = \underline{Y}_{kS} = -\underline{y}_S, \quad \underline{Y}_{kD} = -\underline{y}_D, \quad \underline{Y}_{ii} = \underline{Y}_{iS} = \underline{y}_S \quad (6)$$

$$\underline{y}_S = G_S + jB_S = 1/\underline{Z}_S \text{ and } \underline{y}_D = G_D + jB_D = 1/\underline{Z}_D$$

Hence, the active and reactive power equations are:

- at bus k :

$$\begin{aligned}
 P_{k,UPFC} &= G_{kk}U_k^2 + U_kU_i[G_{ki} \cos(\theta_k - \theta_i) + B_{ki} \sin(\theta_k - \theta_i)] + \\
 &\quad + U_kU_s[G_{ks} \cos(\theta_k - \theta_s) + B_{ks} \sin(\theta_k - \theta_s)] + \\
 &\quad + U_kU_D[G_{kD} \cos(\theta_k - \theta_D) + B_{kD} \sin(\theta_k - \theta_D)] \\
 Q_{k,UPFC} &= -B_{kk}U_k^2 + U_kU_i[G_{ki} \sin(\theta_k - \theta_i) - B_{ki} \cos(\theta_k - \theta_i)] + \\
 &\quad + U_kU_s[G_{ks} \sin(\theta_k - \theta_s) - B_{ks} \cos(\theta_k - \theta_s)] + \\
 &\quad + U_kU_D[G_{kD} \sin(\theta_k - \theta_D) - B_{kD} \cos(\theta_k - \theta_D)]
 \end{aligned} \tag{7}$$

- at bus i :

$$\begin{aligned}
 P_{i,UPFC} &= G_{ii}U_i^2 + U_iU_k[G_{ik} \cos(\theta_i - \theta_k) + B_{ik} \sin(\theta_i - \theta_k)] + \\
 &\quad + U_iU_s[G_{is} \cos(\theta_i - \theta_s) + B_{is} \sin(\theta_i - \theta_s)] \\
 Q_{i,UPFC} &= -B_{ii}U_i^2 + U_iU_k[G_{ik} \sin(\theta_i - \theta_k) - B_{ik} \cos(\theta_i - \theta_k)] + \\
 &\quad + U_iU_s[G_{is} \sin(\theta_i - \theta_s) - B_{is} \cos(\theta_i - \theta_s)]
 \end{aligned} \tag{8}$$

- active power supplied by the shunt inverter

$$P_D = \text{Re}(\underline{U}_D \underline{I}_D^*) = U_D U_k [G_D \cos(\theta_D - \theta_k) + B_D \sin(\theta_D - \theta_k)] - U_D^2 G_D \tag{9}$$

- active power supplied by the series inverter

$$\begin{aligned}
 P_S = \text{Re}(\underline{U}_S \underline{I}_S^*) &= U_S U_k [G_S \cos(\theta_S - \theta_k) + B_S \sin(\theta_S - \theta_k)] - \\
 &\quad - U_S U_i [G_S \cos(\theta_S - \theta_i) + B_S \sin(\theta_S - \theta_i)] - U_S^2 G_S
 \end{aligned} \tag{10}$$

3. Implementing SSSC and UPFC models in Newton – Raphson algorithm for power flow solution.

For power flow analysis each SSSC and UPFC device is modeled by means of two loads as shown in Figure 5. In this model, a fictitious bus i (the sending end of controller) is introduced to force $P_{ij}^{ref} + jQ_{ij}^{ref}$ to flow in the transmission line. This auxiliary nod is handled as a PQ bus, whilst the bus k (the receiving end of controller) is handled according to the type of device. Thus, if the FACTS controller is an UPFC that operate in AVC mode, the bus k is converted to a PU bus. Otherwise the type of bus is not changed.

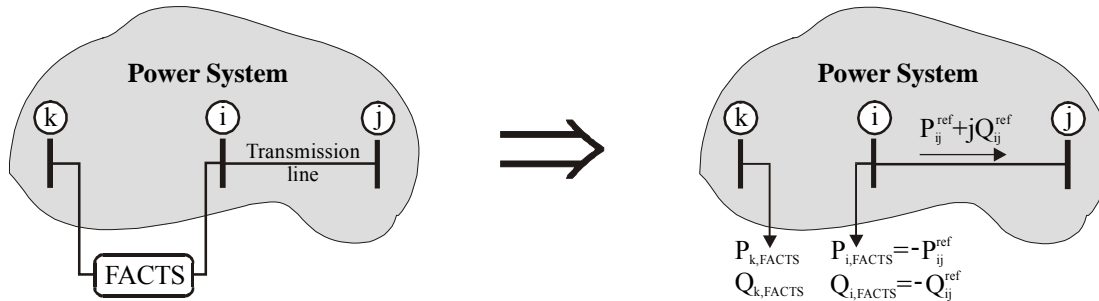


Fig. 5. SSSC and UPFC power flow model

Furthermore, each SSSC device introduces two auxiliary unknowns (the angle and magnitude of series voltage), and each UPFC device introduces four auxiliary unknowns (the angle and magnitude of series and derivation voltage), which once they have been determined, make possible to find the other electrical measurements and to program parameters of the control and command system, respectively.

In these conditions, the mathematical model for determining the steady-state of an SEE in which there are FACTS devices of the SSSC and UPFC type meant to control power flow is obtained starting from the standard model of the steady-state (equations of nodal powers balance) as follows:

- (i) The equations of nodal power balance at i and k buses, between which we have connected the converter, are changed as follow:

$$\begin{aligned} f_{P_k}([X_{Bus}], [X_{FACTS}]) &= P_k^{ref} - P_{k,FACTS} - P_k = 0 \\ f_{Q_k}([X_{Bus}], [X_{FACTS}]) &= Q_k^{ref} - Q_{k,FACTS} - Q_k = 0 \\ f_{P_i}([X_{Bus}], [X_{FACTS}]) &= P_i^{ref} - P_{i,FACTS} - P_i = 0 \\ f_{Q_i}([X_{Bus}], [X_{FACTS}]) &= Q_i^{ref} - Q_{i,FACTS} - Q_i = 0 \end{aligned} \quad (11)$$

where $[X_{Bus}] = [\theta, U]$ is the steady-state variables vector (amplitude and modulus of nodal voltages), $[X_{FACTS}]$ is the vector of state variables that have been added by the SSSC and UPFC devices (the modulus and the amplitude of derivation and series voltages), and $P_{k,FACTS}$, $Q_{k,FACTS}$, $P_{i,FACTS}$ and $Q_{i,FACTS}$ are the powers at these terminals that can be determined by applying (3) and (4), in SSSC, and (7) and (8) for UPFC.

- (ii) For each SSSC device we introduce the following supplementary equations corresponding to the control strategy:

$$\begin{aligned} P_{i,SSSC} &= -P_{ij}^{ref} \\ Q_{i,SSSC} &= -Q_{ij}^{ref} \end{aligned} \quad (12)$$

completed by the inequality constraints imposed by the acceptable limits of the angle and magnitude of series voltage:

$$\begin{aligned} U_S^{\min} \leq U_S \leq U_S^{\max} \\ 0 \leq \theta_S \leq 2\pi \end{aligned} \quad (13)$$

where $P_{i,SSSC}$ and $Q_{i,SSSC}$ are the nodal powers at i of the device, and they can be determined by means of (4).

- (iii) For each UPFC device we introduce the following supplementary equations:

- Equations corresponding to control strategy

$$\begin{aligned} P_{i,UPFC} &= -P_{ij}^{ref} \\ Q_{i,UPFC} &= -Q_{ij}^{ref} \\ U_k &= U_k^{ref} \end{aligned} \quad (14)$$

completed by the inequality constraints imposed by the acceptable limits of the angle and magnitude of series and derivation voltage, respectively:

$$\begin{aligned} U_S^{\min} \leq U_S \leq U_S^{\max} \text{ and } U_D^{\min} \leq U_D \leq U_D^{\max} \\ 0 \leq \theta_S \leq 2\pi \text{ and } 0 \leq \theta_D \leq 2\pi \end{aligned} \quad (15)$$

where $P_{i,UPFC}$ and $Q_{i,UPFC}$ are nodal powers at i bus of the device, which can be determined with equation (8).

- Active powers balance equation at inverters' level

$$P_D = P_S \quad (16)$$

where P_D and P_S are given by equations (9) and (10).

Therefore, we can determine the steady-state operation of power systems containing SSSC and UPFC devices by solving the non-linear equations system:

$$\begin{aligned} f([X_{Bus}], [X_{FACTS}]) &= 0 \\ g([X_{Bus}], [X_{FACTS}]) &= 0 \end{aligned} \quad (17)$$

which included the equations of the nodal powers balance modified according with equation (11), and the strategy of control equations, with respect to unknowns $[X] = [[X_{Bus}][X_{FACTS}]]^T$. We can determine the nodal state variables $[X_{Bus}]$, and the SSSC and UPFC devices state variables $[X_{FACTS}]$ either simultaneously or alternatively. In simultaneous determination method the Newton-Raphson algorithm is applied to equations system (17) [7]. The alternative method uses the principle of decoupled state variables $[X_{FACTS}]$ from the buses' variables $[X_{Bus}]$, and it consists in two steps [4], [8]. In the first step, knowing the components of the vector $[X_{Bus}]$, we can determine the components of the vector $[X_{FACTS}]$. Therefore, we use the Newton method in order to solve the system of non-linear equations $g([X_{Bus}], [X_{FACTS}]) = 0$. In the second step, we consider the values of $[X_{FACTS}]$ as known, and we determine the angle and magnitude of voltages using the Newton-Raphson algorithm in order to solve the system of equations $f([X_{Bus}], [X_{FACTS}]) = 0$. Thus, each FACTS device is represented by the terminal powers that have been determined using the $[X_{FACTS}]$ values in the first step. The alternative method has been implemented in the program PFAC (Power Flow Analysis and Control) that has been developed in Visual C++ using the OOP (Orientated Object Programming) technology [8], [9].

4. Case Studies

In order to verify the possibility of using the SSSC and UPFC devices in load flow and congestions management, we used the 220kV - 400kV network of the Romanian Power Grid. In this respect, starting from an operating mode R0, defined as base case, we considered 5 other operating modes that may appear in the current operation. Furthermore, for each new case we envisaged several incidents that may lead to congestions concerning energy release from a power plant (cases R1, R2, and R3) and energy supply of a deficitary area (cases R4 and R5), respectively. These operating modes, as well as congestions that may appear, have been determined by means of the PFAC program, and they are described in Table 1 in short.

Table 1. Analysed Operating Modes and Contingencies

Case	Changes from R0 case	Incident	Load flow/Congestion
R0	Normal operating scheme with power flow in acceptable limits.	Tripp of one circuit from 220kV power line 24-57	Overloading of the operating circuit of transmission line 24-57 by 0.8%
R1	Production increases by approx. 210 MW in bus 24.		Overloading of the operating circuit of transmission line 24-57 by 5%
R2	400kV transmission line 14-15 is tripped.		Overloading of the operating circuit of transmission line 24-57 by 3.5%
R3	Importing approx. 140MW from the neighbour system (bus 423), following the withdrawal of a local power generator. 400kV transmission line 14-15 is tripped.		Overloading of the operating circuit of transmission line 24-57 by 14.2%
R4	Deficit of 390MW in critical area	Tripp of 400kV power line 5-6.	Overloading of the 220kV transmission line 94-77 by 7.16%
R5	Deficit of 390MW in critical area, and 400kV transmission line 6-8 is tripped.		Overloading of the 220kV transmission line 94-77 by 17.3%, and of the 220kV transmission line 77-43 by 2.08%

In order to control congestions that may appear in operating modes R1, R2, and R3 following the tripping of a circuit from the transmission line 24-57 (fig.6), it is necessary to add a FACTS device on this line, which should redistribute power flow. Thus, the device controls the power flow on the operating line so that it stays the same as the standard values (table 2) imposed on the one hand by the necessity to eliminate the congestion, and on the other hand, by the necessity to prevent other congestions. We find out that the least favourable situation is in R1 state, when the limitation of the power flow on the still operating line may lead to overloading of the autotransformer 14-24.

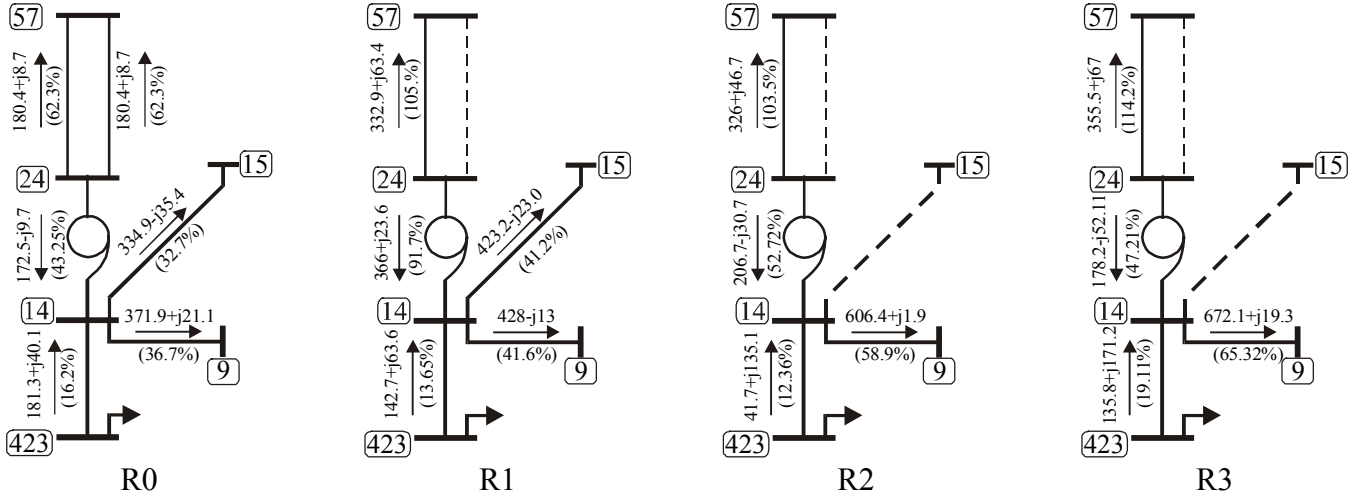


Fig. 6. Power flow (MW-MVAr) in the neighbourhood of bus 24.

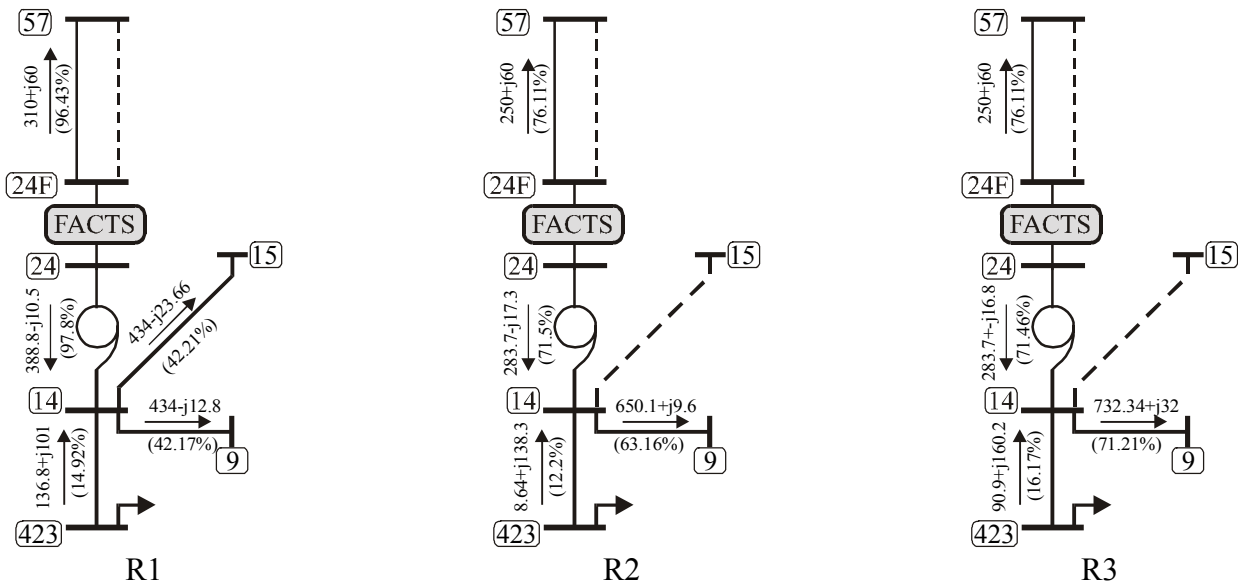


Fig. 7. Power flow (MW-MVAr) in the neighbourhood of bus 24 the presence of an UPFC

The results that we have obtained with the SSSC and UPFC devices are shown in table 2 and figure 7.

Table 2.

Controller	Regime	Scheduled line power		Load [%]		Steady state of FACTS controller			
		P[MW]	Q[MVAr]	Line 24-57	AT 14-24	U_s [p.u]	θ_s [deg]	U_D [p.u]	θ_D [deg]
SSSC	R1	310	60	96.40	97.40	0.2465	-106.88	-	-
	R2	250	60	76.00	77.00	0.1734	-187.79	-	-
	R3	250	60	76.60	79.00	0.2052	146.87	-	-
UPFC	R1	310	60	96.40	97.30	0.2488	-108.69	0.9295	5.16
	R2	250	60	76.11	71.50	0.1514	-188.70	1.0760	2.48
	R3	250	60	76.50	71.50	0.1825	142.3744	1.0942	2.08

In order to control congestions that may appear in operating modes R4 and R5 following the tripping of the 400kV transmission line 5-6, it is necessary to add a FACTS device on the 220kV transmission line 94-77 in order to restrict the power flow toward the deficit area. The results obtained when using the SSSC and the UPFC devices, which also regulate nodal voltage in 94 to a value of 1 p.u., show the fact that power flow limitation on line 94-77 leads to an increase of power flow on 220kV transmission lines going through 42, 50, 81, 88, 75, and 119 buses. Thus we have a redistribution of power flow, which leads to congestion eliminations. Figure 8 shows power flow for operating mode R5 on the transmission lines that supply the deficit area when there is, and when there is not an UPFC device to regulate power flow on transmission line 94-77 at (250+j60) MVA.

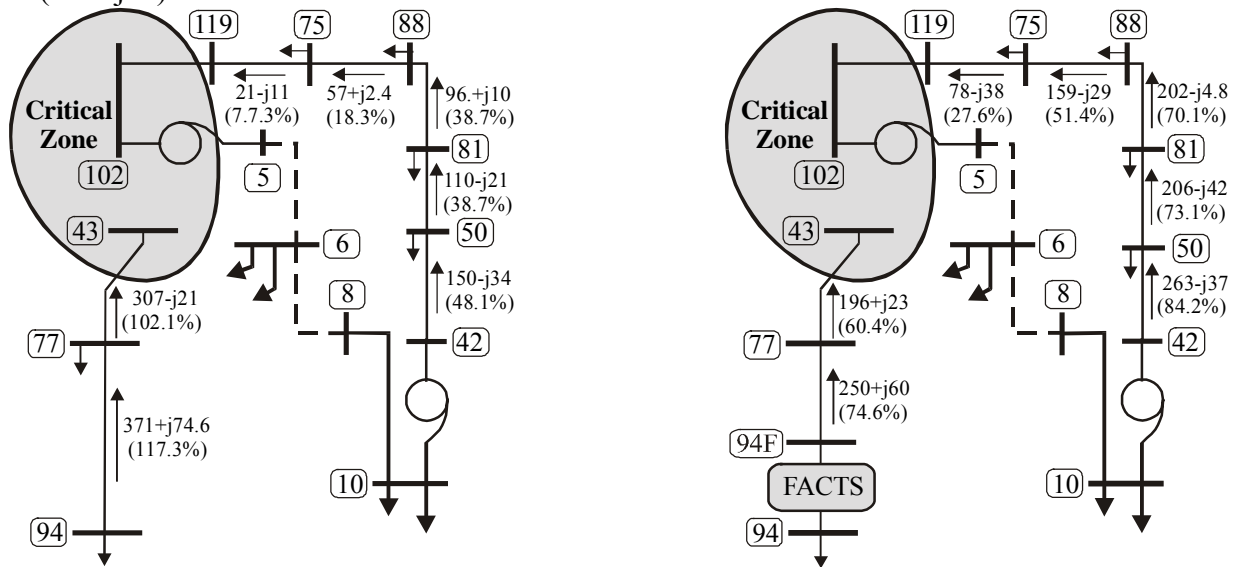


Fig.8. Power flow (MW-MVAr) on 220kV lines for operating mode R5

5. Conclusions

In this paper we have analysed the possibility of using flexible SSSC and UPFC devices in controlling power flow and congestions that may appear in power systems when certain equipments are not available. In this respect, we have developed the steady-state models of the two devices that have been implemented in the PFAC program. This program, based on the Newton-Raphson method, is meant to analyse power flow in power systems and it has been tested on the 220kV-400kV network of the Romanian Power Grid. We have taken into consideration several possible scenarios, leading to two types of congestions. The first type of congestion is related to nodal power release, and the second to the supply of a deficit area. Simulations prove the fact that in both cases we can regulate power flow so that to reduce and eliminate congestions if we use the SSSC and the UPFC devices.

Similarly, the FACTS devices can be installed on interconnection lines in order to redistribute power flows thorough the SEN interconnection interface to a second synchronous area, and in the future with UCTE, in order to avoid congestions in the internal network, in the interconnection interface or in the neighbour networks.

Bearing in mind the achievements of these two analysed devices, and also their high price, a lot of research is needed before deciding whether to install these devices. It requires economical research as well as a complete analysis of the FACTS effects on the steady-state and on the dynamic behaviour of the power system.

We may conclude that using the SSSC and UPFC devices, if we leave aside the high costs or the technical details, is a viable alternative to load flow and congestions management in power systems, as well as for increasing their reliability and their flexibility.

Bibliography:

1. Hingorani N.G. – High Power Electronics and Flexible AC Transmission System. IEEE Power Engineering Review, July 1988.
2. Hingorani N.G., Gyugyi L. – Understanding FACTS : Concepts and technology of flexible AC transmission systems. IEEE Press Inc., New York 2000.
3. Song Y. H. and Johns A. – Flexible ac transmission systems - FACTS. The Institution of Electrical Engineers, London, 1999.
4. Nabavi-Niaki A., Iravani M.R. – Steady State and Dynamic Models of UPFC for Power System Studies. IEEE Trans. PWRD Vol. 11, No.4, November 1996.
5. Cañizares C.A. – Power Flow and Transient Stability Models of FACTS Controllers for Voltage and Angle Stability Studies. Proceedings of the 2000 IEEE-PES Winter Meeting, Singapore, January 2000.
6. Schauder C.D., Gyugyi L., Lund M.R., Hamai D.M., Rietman T.R., Torgerson D.R. and Edris A. – Operation of the Unified Power Flow Controller (UPFC) under Practical Constraints ”. IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 13, No.2, April 1998.
7. Fuerte-Esquivel C.R., Acha E., Ambriez-Perez – A Comprehensive Newton-Raphson UPFC Model for the Quadratic Power Flow Solution of Practical Power Networks. IEEE Trans. PWRD Vol. 15, No.1, February 2000.
8. Eremia M. Bulac C. Triștiu I. ș.a. – Dezvoltarea de tehnici avansate în sistemele electroenergetice restructurate și interconectate. Fazele 1 și 2 /2001 Concepte și modele performante pentru modelarea sistemului electro-energetic în vederea dezvoltării de produse informatice avansate. Programul PFAC pentru controlul circulației de putere în SEE cu FACTS. Contract de cercetare științifică cu C.N. TRANSELECTRICA S.A., iunie 2001.
9. Bulac C., Eremia M., Triștiu I. - Modele statice și dinamice ale dispozitivelor FACTS. Revista Energetica, Vol. 50, Nr.3, 2002.
10. Eremia M., Trecat J., Germond A. – Reseaux electriques. Aspects actuels. Edition Technique, Bucarest, 2000.

DETERMINAREA FACTORULUI DE SEMN

Olivian STĂNICĂ, Mihai IORDACHE, Lucia DUMITRIU

Universitatea "Politehnica" din București, Spl. Independenței 313, 060042, București;
s_olivian@yahoo.com

Abstract. În lucrare se va prezenta o procedură simplă și eficientă pentru calculul factorului de semn, necesar în metoda enumerării arborilor. Procedura se bazează pe algoritmul lui Mayeda, descrierea arborilor realizându-se prin matrice de dimensiuni $2 \times (n-1)$, în care fiecare coloană conține nodul inițial, respectiv nodul final al ramurii asociată coloanei respective.

1 Introducere

Metodele topologice de analiză a circuitelor electrice se pot grupa în trei categorii: metode care folosesc grafurile de conexiune ale circuitelor electrice, metode care utilizează grafurile unor scheme echivalente (cu elemente speciale) și metode care folosesc grafuri de fluență. Metodele topologice din prima categorie operează cu conceptul uzual de arbore (coarbore) neorientat și are ca dezavantaj principal necesitatea determinării separate a semnului termenilor din formulele topologice. Din această categorie fac parte, de exemplu, metodele lui Percival, Mayeda și Coates [1, 2, 6, 7].

Factorul de semn al unei perechi de arbori (a' , a'') aparținând aceluiași graf conex și fără bucle proprii G , are expresia:

$$\varepsilon_{a'a''} = \Delta_{a'} \cdot \Delta_{a''} \quad (1)$$

unde $\Delta_{a'}$ și $\Delta_{a''}$ sunt majorii corespunzători arborilor a' , respectiv a'' din matricea de incidență redusă laturi - noduri.

În cazul circuitelor nereziproce (circuite cu surse comandate), pentru formularea sistematică a teoremelor lui Kirchhoff, se asociază circuitului două grafuri de conexiune – un graf de curent G^i și un graf de tensiune G^u , factorul de semn al unei perechi de arbori comuni (a_c^i, a_c^u) ai grafurilor G^i, G^u se definește astfel:

$$\varepsilon_{a_c^i a_c^u} = \Delta_{a_c^i} \cdot \Delta_{a_c^u} \quad (2)$$

unde $\Delta_{a_c^i}$ și $\Delta_{a_c^u}$ sunt majorii corespunzători arborilor comuni (a_c^i, a_c^u) din matricele reduse de incidență laturi – noduri A^i , respectiv A^u .

În [1] se prezintă doi algoritmi eficienți de calcul a factorului de semn al perechilor de arbori. Acești algoritmi constau în calculul simplu și eficient al majorilor $\Delta_{a_c^i}$ și $\Delta_{a_c^u}$ corespunzători perechii de arbori comuni (a_c^i, a_c^u), prin operații simple efectuate pe liniile matricelor de descriere ale celor doi arbori, respectiv într-un vector de dimensiune n (n fiind numărul de noduri ale grafului). Unul din cei doi algoritmi se bazează pe calculul secvențial prin efectuarea unor permutări în vectorul de dimensiune $n \times 1$ care urmăresc conservarea sumărilor dintre liniile matricei reduse de incidență laturi-noduri, fără a mai fi necesară stocarea acestora în memorie.

În cele ce urmează se va prezenta o procedură simplă și eficientă pentru calculul factorului de semn. Procedura se bazează în principal, pe algoritmul lui Mayeda [6, 8-10], deosebirea esențială constând în modul de descriere a celor doi arbori (fiecare arbore este descris printr-o matrice de dimensiune $2 \times (n-1)$ numită matrice de descriere a arborelui (MDA) în care fiecare

coloană conține nodul inițial, respectiv nodul final al ramurii asociată coloanei respective) și în faptul că se iau în considerație numărul total al inversiunilor necesare permutărilor de aducere la ordinea naturală a ramurilor arborelui a_c^i respectiv a_c^u .

2 Descrierea algoritmului de determinare a factorului de semn

Pentru a înțelege ușor algoritmul de determinare a factorului de semn se consideră ca exemplu arborele de acoperire reprezentat în figura 1.

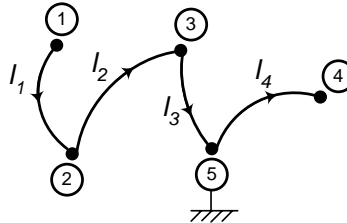


Fig. 1. Un arbore oarecare a_k

Definiția 1. Se numește latură principală a unui nod n_k dintr-un arbore de acoperire a_k , latura l_j a arborelui prin care trece calea de la acel nod la nodul de referință.

Definiția 2. Semnul laturii principale l_j este semnul coeficientului de incidență a laturii l_j la nodul său principal.

De exemplu, latura l_1 este latura principală a nodului n_1 în arborele a_k , reprezentat în figura 1 iar semnul laturii l_1 este „+” deoarece pleacă din nodul său principal către nodul de referință.

Teorema 1. Majorul Δ_{a_k} al unui arbore a_k este egal cu determinantul coeficienților de incidență ai laturilor principale $\Delta_{a_{kp}}$, obținut prin păstrarea pe linia fiecărui nod numai a coeficientului de incidență a laturii principale la nodul respectiv.

Demonstrație:

Matricea redusă de incidență laturi - noduri a arborelui a_k din figura 1 este:

$$A_k = \begin{matrix} & l_1 & l_2 & l_3 & l_4 \\ \begin{matrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \end{matrix} \tag{3}$$

Latura principală a nodului n_1 este latura l_1 . Coeficientul de incidență al laturii l_1 la nodul său „secundar” n_2 (nodul laturii l_1 diferit de nodul ei principal) se poate elimina prin adunarea liniei nodului n_1 la linia nodului ei secundar n_2 . Folosind acest artificiu matematic, valoarea determinantului Δ_{a_k} nu se schimbă.

$$\Delta_{a_k} = \begin{matrix} & l_1 & l_2 & l_3 & l_4 \\ \begin{matrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \end{matrix} = \begin{matrix} & l_1 & l_2 & l_3 & l_4 \\ \begin{matrix} n_1 \\ n_2 + n_1 \\ n_3 \\ n_4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \end{matrix} = \begin{matrix} & l_1 & l_2 & l_3 & l_4 \\ \begin{matrix} n_1 \\ n_2 + n_1 \\ n_3 + (n_2 + n_1) \\ n_4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \end{matrix} = \Delta_{a_{kp}} = -1$$

Fig. 2. Descrierea procedurii de eliminare

Latura principală a nodului n_2 este latura l_2 . Coeficientul de incidență al laturii l_2 la nodul său „secundar” n_3 se poate elimina prin adunarea liniei nodului principal n_2 la linia nodului ei secundar n_3 (vezi fig. 2). Se continuă acest procedeu până la nodul $n-l$, în final obținându-se un determinant ce are pe fiecare linie și pe fiecare coloană câte un element și numai unul egal cu ± 1 și celelalte elemente nule. De fapt, determinantul obținut corespunde unui arbore „radial” în raport cu nodul de referință, format din laturile principale ale celor $n-l$ noduri (vezi fig. 3).

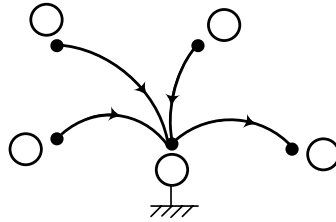


Fig. 3. Arborele radial corespunzător arborelui a_k

3 Generarea arborelui radial

Fie doi arbori a_k^i, a_k^u , corespunzători a doua grafuri de curent, respectiv tensiune.



Fig. 4. Arborii a_k^i, a_k^u

Majorul corespunzător arborelui comun în graful de curent este:

$$\Delta_{a_k^i} = \begin{matrix} & l_3 & l_7 & l_{10} & l_{20} \\ \begin{matrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & = & \begin{matrix} & l_3 & l_7 & l_{10} & l_{20} \\ \begin{matrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3+n_1 \\ n_4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & = & \begin{matrix} & l_3 & l_7 & l_{10} & l_{20} \\ \begin{matrix} n_1 \\ n_2+n_1 \\ (n_3+n_1)+n_2 \\ n_4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & = & \begin{matrix} & l_3 & l_7 & l_{10} & l_{20} \\ \begin{matrix} n_1 \\ n_2+n_1 \\ [(n_3+n_1)+n_2]+n_4 \\ n_4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & = & \Delta_{a_{kr}} \end{matrix} \end{matrix} \quad (4)$$

Majorul corespunzător arborelui comun în graful de tensiune este:

$$\Delta_{a_k^u} = \begin{matrix} & l_3 & l_7 & l_{10} & l_{20} \\ \begin{matrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & = & \begin{matrix} & l_3 & l_7 & l_{10} & l_{20} \\ \begin{matrix} n_1 \\ n_2+n_1 \\ n_3 \\ n_4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & = & \begin{matrix} & l_3 & l_7 & l_{10} & l_{20} \\ \begin{matrix} n_1 \\ (n_2+n_1)+n_3 \\ n_3 \\ n_4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & = & \Delta_{a_{kr}} \end{matrix} \end{matrix} \quad (5)$$

Structura arborilor radiali a_k^i, a_k^u este prezentată în figura 5.



Fig. 5. Arborii radiali a_k^i, a_k^u

Calculul mult mai ușor al factorului de semn se poate realiza pe o matrice de dimensiuni $2 \times (n-1)$ a arborelui radial în care coloanele corespund celor $n-1$ noduri:

$$DM = \begin{bmatrix} n_1 & n_2 & n_3 & n_4 \\ -7 & -3 & -10 & -20 \\ 10 & 7 & -3 & 20 \end{bmatrix} \quad (6)$$

în care pe prima linie se găsesc laturile principale ale arborelui a_k^i iar pe linia a doua se află laturile principale ale arborelui a_k^u , împreună cu semnul coeficientului de incidență la noduri.

Factorul de semn poate fi generat folosind matricea descrisă mai sus, cu formula:

$$\varepsilon_r = (-1)^{s+n_{inv,i}+n_{inv,u}} \quad (7)$$

unde s reprezintă numărul schimbărilor de semn între coloanele matricei DM , $n_{inv,i}$ ($n_{inv,u}$) este numărul permutării σ_i , respectiv σ_u :

$$\sigma_i = \left(\begin{array}{cccc} 1 & 2 & \dots & n-1 \\ |DM(1,1)| & |DM(1,2)| & \dots & |DM(1,n-1)| \end{array} \right) \quad (8,a) \quad \sigma_u = \left(\begin{array}{cccc} 1 & 2 & \dots & n-1 \\ |DM(2,1)| & |DM(2,2)| & \dots & |DM(2,n-1)| \end{array} \right) \quad (8,b)$$

Pentru exemplul considerat în figura 4, avem: $s = 3$, $n_{inv,i} = 1$, $n_{inv,u} = 3$, prin urmare factorul de semn este:

$$\varepsilon_r = (-1)^{3+1+3} = -1 \quad (9)$$

4 Program de determinare a factorului de semn

Programul generează factorul de semn bazându-se pe formula (4).

În descrierea arborilor nu se folosesc matricele reduse de incidență laturi-noduri ci niște matrice de descriere a celor doi arbori care au dimensiuni $2 \times (n-1)$, după cum urmează:

$$A_i[i,j] = \begin{matrix} l_3 & l_7 & l_{10} & l_{20} \\ n_i \begin{bmatrix} 3 & 3 & 5 & 3 \\ 2 & 1 & 3 & 4 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (10,a) \quad A_u[i,j] = \begin{matrix} l_3 & l_7 & l_{10} & l_{20} \\ n_f \begin{bmatrix} 3 & 3 & 5 & 3 \\ 2 & 1 & 3 & 4 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (10,b)$$

unde A_i și A_u sunt matricele de descriere a celor doi arbori de curent, respectiv de tensiune, n_i și n_f sunt nodurile inițiale și finale ale laturilor din arbori.

Algoritmul programului este simplu, bazat pe noțiuni ierarhice: considerând ultimul nod drept nod de referință, se tratează fii acestuia (nodurile din arbore imediat următoare), apoi nepoții și așa mai departe până când se parcurge tot arborele. Astfel, se parcurge matricea A_i (A_u) până când se găsește nodul de referință. Nodul de pe aceeași coloană este de fapt un fiu al nodului de referință. Se tratează acest fiu și se trece la următorul fiu. Odată tratați fiii, se reia algoritmul pentru nepoți dar de data aceasta nodurile de referință sunt nodurile tratate adică fiii nodului de referință inițial.

Pentru a determina corect schimbările de semn și numărul de inversiuni am divizat matricea DM în două matrice: una în care se găsesc coeficienții de incidență, DM_s , din care rezultă numărul schimbărilor de semn și cea de-a doua în care se află numărul laturilor, DM_{inv} , din care rezultă numărul inversiunilor.

$$DM_s = \begin{bmatrix} n_1 & n_2 & n_3 & n_4 \\ -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (11,a) \quad DM_{inv} = \begin{bmatrix} n_1 & n_2 & n_3 & n_4 \\ 7 & 3 & 10 & 20 \\ 10 & 7 & 3 & 20 \end{bmatrix} \quad (11,b)$$

```

D:\DOCTORAT\Incerari programe\Schimbari de semn 3\Debug\Schimbari ...
Numarul de noduri este: N=5

Ai[1,1]=3
Ai[1,2]=3
Ai[1,3]=5
Ai[1,4]=3

Ai[2,1]=2
Ai[2,2]=1
Ai[2,3]=3
Ai[2,4]=4

Bi[1]=-1      Bi[2]=-1      Bi[3]=-1      Bi[4]=-1
maxi[1]=2    maxi[2]=1    maxi[3]=3    maxi[4]=4

Au[1,1]=2
Au[1,2]=2
Au[1,3]=1
Au[1,4]=4

Au[2,1]=3
Au[2,2]=5
Au[2,3]=2
Au[2,4]=5

Bu[1]=1      Bu[2]=1      Bu[3]=-1     Bu[4]=1
maxu[1]=3    maxu[2]=2    maxu[3]=1    maxu[4]=4

```

Fig. 6, a. Descrierea arborilor și calculul matricelor DMs și $DMinv$

```

D:\DOCTORAT\Incerari programe\Schimbari de semn 3\Debug\Schimbari ...
Au[1,1]=2
Au[1,2]=2
Au[1,3]=1
Au[1,4]=4

Au[2,1]=3
Au[2,2]=5
Au[2,3]=2
Au[2,4]=5

Bu[1]=1      Bu[2]=1      Bu[3]=-1     Bu[4]=1
maxu[1]=3    maxu[2]=2    maxu[3]=1    maxu[4]=4

Apasati o tasta?
Numarul schimbarilor de semn este: 3
Valoarea permutarii este N-1, deci: 4
Numarul de inversiuni pentru arborele de curent Ai este: 1
Numarul de inversiuni pentru arborele de tensiune Au este: 3
Numarul total de inversiuni este: 4
Factorul de semn are valoarea: -1
Apasati o tasta?_

```

Fig. 6, b. Afișarea rezultatelor

In figura 6, a se observă modul de introducere a datelor. Vectorii $Bi[k]$ și $Bu[k]$ reprezintă liniile matricei DMs . $maxi[k]$ și $maxu[k]$ sunt liniile unei matrice $DMinv^*$ de forma:

$$DMinv^* = \begin{matrix} & l_3 & l_7 & l_{10} & l_{20} \\ \begin{bmatrix} n_2 & n_1 & n_3 & n_4 \\ n_3 & n_2 & n_1 & n_4 \end{bmatrix} & & & & \end{matrix} \quad (12)$$

Se observă că făcând permutări în această matrice $DMinv^*$ se obține tocmai matricea $DMinv$. Prin urmare nu am mai folosit alte calcule pentru a construi matricea $DMinv$ ci am folosit date deja existente.

În figura 6, b este afișat rezultatul pe secvențe: numărul schimbări de semn, numărul inversiuni în arborele de curent, numărul inversiuni în arborele de tensiune și în final factorul de semn.

5 Concluzii

Programul a fost testat pe un număr mare de exemple, de fiecare dată rezultatele furnizate fiind corecte.

Datorită utilizării matricelor cu două linii și $n-1$ coloane, ordinul de complexitate este mai mic decât în cazul folosirii matricelor de dimensiuni $(n-1) \times l$.

Programul este eficient din punct de vedere al memoriei folosite deoarece descrierea arborilor se face prin matrice de dimensiuni $2 \times (n-1)$, ceea ce ușurează și introducerea datelor. Utilizarea unor astfel de matrice micșorează nu numai necesarul de memorie ci și timpul de introducere a datelor de către utilizator. Chiar și timpul de calcul se diminuează însă acest lucru poate fi sesizabil la circuitele de foarte mari dimensiuni.

Referințe

- [1] M. Iordache, Lucia Dumitriu, *Simularea asistată de calculator a circuitelor analogice*, Editura POLITEHNICA Press, București, 2002.
- [2] M. Preda, P. Cristea, Ioana Dorobanțu, *Analiza topologică a circuitelor electrice*, Editura Tehnică, 1979.
- [3] Lucia Dumitriu, M. Iordache, *Teoria modernă a circuitelor electrice – Vol. I – Fundamentare teoretică, Aplicații, Algoritmi și Programe de calcul*, Editura All Educational S.A., București, 2000.
- [4] M. Iordache, Lucia Dumitriu, *Teoria modernă a circuitelor electrice – Vol. II – Fundamentare teoretică, Aplicații, Algoritmi și Programe de calcul*, Editura All Educational S.A., București, 2000.
- [5] M. Iordache, M. Perpelea, *Analiza asistată de calculator a circuitelor electrice și electronice neliniare complexe de mari dimensiuni*, Editura Didactică și Pedagogică, R.A. – București, 1995.
- [6] W. Mayeda, *Graph theory*, Wiley-Interscience, New York, 1972.
- [7] E. Henning, *Symbolic Approximation and Modeling Techniques for Analysis and Design of Analog Circuits*, Shaker Verlag, Aachen 2000.
- [8] W. Mayeda, *Topological formulas for nonreciprocal networks with transformers*, *Proc. International Electronics Conference*, 14, 1958, pp. 631-643.
- [9] A. Nathan, *Topological rules for linear networks*, *IEEE Trans. Circuit Theory*, CT-12, No. 3, Sept., 1965.
- [10] P. M. Lin, *Symbolic Network Analysis, Studies in Electrical and Electronic Engineering*, Amsterdam, Oxford, New York, Tokyo, Elsevier, Science Publishing Company Inc., 1991.

Aici am făcut următoarele notații:

$$x_j = \frac{V_j}{V_t}, \quad y = \frac{V_c}{V_t}$$

$$a = \frac{V_T}{V_t} = \frac{V_{T0} + \gamma(\sqrt{\phi - V_B} - \sqrt{\phi})}{V_t}, \quad s(y) = \frac{V_{T0} + \gamma(\sqrt{\phi - V_B} + yV_t - \sqrt{\phi})}{V_t} \quad (2)$$

$$I_{00} = \frac{W}{L} I_{D0} e^{\frac{V_B}{V_t}(1-p)}, \quad \tau_1 = \frac{V_t C_{GB}}{I_{00}}, \quad \tau = \frac{V_t (NC_{GB} + C_0)}{I_{00}} \quad (3)$$

$$i_j = \frac{I_j}{I_{00}}, \quad i_c = \frac{I_C}{I_{00}}$$

Aici $W, L, I_{D0}, p, V_{T0}, \gamma, \phi$ sunt parametri de modelare a tranzistorului n-MOS. Notând $f(y) = y + s(y)$, condițiile de funcționare sub-prag conduc la:

$$y \in (y_0, y_M), \quad 0 < x_j < f(y) \quad (4)$$

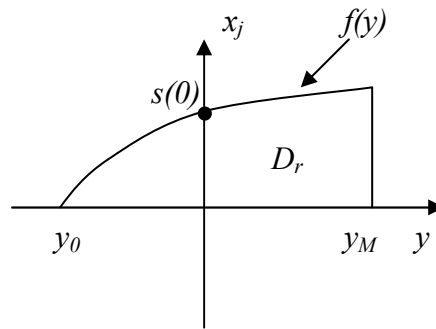


Fig 2: Domeniul de funcționare sub-prag (D_r)

2 Restricțiile de invarianță

Se poate arăta că sistemul dinamic (1) evoluează înăuntrul domeniului D_r dacă:

$$\begin{cases} 0 \leq i_j \leq I_M = [1 - e^{-f(y_M)}] e^{py_M - pa} \\ i_{cm} = Ne^{pf(y_M)} g(y_M) \leq i_c \leq i_{cM} = Ng(y_m) \end{cases} \quad (5)$$

unde $g(y) = (e^{-y} - e^{-d}) e^{-ps(y)}$.

Pentru satisfacerea lui (5), apare condiția suficientă ca:

$$y_m < y_0 + \xi \quad (6)$$

unde:

$$y_0 = \frac{\gamma\sqrt{\phi} - V_{T0} + \frac{1}{2} \left[\gamma^2 - \gamma\sqrt{4(\gamma\sqrt{\phi} - V_{T0} + \phi - V_B) + \gamma^2} \right]}{V_t} \quad (7)$$

și

$$\xi = \frac{(1-p)(y_M - y_0)}{1 + s'(y_0)} \quad (8)$$

3 Condițiile asupra parametrilor pentru realizarea selecției 1WTA

Ecuțiile regimului staționar sunt:

$$\begin{cases} \frac{i_c}{g(y_{stat})} = \sum_{j=1}^N \frac{1}{[1 - i_j A(y_{stat})]^p} \\ e^{x_{jstat}} = \frac{1}{1 - A(y_{stat})i_j} \end{cases} \quad (9)$$

unde $A(y) = e^{-py+pa}$.

În continuare se folosește notația y în loc de y_{stat} și x_j în loc de x_{jstat} .

Se alege $i_c = i_{cM}$.

Se presupun curenții de intrare în ordine descrescătoare astfel încât $i_1 > i_2 > \dots > i_N$.

Fie Δ distanța minimă dintre oricare doi curenți, astfel încât $|i_j - i_k| > \Delta$ pentru $j \neq k$.

Se definește rezoluția curenților:

$$z = \frac{\Delta(N-1)}{I_M} \quad (10)$$

Acest parametru este o dată de intrare care este la îndemâna proiectantului. El reflectă distribuția curenților în intervalul $[I_{min}, I_{max}]$.

Se pot da atunci următoarele limite ale fiecărui curent i_j :

$$i_{jm} = I_M z \frac{N-j}{N-1} \leq i_j \leq i_{jM} = I_M \left(1 - z \frac{j-1}{N-1}\right) \quad (11)$$

Pentru a se realiza selecția 1WTA, trebuie ca $x_1 > x_2$, indiferent de curenții de intrare. După calcule, aceasta conduce la condiția:

$$S = A(y^m) i_{1m} > P = A(\bar{y}) i_{2M} \quad (12)$$

unde:

$$y^m = y(i_{1m}, i_{2m}, \dots, i_{Nm}), \quad \bar{y} = y(i_{1M}, i_{2M}, i_{3M}, \dots, i_{NM}) \quad (13)$$

Condiția (12) se rescrie:

$$ze^{p(y-\bar{y})} - 1 + \frac{z}{N-1} > 0 \quad (14)$$

sau folosind o margine D care nu mai depinde de z pentru diferența de la exponent:

$$ze^{(1-z)D} - 1 + \frac{z}{N-1} > 0 \quad (15)$$

$$D = \frac{2I_M A(y_{max})}{\frac{G'(y_{max})}{p^2} + \frac{NA(y_{max})I_M}{[1 - A(y_{max})I_M]^{(p+1)}}} \quad (16)$$

unde:

$$y_{max} = y(I_M, I_M, \dots, I_M), \quad G(y) = \frac{i_c}{g(y)} \quad (17)$$

Inegalitatea (15) ajută proiectantul pentru identificarea lui z_0 , $z > z_0$, astfel încât mașina să realizeze selecția 1WTA.

4 Simulări

Am folosit ca mediu de simulare programul SCILAB.

Pentru toate simulările am ales $N=5$ și parametri uzuali pentru tranzistoarele MOS.

În tabelul următor pentru diverși z se compară $S - P$ calculat exact, cu marginea acestei diferențe folosind relațiile (15) și (16):

Tab.1: Diferența $S - P$ în funcție de rezoluție în calcul exact și cu majorări

z	0.70	0.71	0.72	0.73	0.74	0.75	0.76	0.77	0.78	0.79	0.80
$S - P$	-0.035	-0.026	-0.018	-0.010	-0.002	0.005	0.013	0.020	0.028	0.036	0.044
$S - P$ (majorat)	-0.019	-0.017	-0.014	-0.012	-0.009	-0.007	-0.004	-0.002	0.0001	0.002	0.005

Se observă că pentru $z < z_0 = 0.75$ selecția nu se mai realizează.

Alegem $z = 0.76$ și curenții $i_j = (i_{jm} + i_{jM})/2$. Se obține următoarea soluție staționară:

Tab.2: Soluția staționară

x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	y
1.1217	0.7499	0.4795	0.2669	0.0916	-20.6066

În figura următoare este dată evoluția pentru cazul anterior ca funcție de timp și în spațiul stărilor:

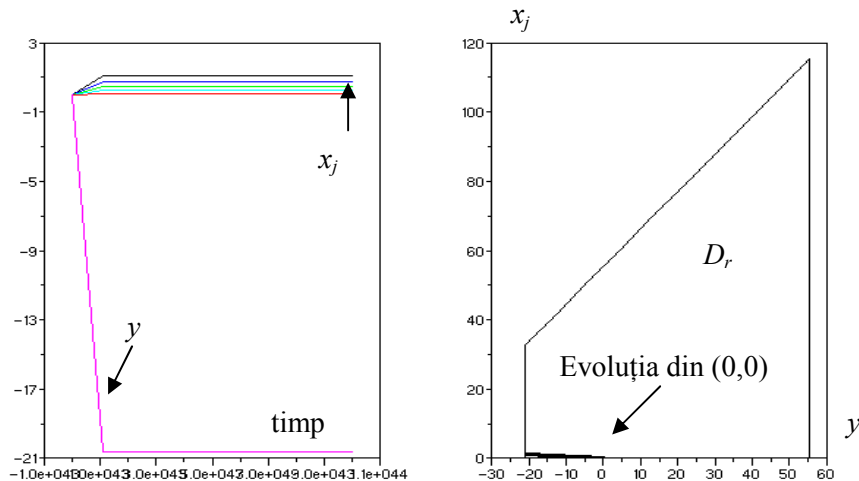


Fig. 3: Evoluția sistemului cu condiții inițiale nule ca funcție de timp (în stânga) și în spațiul stărilor (în dreapta)

În figura următoare se verifică rezultatul obținut de la invarianță. Se pleacă din condițiile inițiale (10, 10, ..., 10, 5) și se constată că sistemul tinde către soluția staționară aflată și ea în domeniul de invarianță:

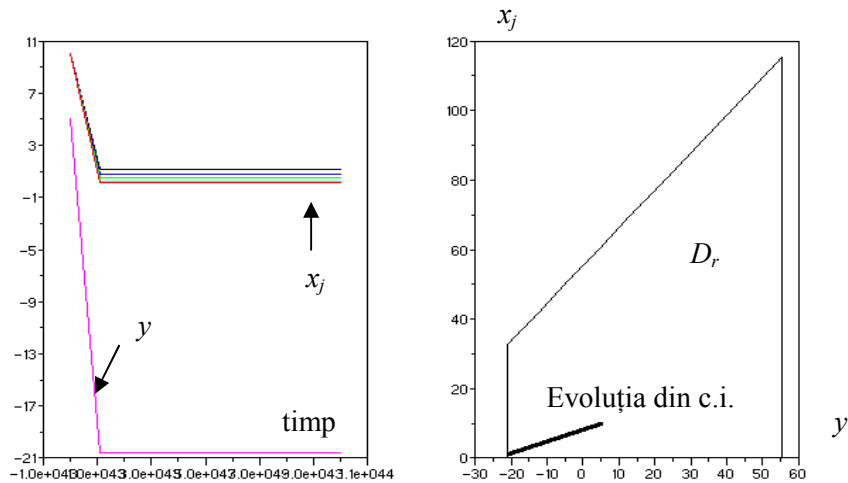


Fig. 3: Evoluția sistemului cu condiții inițiale nenule ca funcție de timp (în stânga) și în spațiul stărilor (în dreapta)

Referințe

- [1] R.L. Geiger, P.E. Allen, N.R. Strader, *VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuits*, McGraw-Hill, 1990
- [2] C. Mead, *Analog VLSI and Neural Systems*, Addison-Wesley, 1989
- [3] J. Lazzaro, S. Ryckebusch, M.A. Mahowald, C.A. Mead, "Winner-Take-All Networks of $O(N)$ Complexity", internal report CS-TR-21-88, California Institute of Technology, 1988
- [4] J. Lazzaro, S. Ryckebusch, M.A. Mahowald, C.A. Mead, "Winner-Take-All Networks of $O(N)$ Complexity", in D.S. Touretzki (ed), *Advances in Neural Information Processing Systems*, vol. 1, San Mateo, CA, Morgan & Kaufmann, 703-711, 1989

CONTRIBUTIONS CONCERNING THE MINIMUM PROPERTIES OF THE DISSIPATED POWER FOR LINEAR NETWORKS

HORIA ANDREI¹, FANICA SPINEI², COSTIN CEPISCA²

Key words: variational principles, power functionals, minimum of functional.

Abstract. The use of the power and energy functionals in the analysis of the electric circuits makes it possible to appreciate the energetic equilibrium state attained in the circuit at a certain moment. In the present work, are presented some contributions concerning the minimum properties of the power functionals for the linear and stationary networks. It is shown that the equilibrium state is one of a minimum energetic state.

1. INTRODUCTION

Taking into consideration the functional and calculating their limits represents an important breakthrough in formulating and solving some problems related to the optimum.

The steady states in the mechanic, thermic, electric conservative systems generally represent limit states from an energetic point of view. For example [1], in the classical mechanics, Hamilton's principle of the minimum action states that the development in time of a system, from one steady state to another steady state, happens along a curve $\gamma: [a, b] \rightarrow R^n$, which extremates the functional

$$F = \int_a^b (T + U) dt \quad (1)$$

called the integral of action, where T is the kinetic energy (the "life power") of the system and U is the mechanical effect of the power system which works on the system under consideration.

In the theory of the electrical circuits, the results obtained by Millar [2] and Stern [4] related to the cocontent function for nonlinear resistive and reciprocal network have a special theoretic importance due to their generality. C. A. Desoer and E. Kuh, [4] (pp. 770-772), had proved the same generally properties of the minimum dissipated power for the linear and resistive networks. As well, V. Ionescu [5] and C.I. Mocanu [6] (pp. 350-353), had important contributions at the

¹) Faculty of Electrical Engineering, Valahia University of Targoviste, 18-20, Blv. Unirii,
E-mail: handrei@valahia.ro

²) Faculty of Electrical Engineering, Politehnica University of Bucarest, 313 Splaiul Independentei,
E-mail: spinei@elth.pub.ro costin@electro.masuri.pub.ro

theoretical development of the electrical circuits minimax theorems. All these results are basically consequences of Maxwell's principles of minimum-heat [7] (pp. 407-408).

This paper presents two contributions concerning the minimum properties of the dissipated power. The first of them represents an other demonstration which proves that the stationary (equilibrium) electrokinetic state for the d.c. networks represents a minimum energetic state as far as the power dissipated by the circuit elements, and the second one propose an original and general principle of the minimum dissipated active and reactive power for the a.c. linear circuits.

2. HILBERT SPACE TECHNIQUES FOR DETERMINING THE MINIMUM OF THE POWER FUNCTIONAL FOR LINEAR D.C. NETWORKS

Let's take the case of a reciprocal d.c. electric circuit, with L branches and N nodes, in an equilibrium state. The branches voltages and the branches current verify the first and, respectively, the second theorem of Kirchhoff. The L-dimensional current and voltage matrix can be partitioned as follows

$$[\mathbf{I}] = \begin{bmatrix} [\mathbf{I}_c] \\ [\mathbf{I}_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\mathbf{I}_c] \\ [\Lambda_{cr}] [\mathbf{I}_c] \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$[\mathbf{U}] = \begin{bmatrix} [\mathbf{U}_c] \\ [\mathbf{U}_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\Lambda_{cr}] [\mathbf{U}_r] \\ [\mathbf{U}_r] \end{bmatrix} \quad (3)$$

where an adequate notation has been used to point out the sub matrix that refer to the current and voltage links, and the respective branches; $[\Lambda] = -[C_{B_e r}]$ is the essential incidence matrix. So all the voltage generators become an equivalent current generators, the matrix relation of the branches currents becomes:

$$[\mathbf{I}] = [\mathbf{G}] [\mathbf{U}] \quad (4)$$

where $[\mathbf{G}]$ is the square matrix of the branch conductance which can be partitioned under the form of:

$$[\mathbf{G}] = \begin{bmatrix} [\mathbf{G}_{cc}] & [\mathbf{G}_{cr}] \\ [\mathbf{G}_{rc}] & [\mathbf{G}_{rr}] \end{bmatrix} \quad (5)$$

For the reciprocal circuits in stable electrokinetic state, the following power functional can be defined in the Hilbert space \mathbf{R}^n

$$\mathbf{F} : \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R} \quad (6)$$

$$\mathbf{F} \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{2} [\mathbf{U}]^T [\mathbf{I}] \quad (7)$$

where the superscript T denotes transposition. By using the relations (2), (3), (4), (5) and (7), we can calculate

$$\begin{aligned}
 F(\mathbf{U}_r) &= \frac{1}{2} [\mathbf{U}]^T [\mathbf{I}] = \frac{1}{2} [\mathbf{U}_c]^T [\mathbf{U}_r]^T \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{cc} & \mathbf{G}_{cr} \\ \mathbf{G}_{rc} & \mathbf{G}_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_c \\ \mathbf{U}_r \end{bmatrix} = \\
 &= \frac{1}{2} \{ [\mathbf{U}_c]^T [\mathbf{G}_{cc}] \mathbf{U}_c + [\mathbf{U}_r]^T [\mathbf{G}_{rr}] \mathbf{U}_r \} = \\
 &= \frac{1}{2} \{ [\mathbf{U}_r]^T [\Lambda_{rc}] \mathbf{G}_{cc} [\Lambda_{cr}] \mathbf{U}_r + [\mathbf{U}_r]^T [\mathbf{G}_{rr}] \mathbf{U}_r \} = \\
 &= \frac{1}{2} [\mathbf{U}_r]^T \{ [\Lambda_{rc}] \mathbf{G}_{cc} [\Lambda_{cr}] + [\mathbf{G}_{rr}] \} \mathbf{U}_r
 \end{aligned} \tag{8}$$

where $[\mathbf{G}_{cr}] = [\mathbf{G}_{rc}] = 0$ for the reciprocal electric circuits.

In relation (8), we have obtained the expression of the functional under consideration, based only on the matrix of the branch voltages. To determine its extreme we apply the function of matrix properties. If $F'_{(\mathbf{U}_r)} = 0$, results

$$\begin{aligned}
 [\mathbf{U}_r]^T \{ [\Lambda_{rc}] \mathbf{G}_{cc} [\Lambda_{cr}] + [\mathbf{G}_{rr}] \} \mathbf{U}_r &= 0 \\
 [\Lambda_{rc}] \mathbf{G}_{cc} [\Lambda_{cr}] \mathbf{U}_r + [\mathbf{G}_{rr}] \mathbf{U}_r &= 0
 \end{aligned} \tag{9}$$

that is

$$[\Lambda_{rc}] \mathbf{I}_c + [\mathbf{I}_r] = 0 \tag{10}$$

Consequently, the extreme point of the functional verifies the first theorem of Kirchhoff. To demonstrate that extreme point of the functional is minimum, we presumably take a different matrix of the branch voltages

$$\hat{\mathbf{U}}_r = \mathbf{U}_r + \delta \mathbf{U}_r \tag{11}$$

which introduced in expression (11) leads to:

$$\begin{aligned}
 F(\hat{\mathbf{U}}_r) &= \frac{1}{2} (\mathbf{U}_r + \delta \mathbf{U}_r)^T \{ [\Lambda_{rc}] \mathbf{G}_{cc} [\Lambda_{cr}] + [\mathbf{G}_{rr}] \} \\
 (\mathbf{U}_r + \delta \mathbf{U}_r) &= F_{(\mathbf{U}_r)} + \\
 + \delta [\mathbf{U}_r]^T \{ [\Lambda_{rc}] \mathbf{G}_{cc} [\Lambda_{cr}] + [\mathbf{G}_{rr}] \} \mathbf{U}_r &+ \\
 + \frac{1}{2} \delta^2 [\mathbf{U}_r]^T \{ [\Lambda_{rc}] \mathbf{G}_{cc} [\Lambda_{cr}] + [\mathbf{G}_{rr}] \} \mathbf{U}_r &
 \end{aligned} \tag{12}$$

This demonstrates that the matrixes $[\Lambda_{rc}] \mathbf{G}_{cc} [\Lambda_{cr}]$ and $[\mathbf{G}_{rr}]$ are positively defined [8], so $[\Lambda_{rc}] \mathbf{G}_{cc} [\Lambda_{cr}] + [\mathbf{G}_{rr}] > 0$, and results:

$$F(\hat{\mathbf{U}}_r) > F(\mathbf{U}_r) \tag{13}$$

this means that the functional has a minimum. According to definition (7), the functional $F(\underline{U}_r)$ represents the power absorbed at the terminals of all the branches of a reciprocal circuit in stable electrokinetic state. Therefore, the results obtained (10) and (13) shows that the stable electrokinetic state is a minimal power state absorbed by the branches of the circuit.

Consequently, we get the following principle (*1st Principle of Minimum dissipated Power – PMP1*): *the minimum of the dissipated power by the branches of linear and resistive circuit in stationary regime (d.c.) is satisfied by the solutions in the currents and voltages of the circuit, and these are the currents and voltages which verify the 1st and 2nd theorem of Kirchoff.*

3. HILBERT SPACE TECHNIQUES FOR DETERMINING THE MINIMUM OF THE ACTIVE AND REACTIVE POWER FUNCTIONAL FOR LINEAR A.C. CIRCUITS

We propose to demonstrate a similar and general principle for the cvasistationary regime (a.c.) of linear electric circuit.

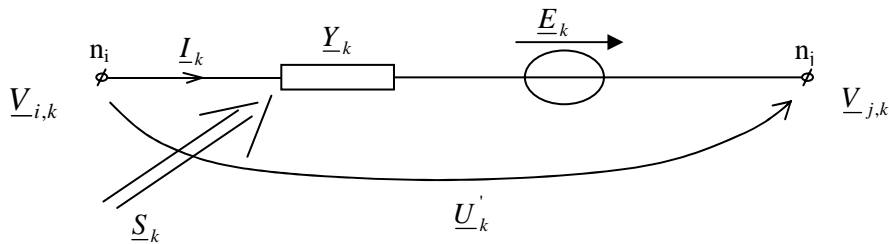


Fig.1-Circuit branch in a.c. regime

By using the symbolical method, the voltage at every branch of the circuit (Fig.1) is equal to:

$$\underline{U}'_k + \underline{E}_k = \frac{\underline{I}_k}{\underline{Y}_k} = \underline{U}_k, k = \overline{1, L} \tag{14}$$

If we note:

$$\underline{V}_{i,k} = x_{i,k} + jy_{i,k}; \underline{V}_{j,k} = x_{j,k} + jy_{j,k}; \underline{Y}_k = G_k - jB_k; \underline{E}_k = a_{E,k} + jb_{E,k}; \tag{15}$$

$$i, j = \overline{1, N}$$

where $G_k, B_k, a_{E,k}$ and $b_{E,k}$ are constants, then the complex conjugated current of branch k can be expressed [9]:

$$\begin{aligned} \underline{I}_k^* &= \underline{Y}_k^* (\underline{V}_{i,k} - \underline{V}_{j,k} + \underline{E}_k)^* = \\ &= [G_k (x_{i,k} - x_{j,k} + a_{E,k}) + B_k (y_{i,k} - y_{j,k} + b_{E,k})] + \\ &+ j[B_k (x_{i,k} - x_{j,k} + a_{E,k}) - G_k (y_{i,k} - y_{j,k} + b_{E,k})] \end{aligned} \quad (16)$$

The complex power dissipated by all the L admittances of the circuit is:

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^L \underline{S}_k &= \sum_{k=1}^L \underline{U}_k \underline{I}_k^* = \sum_{k=1}^L (G_k + jB_k) [(x_{i,k} - x_{j,k} + a_k)^2 + \\ &+ (y_{i,k} - y_{j,k} + b_k)^2] \end{aligned} \quad (17)$$

The real (active power) and imaginary (reactive power) components of the complex power can be defined as the functionals:

$$\begin{aligned} F_R &\equiv \frac{1}{2} \operatorname{Re}[\underline{S}]: R^{2N} \rightarrow R, \quad F_I \equiv \frac{1}{2} \operatorname{Im}[\underline{S}]: R^{2N} \rightarrow R, \\ F_R(x_i, y_j) &= \frac{1}{2} \sum_{k=1}^L \sum_{i,j}^N G_k [(x_{i,k} - x_{j,k} + a_{E,k})^2 + (y_{i,k} - y_{j,k} + b_{E,k})^2], \\ F_I(x_i, y_j) &= \frac{1}{2} \sum_{k=1}^L \sum_{i,j}^N B_k [(x_{i,k} - x_{j,k} + a_{E,k})^2 + (y_{i,k} - y_{j,k} + b_{E,k})^2], \end{aligned} \quad (18)$$

and they are quite obviously a function class C^2 in R^{2N} , and are positively defined i.e. for all the pair $(x_i, y_j), i, j = \overline{1, N}$ then $F_R(x_i, y_j) > 0$ and $F_I(x_i, y_j) > 0$. Consequently, the minimum points of the active and reactive power functionals are the solutions of the system which contains $4N$ equations:

$$\begin{aligned} \frac{\partial F_R}{\partial x_i} = 0, \quad \frac{\partial F_R}{\partial y_j} = 0, \quad i, j = \overline{1, N} \\ \frac{\partial F_I}{\partial x_i} = 0, \quad \frac{\partial F_I}{\partial y_j} = 0, \quad i, j = \overline{1, N} \end{aligned} \quad (19)$$

If we calculate the algebraical sum of the solutions, with one of them multiplied with (-1) or $\pm j$, we obtain the expressions:

$$\sum_{l_k \in n_1} \underline{I}_k^* = 0, \quad \sum_{l_k \in n_2} \underline{I}_k^* = 0, \dots, \quad \sum_{l_k \in n_N} \underline{I}_k^* = 0, \quad (20)$$

which are identical with the Kirchhoff's equations for currents (1st Kirchhoff theorem), expressed in all the N nodes of the circuit.

Consequently, the following principle can be issued (2nd Principle of Minimum Active and Reactive dissipated Power –PMARP 2): *the minimum of the active and reactive dissipated power by the branches of a linear circuit in a quasistationary regime (a.c.) is satisfied by the solutions in currents and voltages of the circuit, and these are the currents and voltages that verify the 1st and 2nd theorem of Kirchhoff.*

4. EXAMPLES

We consider the d.c. circuit shown in Fig.2, where $R_1 = 1\Omega, R_2 = 2\Omega, R_3 = 3\Omega, E_1 = 4V$. Because $U_r = V_2 - V_1$, the dissipated power functional by the branches of the circuit, (7), is calculated depending on potentials V_1, V_2 :

$$F = \frac{1}{2} \{ G_1(V_2 - V_1 + E_1)^2 + G_2(V_1 - V_2)^2 + G_3(V_1 - V_2)^2 \}$$

The minimum of the power functional are the solutions of the system

$$\frac{\partial F}{\partial V_1} = -G_1(V_2 - V_1 + E_1) + G_2(V_1 - V_2) + G_3(V_1 - V_2) =$$

$$= -I_1 + I_2 + I_3 = \sum_{I_k \in n_1} I_k = 0$$

$$\frac{\partial F}{\partial V_2} = G_1(V_2 - V_1 + E_1) - G_2(V_1 - V_2) - G_3(V_1 - V_2) =$$

$$= I_1 - I_2 - I_3 = \sum_{I_k \in n_2} I_k = 0$$

which represent the 1st theorem of Kirchhoff expressed in node 1 and 2. We calculated using PSPICE and MATHCAD the variation of the powers P_1, P_2, P_3 absorbed by the resistances R_1, R_2, R_3 , shown, respectively in figures 3, 4, and 5. It is remarked that the dissipated power by the each resistance is a minimum value compared with the maximum values of the same power $P_1 \approx 3,306W \langle P_{1\max} = 3.33W$; $P_2 \approx 2,38W \langle P_{2\max} = 3W$; $P_3 \approx 1,586W \langle P_{3\max} \approx 2,67W$.

Thus, for the currents which verifies 1st Kirchhoff theorem, the powers dissipated by the considered circuit are minimum.

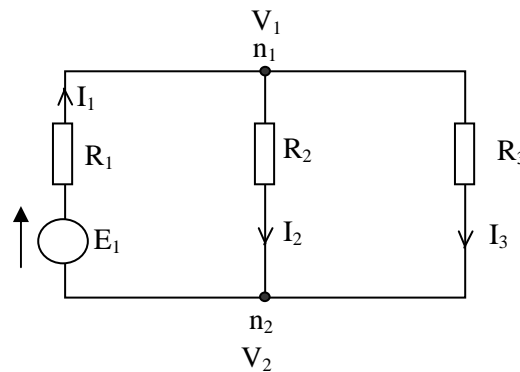


Fig. 2. D.c. circuit with three branches

7 The minimum of power functionals in linear and stationary circuits

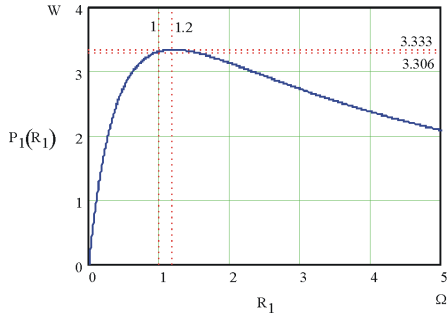


Fig. 3 -The variation of P_1

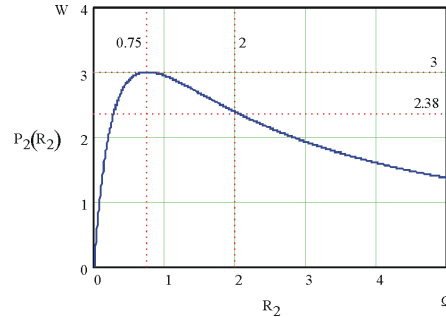


Fig. 4 - The variation of P_2

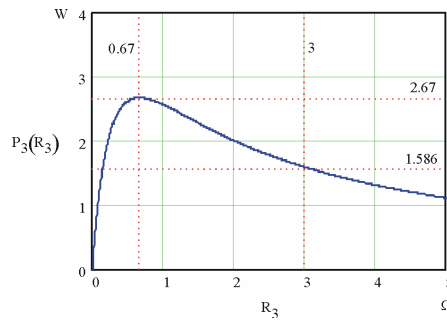


Fig. 5 - The variation of P_3

In the second example, we consider the a.c. circuit shown in figure 6. The expressions of the complex potentials, of the complex source and of the complex conjugated currents, of the circuit are:

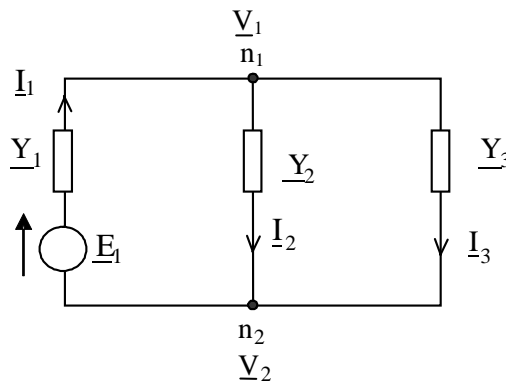


Fig. 6. - A.c. circuit with three branches

$$\underline{V}_1 = x_1 + jy_1; \underline{V}_2 = x_2 + jy_2; \underline{E}_1 = a + jb;$$

$$\underline{I}_1^* = (G_1 + jB_1)[(x_2 - x_1 + a) - j(y_2 - y_1 + b)];$$

$$\underline{I}_2^* = (G_2 + jB_2)[(x_1 - x_2) - j(y_1 - y_2)];$$

$$\underline{I}_3^* = (G_3 + jB_3)[(x_1 - x_2) - j(y_1 - y_2)].$$

The total dissipated complex power by the admittances of the circuit is (17):

$$\begin{aligned} \underline{S} = \sum_{k=1,2,3} \underline{S}_k &= (G_1 + jB_1)[(x_2 - x_1 + a)^2 + (y_2 - y_1 + b)^2] + \\ &+ (G_2 + jB_2)[(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2] + \\ &+ (G_3 + jB_3)[(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2 \end{aligned}$$

If the variables are x_1 and y_1 , which are the real and imaginary parts of the potential \underline{V}_1 , the minimum of the functionals (19) is the solution of the system:

$$\frac{1}{2} \frac{\partial \text{Re}[\underline{S}]}{\partial x_1} = -G_1(x_2 - x_1 + a) + G_2(x_1 - x_2) + G_3(x_1 - x_2) = 0$$

$$\frac{1}{2} \frac{\partial \text{Re}[\underline{S}]}{\partial y_1} = -G_1(y_2 - y_1 + b) + G_2(y_1 - y_2) + G_3(y_1 - y_2) = 0$$

$$\frac{1}{2} \frac{\partial \text{Im}[\underline{S}]}{\partial x_1} = -B_1(x_2 - x_1 + a) + B_2(x_1 - x_2) + B_3(x_1 - x_2) = 0$$

$$\frac{1}{2} \frac{\partial \text{Im}[\underline{S}]}{\partial y_1} = -B_1(y_2 - y_1 + b) + G_2(y_1 - y_2) + G_3(y_1 - y_2) = 0.$$

If we sum the first equation of system with the third equation multiplied with $(-j)$, and if we sum the second equation multiplied with $(-j)$ with the fourth equation, we obtain the 1st theorem of Kirchhoff expressed in node 1:

$$-\underline{I}_1^* + \underline{I}_2^* + \underline{I}_3^* = \sum_{l_k \in n_1} \underline{I}_k^* = 0$$

We obtain a similar result if the variables of the system will be x_2 and y_2 , which are the real and imaginary parts of the potential \underline{V}_2 :

$$\frac{1}{2} \frac{\partial \text{Re}[\underline{S}]}{\partial x_1} = -G_1(x_2 - x_1 + a) + G_2(x_1 - x_2) + G_3(x_1 - x_2) = 0$$

$$\frac{1}{2} \frac{\partial \text{Re}[\underline{S}]}{\partial y_1} = -G_1(y_2 - y_1 + b) + G_2(y_1 - y_2) + G_3(y_1 - y_2) = 0$$

$$\frac{1}{2} \frac{\partial \text{Im}[\underline{S}]}{\partial x_1} = -B_1(x_2 - x_1 + a) + B_2(x_1 - x_2) + B_3(x_1 - x_2) = 0$$

$$\frac{1}{2} \frac{\partial \text{Im}[\underline{S}]}{\partial y_1} = -B_1(y_2 - y_1 + b) + G_2(y_1 - y_2) + G_3(y_1 - y_2) = 0$$

and the solution of the system verifies the equation:

$$I_1^* - I_2^* - I_3^* = \sum_{I_k \in n_2} I_k^* = 0$$

which represent the 1st theorem of Kirchhoff expressed in node 2.

5. CONCLUSIONS

To determine the extreme of the power functional in case of the linear circuits is a problem of utmost importance, with quite useful didactic, theoretical and practical applications.

Using the variational principles it has been established that the solutions of the linear electric d.c. and a.c. circuit represent a minimum of the dissipated power in the stationary regime of the circuit.

The energetic problem under debate in the present work has a wide range of practical applications and it aims at cutting down the wastes in the energetically systems.

Received on May, 12, 2005.

REFERENCES

1. J. Clemente-Gallardo, J.M.A. Scherpen, *Relating Lagrangian and Hamiltonian Formalism of LC Circuits*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 50, no.10, pp.1359-1363 (2003).
2. W. Millar, *Some general Theorems for Nonlinear Systems Possesing Resistance* Phil Mag., ser. 7, vol. 42, no. 333, pp. 1150-1160 (1951).
3. T.E. Stern, *On the equations of Nonlinear Networks*, IEEE Transactions on Circuits Theory, vol. CT-13, no.1, pp. 74-81 (1966).
4. C.A. Desoer, E.S. Kuh, *Basic circuit Theory*, Mc-Grew-Hill Book Company, New York, 1969, p. 770-772.
5. V. Ionescu, *Aplicatii ale spatiilor Hilbert la studiul regimului deformant*, Electrotehnica, nr. 6, pp. 280-286 (1958).
6. C. I. Mocanu, *Teoria circuitelor electrice*, Editura Didactica si pedagogica, Bucuresti, , 1979, p. 350-353.
7. J.C. Maxwell, *A Treatise on Electricity and Magnetism*, vol. I and II, 3rd ed., Dover Publications, Inc., New York, 1954, p. 407-408.
8. H. Andrei, F. Spinei, C. Cepisca, and B. Cringanu-Cretu: *D.C. Solutions – a Minimum Consumed Power*, In: Bibliotheca (Edit.), ISEE, pp. 42-46, Targoviste, Romania, 2004.
9. F.Spinei, H. Andrei, *Energetical minimum solution for the resistive network*, SNET 2004, Politehnica University of Bucarest, 22-23 Octombrie 2004, pp. 443-450.

Analysis of broken conductor with ground contact faults in medium voltage power network

Dumitru TOADER, Ștefan HĂRĂGUȘ, Constantin BLAJ

“Politehnica” University Timișoara P-ța Victoriei nr.2, Romania; dtoader@et.utt.ro

Abstract. Broken conductor with ground contact faults make a relatively important figure (3 to 10 %) in the total faults statistics. The design of protective devices to selectively detect such faults should be based on the analysis of fault conditions. This paper analyses how the fault resistance, the consumer’s power and structure, the total capacitive current of the network, the capacitive current of the faulty line behind the fault, influences the zero-sequence voltage at the substations busbars and the grounding system current. Networks with non-grounded neutral point, grounded via a reactor respectively a resistor are considered in the analysis. The results are compared with measurements made in real medium voltage networks.

1 Introduction

A relatively frequent fault that occurs in medium voltage power network is that of a broken conductor with ground contact either on the generator’s side, or on the consumer’s side. In this paper an analysis of the second case is performed. Figure 1 shows the single-line diagram of the analysed network where Tr is the 110/20 kV transformer, L_1, L_2, \dots, L_n are the 20 kV lines, T.S.I. is the internal services transformer also used to create the neutral point, Z_n is the neutral point grounding impedance, S.I. are the internal services and R_t is the fault resistance. For non-grounded networks, respectively for network with the neutral point grounded via a reactor, the zero-sequence voltage at the 20 kV busbar will be computed, and also the resistor current for a network with the neutral point grounded via a resistor.

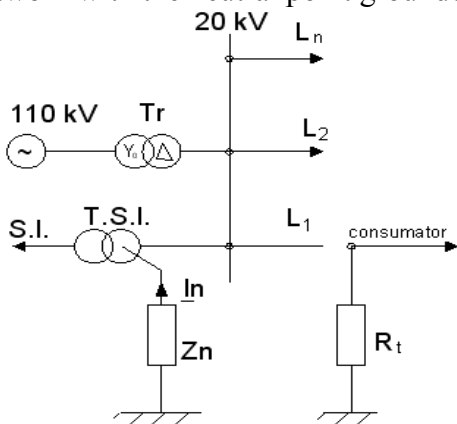


Fig.1. Single-line diagram of the faulty network

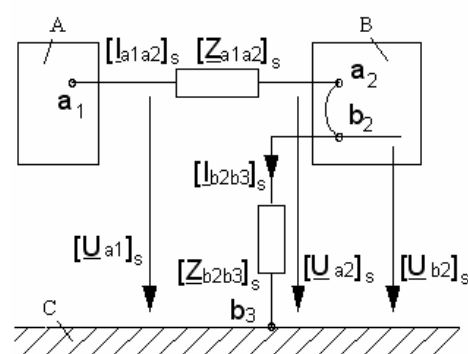


Fig.2 Equivalent network for analysis

Various parameters, like the fault resistance R_t , the capacitive current of the line behind the fault I_c' , the total capacitive current of the network I_c , the apparent power of the consumer fed by the faulty line S_c , and the consumer’s negative-sequence impedance Z_{ci} do influence the zero-sequence voltage and the neutral point grounding current in a way that will be analysed.

2 The Mathematical Model

The type of fault analysed can be seen as two single faults: a single-line interruption and a single-phase shortcircuit. The faulty network can be partitioned into three symmetrical subnetworks, denoted with A, B and C in Fig.2, linked by two nonsymmetrical impedances which implement the fault; A and B refers to the network which stays on the generator's, respectively consumer's side. C is the equivalent symmetrical network of the ground [1, 2, 3] and $[Z_{a1a2}]_S$ and $[Z_{b2b3}]_S$ are the sequence-matrices of the linking impedances. At nodes a_1 , a_2 and b_2 the following equation can be written at [4, 1, 2, 5]:

$$\begin{bmatrix} [U_{ea1}]_S - [U_{ea2}]_S \\ [U_{eb2}]_S - [U_{eb3}]_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Z_{a1a2}]_S + [Z_{a1a1}]_S + [Z_{a2a2}]_S & -[Z_{a2b2}]_S \\ -[Z_{a2b2}]_S & [Z_{b2b2}]_S + [Z_{b2b3}]_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_{a1a2}]_S \\ [I_{b2b3}]_S \end{bmatrix}, \quad (1)$$

where $[U_{ex}]_S$ is the sequence column matrix of the electromotive voltage in node x ($x=a_1, a_2, b_2, b_3$), $[Z_{xx}]_S$ is the sequence matrix of the impedances as seen from node x and $[I_{a1a2}]_S, [I_{b2b3}]_S$ are the sequence matrices of the currents shown in Fig.2.

After some transformations eq.(2) becomes

$$\begin{bmatrix} [U_e]_S \\ [0]_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Z_s]_S + [Z_c]_S + [Z_1]_S & -[Z_c]_S \\ -[Z_c]_S & [Z_2]_S + [Z_c]_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I']_S \\ [I]_S \end{bmatrix}, \quad (2)$$

where $[Z_s]_S=[Z_{a1a1}]_S$, $[Z_c]_S=[Z_{a2a2}]_S$, $[Z_{a1a2}]_S=[Z_1]_S$, $[Z_2]_S=[Z_{b2b3}]_S$, $[I']_S=[I_{a1a2}]_S$, $[I]_S=[I_{b2b3}]_S$, $[U_e]_S=[U_{ea1}]_S$. The matrix is of the form

$$[Z_2] = \begin{bmatrix} Z_{2h} & Z'_2 & Z'_2 \\ Z'_2 & Z_{2d} & Z'_2 \\ Z'_2 & Z'_2 & Z_{2i} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Solving eq.(2) for the currents I_h and I_h' assuming $Z_{cd} \rightarrow \infty$, after some transformations, it follows

$$I_h = I'_h = \frac{b_5(U_{cd} - U_{ch}) - b_6(U_{ci} - U_{ch})}{b_1 \cdot b_2 - b_3 \cdot b_4}, \quad (4)$$

where coefficients b_k ($k=1,5$) are expressed in terms of the matrices $[Z_s]$, $[Z_c]$ and $[Z_2]$ [4].

In general, the positive- and negative-sequence reactances of electrical drives are different from each other [6, 7, 8]. As it is hard to evaluate how many electrical drives are fed by the faulty line, the negative sequence reactance of the consumer is expressed as a fraction of the positive-sequence reactance, $X_{ci}=kX_{cd}$ ($k=1$ stands for a purely static consumer).

Finally, the current through the neutral point grounding system I_n and the voltage U_{hb} can be expressed in terms of I_h' ,

$$I_n = -3 \frac{jX_c}{Z_{hTSl} + 3Z_n - jX_c} \cdot I'_h, \quad U_{hb} = - \frac{jX_c (Z_{hTSl} + 3Z_n)}{Z_{hTSl} + 3Z_n - jX_c} \cdot I'_h, \quad (5)$$

where Z_{hTSl} is the zero-sequence impedance of the neutral point reactor, X_c the total capacitive current, and Z_n is the neutral point grounding system impedance; the zero-sequence current I_h' is given by eq.(4).

3 Dependence of U_{hb} and I_n on the fault conditions

The parameter values needed for computing U_{hb} and I_n (eq.5) depend on the fault conditions, i.e. the fault resistance R_t , the capacitive current of the faulty line behind the fault location I_c' , the total capacitive current of the network I_c , the apparent power of the consumer fed by the faulty line S_c , and the negative-sequence impedance of the customer Z_{ci} . In the following the fault

resistance is taken as the independent variable, in the range [0 to 10.000] Ω. The zero-sequence voltage is determined at the secondary winding of the zero-sequence filter. The numerical values needed for the computing and are the following [9, 10, 11]: pre-fault line voltage at the fault location 20kV; source impedance $Z_S = (0,1 + j2,1) \Omega$ (110/20 kV, 25 MVA transformer); line impedance up to the fault location $Z_{Ld} = Z_{Li} = (1,16 + j0,76) \Omega$ (20kV overhead line, 2km), $Z_{Lh} = (1,46 + j2,28) \Omega$; neutral point grounding reactor impedance $Z_n = (0,5 + j105,8) \Omega$; zero-sequence impedance of internal services transformer (T.S.I.) $Z_{hTSI} = (2,78 + j8,35) \Omega$; consumer's power factor $\cos\phi = 0,98$; zero-sequence voltage at the substation's medium voltage busbar prior fault occurrence $U_{eh} = 153 \text{ V}$, negative-sequence voltage assumed zero; resistance of neutral point grounding resistor 38,5 Ω; apparent power of the consumer fed by the faulty line $S_c = 1076 \text{ kVA}$.

Figure 3 and 4 show the zero-sequence voltage as function of the fault resistance for a network with the neutral point grounded via a reactor at resonance, respectively at 14,5 % overcompensation. The structure of the consumer highly affects the zero-sequence voltage.

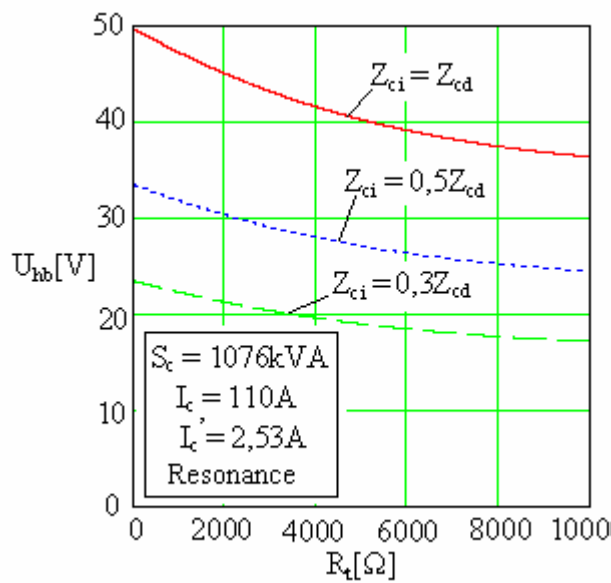


Fig.3

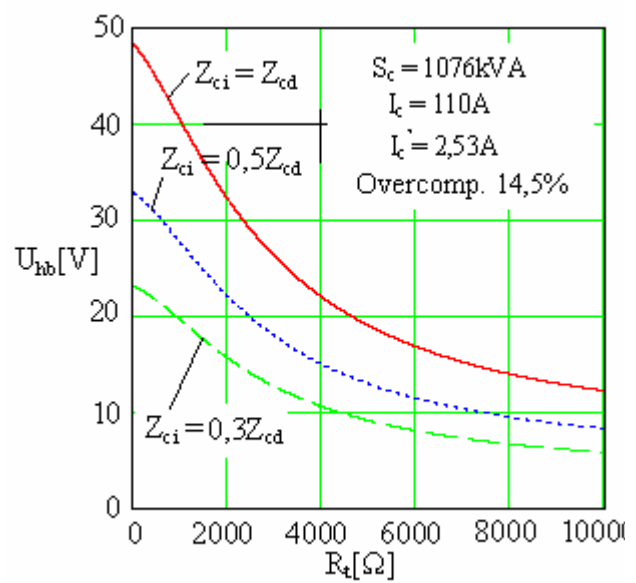


Fig.4

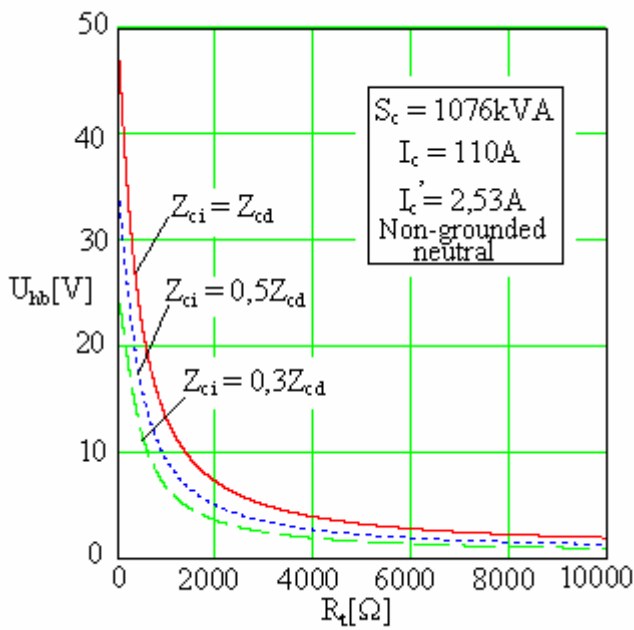


Fig.5

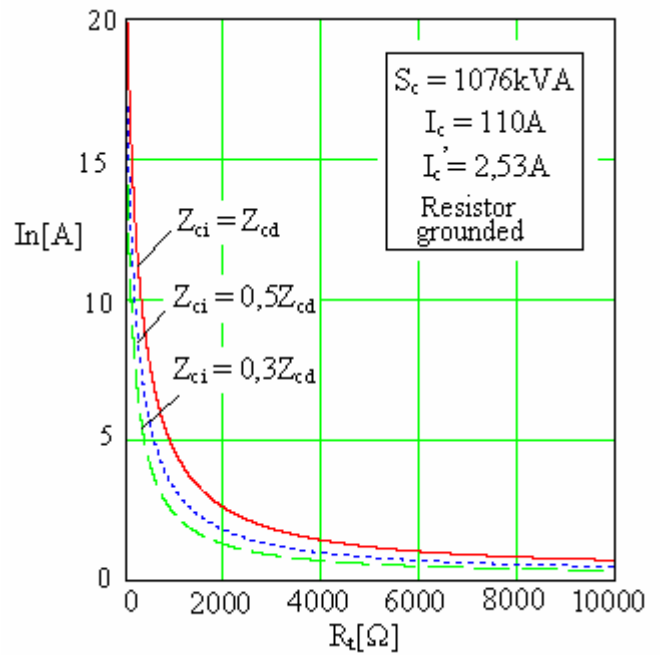


Fig.6

For the non-grounded, respectively the resistor-grounded network the consumer's structure is of less importance, as concerning the zero-sequence voltage and current (Fig.5 and 6). At those networks the fault resistance has a much more importance.

4 Experimental results

The computed results were compared with measurements taken in two different medium voltage power networks. The first network has the neutral point grounded via a reactor and a measured total capacitive current of 100 A. Two reactors, each having the current adjustable in the range 10 -100A were used to compensate this capacitive current. The fault was provoked on a 20 kV line with a capacitive current of 3A, at 4825m from the substation's medium voltage busbars. The measured quantities are shown in table 1, for $Z_{sd} = Z_{si} = 0,1+j2,1 \Omega$, $Z_{hTSI} = 2,28 + j8,39 \Omega$, $Z_{Ld} = Z_{Li} = 2,94+j1,8 \Omega$, $Z_{Lh} = 3,18+j5,4 \Omega$, and $I_{c'} = 2,53A$. It can be seen that the zero-sequence voltage is lower than the sensitivity level of the ground contact sensing relay RPP so that this relay did not detected the provoked fault.

Tab. no. 1 Neutral point grounded via a reactor

S _c [kVA]	R _t [Ω]	U _R [V]	U _S [V]	U _T [V]	U _{hb} [V]			Operating regime
					U _{hb} [V] calc.	U _{hb} [V] meas.	ε [%]	
1076	50	55,2	79,4	46	45	40,8	10,3	Resonance
	50	64	77	46,2	35	34,7	0,8	Overcomp. 14,5%
	8000 (sand)	67,1	63,3	56	14,1	15,5	9	Overcomp. 14,5%
816	8000 (sand)	59	65,5	50	13,8	14,5	4,8	Overcomp. 14,5%
	5000 (snow)	58,8	69,4	46,3	20,8	21,6	3,7	Overcomp. 14,5%

Measurements made in different conditions clearly show that the RPP relay do not detect ground contacts in a medium voltage network with neutral point grounded via but in very particular conditions. Nonselective ground contacts in medium voltage network is realized by zero-sequence voltage protective relays connected at the medium voltage substation's busbar. The minimum-voltage relay of this system is usually set at 15 V, and for the in use RPP's there is no possibility to lower this level. For a proper ground contact fault detection it would be necessary a minimal level of (5-10)V. This condition is satisfied by the „Digital Protective Block BHT-10a” which has a (5...20) V level setting range [12].

The second network has the neutral point grounded via a resistor, and a measured total capacitive current of 103,4A. The results are shown in table 2.

Tab. no.2 Neutral point grounded via a resistor

R_t [Ω]	S_C [kVA]	I_c [A]	I_n [A]		
			meas.	calc.	ε [%]
2,6	63	6,98	1,6	1,71	6,9
5000	63	1,77	0,83	0,92	10,8
10000	63	1,77	0,71	0,78	9,8
5000	563	1,77	1,28	1,34	4,7
10000	563	0,46	0,52	0,53	1,9

The measurements revealed that the RPP detected high fault resistance faults. Therefore, resistor grounded networks are better protected against broken conductor with ground contact faults than reactor grounded networks.

The computed and the measured results are in good agreement with each other, for the assumed precision level of the system's parameters.

5 Conclusion

The analysis shows that the zero-sequence voltage of the medium voltage busbar and the neutral point grounding current, if a broken conductor with ground contact on the consumer's side fault occurs, are affected as follows:

- the fault resistance do significantly affect the zero-sequence voltage for non-grounded networks, respectively with the neutral point grounded via a resistor
- for a network with the neutral point grounded via a reactor, at resonance, the apparent power of the consumer fed by the faulty line has little effect on the zero-sequence voltage for $Z_{ci}=Z_{cd}$. The effect is significantly greater if Z_{ci} is les then Z_{cd} .
- for a non-grounded network, by increasing the consumed power the zero-sequence voltage also increases.
- for a network with the neutral point grounded via a resistor, at low consumed power the structure of the consumer has practically no influence on the grounding resistor current. For higher consumed power, lower values for Z_{ci} lead to lower values for the resistor current.
- the capacitive current of the line behind the fault, I_c' , also influences the zero-sequence voltage of the medium voltage busbars. Thus, for a neutral point grounded via a reactor, at resonance, by reducing I_c' the zero-sequence voltage also reduces.
- the total capacitive current of the medium voltage network I_c has a less pronounced effect on the zero-sequence voltage. Thus, reducing I_c from 100A to 50A the zero-sequence voltage reduces by 5,5% if $Z_{ci} = Z_{cd}$, by 1,9% if $Z_{ci} = 0,5Z_{cd}$, and by 1,4% if $Z_{ci} = 0,3Z_{cd}$.

For most 110/20 kV transformer substations with the neutral point of the medium voltage network grounded via a reactor, nonselective detections of groundings on the medium

voltage side are performed by sensing the zero-sequence voltage on the secondary winding of zero-sequence filter connected at the medium voltage busbar. The same is true for non-grounded medium voltage networks. The minimal voltage level for this protective device is 15V, and therefore a broken conductor with ground contact can be detected in very few situations (namely if $I_c \geq 50A$, $I_c' \geq 10A$, $S_c \geq 30kVA$, the network is at resonance and $Z_{ci} = Z_{cd}$). For selective groundings detection relays of RPP type are in use. Experimental measurements showed that very few broken conductor with ground contact on the consumer's side faults have been detected by these protective devices. We conclude therefore that such faults cannot be properly detected in medium voltage networks with neutral point grounded via a reactor.

The situation is even worse if the neutral is non-grounded, for the zero-sequence voltage is less than the minimal sensing level of 15 V.

Networks with the neutral point grounded via a resistor are provided with protective devices which can selectively detect a fault that causes a minimal 3A zero-sequence current. Therefore broken conductor with ground contact on the consumer's side can be selectively detected in most situations.

To avoid holding a broken conductor on ground contact in a medium voltage network with non-grounded neutral, or grounded via a reactor, for a long period of time, and thus minimizing the risk of electroshocks, it is necessary to design high sensitivity protective devices which are able to detect single line-to-ground faults. Protective devices with minimal-voltage relays with low voltage level of about (5-10)V, like the „Digital protective block BHT-10a” make possible proper detection of broken conductor with ground contact faults in a larger variety of situations.

References

1. M. Bercovici, A. Arie, and M. Tudose. Aspecte privind aplicarea teoriei componentelor sistemice în analiza regimurilor nesimetrice a rețelelor electrice, *Bul.șt.și tehn. al I.P. București*, (XXIX), nr.4, 1967, p.101-131.
2. M. Bercovici and A. Arie. Aplicarea unor operatori de ortogonalitate pentru determinarea defectelor nesimetrice, multiple în rețele electrice, *Studii și cercetări de energetică și electrotehnică*, nr.2, 1968, p.403-425.
3. A. B. Cernin. *Scurtcircuite în cazul regimurilor cu număr incomplet de faze ale sistemelor electrice*, Ed. Tehnică, București, 1956.
4. D. Toader. *Contribuții la studiul defectelor de tip conductor întrerupt și căzut la pământ în rețele electrice de medie tensiune*, teză de doctorat, Institutul Politehnic Timișoara, 1987.
5. D. Toader. Analysis of Multiple Faults in Three-Phase Networks, *Revue Roumaine des Sciences Techniques*, Serie Electrotechnique et Energetique, Tome 48, 2003.
6. L.A. Danilievici, V.V. Dombrovski and K.B. Kazovski. *Parametrii mașinilor de curent alternativ*, traducere din lb.rusă, Ed.Tehnică., București, 1968.
7. T. Dordea. *Mașini electrice*, Ed. didactică și pedagogică, București, 1970.
8. P. Gheju. *Contribuții la studiul influenței consumatorilor formați din motoare asincrone asupra curenților de scurtcircuit din rețeaua lor de alimentare, a comportării lor în timpul scurtcircuitelor și a determinării parametrilor motoarelor*, teză de doctorat, I.P. "Traian Vuia" Timișoara, 1984.
9. Șt. Hărăguș, D. Toader and V. Toaxen. Fault transients simulation in distribution networks with improved neutral-point grounding, *Proceedings of the IASTED International Conference, Power and Energy Systems*, September 19-22, 2000, Marbella, Spain, p.125.
10. A.. S. Marched, G. A. Tench and P. Kundar. Accurate calculation of asymmetrical fault currents in complex power systems, *I.E.E.E. Transaction on P.A.S.* nr.8, 1981, p.3735-3803.

11. D. Toader, and Şt. Hărăguş. Numerical simulation of transient phenomena triggered by single-grounding faults, *Acta Universitatis Cibiniensis*, Series Electrical Engineering and Electronics, 1999, p.5 - 13.
12. D.Toader, Şt.Hărăguş, I. Haţegan, BHT-10A: A zero-sequence voltage digital protective block for medium-voltage networks with isolated neutral-point, *Proceedings of Power Systems Conference*, Timişoara, 2003

A NUMERICAL MULTI-RATE METHOD FOR STEADY-STATE ANALYSIS OF RF-IC

MIHAI IORDACHE, LUCIA DUMITRIU, ION MATEI

*Politehnica" University of Bucharest, Electrical Engineering Department,
Spl. Independentei 313, Cod 060042, Bucharest ROMANIA,*

Abstract. Widely-separated time scales appear in many electronic circuits, making traditional analysis difficult or impossible if the circuits are highly nonlinear. The paper presents a new version of modified nodal method for circuit analysis with widely separated time scales. The key idea is to use multiple time variables, which enable signals with widely separated rates of variation to be represented efficiently. The differential algebraic equations (DAE) describing the RF-IC circuits are transformed in multi-time partial differential equations (MPDE). In order to solve MPDE we use the associated resistive discrete equivalent circuits (companion circuits) for the dynamic circuit elements.

1. Introduction

A very important step in the design of radio-frequency integrated circuits (RF-IC) is circuit simulation. A typical RF-IC application has carrier frequencies in the GHz-range with modulating signals in the kHz-range. Due to the broad signal spectrum (about six orders of magnitude) finding of the steady-state by the *brute-force method* is very time consuming [1, 2]. These signals are called *multirate signals*, and they contain "components" that vary at two or more widely separated rates. Such signals arise in various physical systems, as communication circuits (up/down-converters, automatic gain-control circuits), cycle-chopping and switched power converters, switched-capacitor filters, pulswidth-modulation circuits etc. These systems are typically difficult to analyze using traditional numerical integration algorithms, such as those used in programs like SPICE [1]. The difficulty consists in the widely disparate rates: following fast-varying signal components long enough to obtain information about the slowly-varying ones is computationally expensive, and can also be inaccurate.

Many multirate signals, especially from circuits, can be represented efficiently as functions of two or more time variables, i.e. as *multivariate functions*. If a circuit is described with differential-algebraic equations (DAE), using multivariate functions for the unknowns leads naturally to a partial differential equation (PDE) form, which is called *Multirate Partial Differential Equation (MPDE)*. If we apply time-domain numerical methods to solve the MPDE directly for the multivariate forms of the unknowns, we are able to analyze the combination of strong nonlinearities and multirate signals.

The Modified Nodal Equations (MNE) in dynamic behaviour and the output equation for lumped nonlinear analogue circuits have the following form [11-13]:

$$\begin{cases} \mathbf{M}(\mathbf{x}(t)) \cdot \dot{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{G}\mathbf{x}(t) + \mathbf{F}(\mathbf{x}(t)) = \mathbf{B}\mathbf{b}(t) \\ \mathbf{u}(t) = \mathbf{L}^t \mathbf{x}(t) \end{cases}, \quad (1)$$

where: $\mathbf{x}(t) = [\mathbf{v}_{n-1}^t, \mathbf{i}_m^t]^t$ - is the independent variable vector, with \mathbf{x}_0 initial condition; \mathbf{M}, \mathbf{G} are square matrices $(n-1+m) \times (n-1+m)$; $\mathbf{b} = [\mathbf{j}^t, \mathbf{e}^t]^t$ - is the input vector; \mathbf{B} and \mathbf{L} are selector matrices, with entries (-1, 0 or 1), and the superscript "t" denotes the transpose.

If for the nonlinear inductors (nonlinear capacitors) the magnetic fluxes (electrical charges) are considered as independent variables, then the matrix \mathbf{M} is independent of \mathbf{x} .

If the analyzed circuit exhibits multirate behaviour, its variables can be represented efficiently using multiple time variables. If there are p multivariate forms of change, p time-scales are used. We denote the multivariate forms of $\mathbf{x}(t)$ and $\mathbf{b}(t)$ by $\hat{\mathbf{x}}(t_1, \dots, t_p)$ and $\hat{\mathbf{b}}(t_1, \dots, t_p)$.

The MPDE corresponding to (1) is:

$$\begin{cases} \mathbf{M}(\hat{\mathbf{x}}) \left[\frac{\partial \hat{\mathbf{x}}}{\partial t_1} + \dots + \frac{\partial \hat{\mathbf{x}}}{\partial t_p} \right] + \mathbf{G}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{F}(\hat{\mathbf{x}}) = \mathbf{B}\hat{\mathbf{b}}(t_1, \dots, t_p), \\ \hat{\mathbf{u}}(t_1, \dots, t_p) = \mathbf{L}^t \hat{\mathbf{x}}(t_1, \dots, t_p) \end{cases} \quad (2)$$

In [1] it is shown that there is a relation between the MPDE and the MNEs of the circuit. According to the theorem 1 from [1] the solutions of the MNEs are available on “diagonal” lines along the MPDE multivariate solutions.

Because the MNEs are easy implemented in a program, we use these equations to obtain numerical solution of the MPDE. Replacing each capacitor and each inductor (magnetic coupled or not) by a discrete resistive circuit model associated with an implicit numerical integration algorithm, the transient analysis of nonlinear circuit can be reduced to the dc analysis of a sequence of equivalent nonlinear resistive circuits [4-7, 11, 12]. The characteristics of the nonlinear circuit elements are approximated by piecewise-linear continuous curves [5-10]. By using the backward differential formula of high order, the efficiency is achieved without compromising accuracy.

2. Method description

Considering the two-rate case, MPDE (2) becomes:

$$\begin{cases} \mathbf{M}(\hat{\mathbf{x}}) \left[\frac{\partial \hat{\mathbf{x}}}{\partial t_1} + \frac{\partial \hat{\mathbf{x}}}{\partial t_2} \right] + \mathbf{G}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{F}(\hat{\mathbf{x}}) = \mathbf{B}\hat{\mathbf{b}}(t_1, t_2), \\ \hat{\mathbf{u}}(t_1, t_2) = \mathbf{L}^t \hat{\mathbf{x}}(t_1, t_2) \end{cases} \quad (3)$$

with the periodic boundary conditions (BCs) $\hat{\mathbf{x}}(t_1 + T_1, t_2 + T_2) = \hat{\mathbf{x}}(t_1, t_2)$. We consider a uniform grid $\{\bar{i}(i, j)\}$ of size $(n_1 + 1) \times (p_2 + 1)$ on the rectangle $[0, m_1 T_1] \times [0, T_2]$ (Fig. 1). Here $\bar{i}(i, j) = (t_{1i}, t_{2j})$, $t_{1i} = (i - 1)h_1$, $t_{2j} = (j - 1)h_2$, $1 \leq i \leq n_1 + 1$, $1 \leq j \leq p_2 + 1$, $h_1 = T_1 / n_1 = T_1 / m_1 p_1$ and $h_2 = T_2 / p_2$ are the grid spaces in the directions t_1 and t_2 respectively. We consider that the slow components of $\mathbf{b}(t)$ and $\mathbf{x}(t)$ depend on t_1 and the fast components of $\mathbf{b}(t)$ and $\mathbf{x}(t)$ depend on t_2 .

According to the *backward differential formula* (BDF), which approximates to within any prescribe accuracy the present value $\dot{\mathbf{x}}(t_q) = \dot{\mathbf{x}}_q$ at $t = t_q$ in terms of $x_q = \mathbf{x}(t_q)$ and p values $x_{q-1}, x_{q-2}, \dots, x_{q-p}$, $\dot{\mathbf{x}}_q$ has the following expression:

$$\dot{\mathbf{x}}_q = \frac{1}{h} \sum_{k=0}^p a_k x_{q-k}, \quad (4)$$

where a_0, a_1, \dots, a_p are constants, and $h = t_q - t_{q-1}$ is the present time step size.

We can also use the following numerical implicit integration algorithms: the trapezoidal algorithm and the Gear's algorithm.

For the first periods T_1 and T_2 , we assume that the BCs are $\hat{\mathbf{x}}(i, 1) = 0.0$; $i = \overline{1, p_1 + 1}$, and $\hat{\mathbf{x}}(1, j) = 0.0$; $j = \overline{1, p_2 + 1}$, on the column $t_2 = 0$, and on the line $t_1 = 0$ respectively. We start the integration process on the line 2 from the column 2 to the column $p_2 + 1$. Then we integrate on the line 3 from the column 2 to the column $p_2 + 1$ and so on till we arrive in the point $(p_1 + 1, p_2 + 1)$ (Fig. 1). For the next periods T_1 and T_2 we consider the following boundary

conditions: $\hat{x}(p_1 - 1 + i, 1) = \hat{x}(i, p_2 + 1)$, $i = \overline{2, p_1 + 1}$ and $\hat{x}(p_1 + 1, j)$, $j = \overline{2, p_2 + 1}$ on the line $t_1 = T_1$ (Fig. 1). Proceeding in this way for the other periods T_1 and T_2 we shall integrate the MPDE on the whole uniform grid of size $(n_1 + 1) \times (p_2 + 1)$, when we arrived in the point $\bar{t}(n_1 + 1, p_2 + 1) = (t_{1_{n_1+1}}, t_{2_{p_2+1}})$, with $t_{1_{n_1+1}} = n_1 h_1 = m_1 p_1 h_1 = m_1 T_1$, and $t_{2_{p_2+1}} = p_2 h_2 m_1 p_1 = m_1 p_1 T_2 = n_1 T_2$ (at each integration step h_1 we perform p_2 integrations with size step h_2).

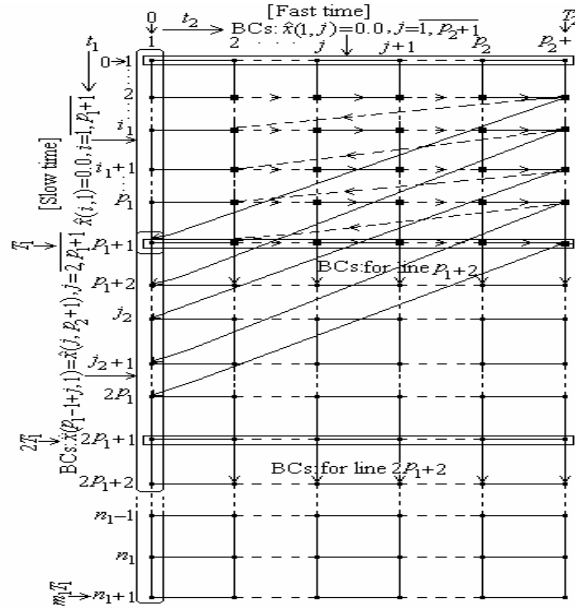


Fig. 1. A uniform grid $\{\bar{t}(i, j)\}$ of size $(n_1 + 1) \times (p_2 + 1)$.

At each time moment $\bar{t}(i, j)$ we have to solve a nonlinear algebraic equation system. For this, we can use the Newton-Raphson algorithm or other efficient numerical iteration algorithms [1-7, 13].

The discrete resistive circuit equations, associated with the BDF of the first order ($a_0 = 1$ and $a_1 = -1$) when the characteristics of the nonlinear elements are approximated by piecewise-linear continuous curves, at $\bar{t}(i, j)$ (with $t_{1i} = (i - 1)h_1, t_{2j} = (j - 1)h_2$) and at the $(k + 1)^{th}$ iteration of the Newton-Raphson algorithm, corresponding to the modified nodal analysis method, have the following form:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{G}_{dn-1, n-1}(s_{(i,j)}^{(k)}) & \mathbf{B}_{dn-1, m}(s_{(i,j)}^{(k)}) \\ \mathbf{A}_{dm, n-1}^{(k+1)}(s_{(i,j)}^{(k)}) & \mathbf{R}_{dm, m}(s_{(i,j)}^{(k)}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{n-1}^{(k+1)}(i, j) \\ \mathbf{i}_m^{(k+1)}(i, j) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sc}^{(k)}(i, j) \\ \mathbf{e}_m^{(k)}(i, j) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

where: $\mathbf{G}_{dn-1, n-1}(s_{(i,j)}^{(k)})$ is the incremental node-conductance matrix corresponding to $n - 1$ independent nodes; $\mathbf{B}_{dn-1, m}(s_{(i,j)}^{(k)})$ is an $(n - 1) \times m$ matrix that contains the elements $-1, 0, +1$ and the current gains of the CCCSs; $\mathbf{A}_{dm, n-1}(s_{(i,j)}^{(k)})$ represents a $m \times (n - 1)$ matrix containing the elements $-1, 0, +1$ and voltage gains of the VCVSs; $\mathbf{R}_{dm, m}(s_{(i,j)}^{(k)})$ is a $m \times m$ matrix having the elements made up of: the transfer resistances of the CCVSs; the incremental resistances of the discrete models of the current-controlled dynamic circuit elements and the incremental resistances of the current-controlled nonlinear resistors; $\mathbf{v}_{n-1}^{(k+1)}(i, j)$ is the node-voltage vector

corresponding to $n-1$ independent nodes (at the $(k+1)^{\text{th}}$ iteration and the time $\bar{t}(i, j)$, with $t_{1i} = (i-1)h_1$, $t_{2j} = (j-1)h_2$. The vector $i_m^{(k+1)}$ represents the current vector corresponding to the non-NA-compatible circuit branches at the $(k+1)^{\text{th}}$ iteration and the time $\bar{t}(i, j)$. The vectors $i_{sc,n-1}^{(k)}$ and $e_m^{(k)}$ represent the contributions of the excitation sources (independent current and voltage sources), of the sources corresponding to the approximations of nonlinear resistors and the initial values of the inductor currents and of the capacitor voltages which are determined from previous time steps $\bar{t}(i-1, j)$ of the slow time t_1 , and $\bar{t}(i, j-1)$ of the fast time t_2 . The superscripts (k) and $(k+1)$ represent the iterations orders, and the subscripts (i, j) , $(i, j-1)$, $(i, 1)$ and $(i-1, 1)$ represent the time moments.

For the case when the circuit contains flux-controlled nonlinear inductors and charge-controlled nonlinear capacitors, we must consider as independent variables also the flux vector $\phi_L^{(k+1)}$ and the charge vector $q_C^{(k+1)}$, [5, 9].

In the following we present the contributions of some dynamic circuit elements to the modified nodal equations (5).

The voltage-controlled (v.c.) nonlinear capacitor $\hat{q}_C(u_C)$

The nonlinear characteristic $\hat{q}_C(u_C)$ is approximated by piecewise linear continuous curve:

$$q_C = C_d(s) \cdot u_C + Q_C(s); \quad u_C^-(s) \leq u_C \leq u_C^+(s). \tag{6}$$

Using the backward differential formula of the first order, the equation (8) becomes:

$$i_{C(i,j)}^{(k+1)} = (q_{C(i,j)}^{(k+1)} - q_{C(i-1,j)}^{(k+1)})/h_1 + (q_{C(i,j)}^{(k+1)} - q_{C(i,j-1)}^{(k+1)})/h_2 = \frac{h_1 + h_2}{h_1 h_2} [C_d(s_{(i,j)}^{(k)}) \cdot u_{C(i,j)}^{(k+1)} + Q_C(s_{(i,j)}^{(k)})] - [C_d(s_{(i-1,j)}) \cdot u_{C(i-1,j)} + Q_C(s_{(i-1,j)})]/h_1 - [C_d(s_{(i,j-1)}) \cdot u_{C(i,j-1)} + Q_C(s_{(i,j-1)})]/h_2. \tag{7}$$

The contribution of the v.c. nonlinear capacitor to MNE (5) is:

	$v_{C(i,j)}^{+(k+1)}$	$v_{C(i,j)}^{-(k+1)}$	RHS
$v_{C(i,j)}^{+(k+1)}$	$\frac{h_1 + h_2}{h_1 h_2} C_d(s_{(i,j)}^{(k)})$	$-\frac{h_1 + h_2}{h_1 h_2} C_d(s_{(i,j)}^{(k)})$	$-\frac{h_1 + h_2}{h_1 h_2} Q_C(s_{(i,j)}^{(k)}) + [C_d(s_{(i-1,j)}) \cdot u_{C(i-1,j)} + Q_C(s_{(i-1,j)})]/h_1 + [C_d(s_{(i,j-1)}) \cdot u_{C(i,j-1)} + Q_C(s_{(i,j-1)})]/h_2$
$v_{C(i,j)}^{-(k+1)}$	$-\frac{h_1 + h_2}{h_1 h_2} C_d(s_{(i,j)}^{(k)})$	$\frac{h_1 + h_2}{h_1 h_2} C_d(s_{(i,j)}^{(k)})$	$\frac{h_1 + h_2}{h_1 h_2} Q_C(s_{(i,j)}^{(k)}) - [C_d(s_{(i-1,j)}) \cdot u_{C(i-1,j)} + Q_C(s_{(i-1,j)})]/h_1 - [C_d(s_{(i,j-1)}) \cdot u_{C(i,j-1)} + Q_C(s_{(i,j-1)})]/h_2$

The current-controlled (c.c.) nonlinear inductor $\hat{\phi}_L(i_L)$

The nonlinear characteristic $\hat{\phi}_L(i_L)$ is approximated by piecewise linear continuous curve:

$$\phi_L = L_d(s) \cdot i_L + \Phi_L(s), \quad i_L^-(s) \leq i_L \leq i_L^+(s). \tag{8}$$

Using the backward differential formula of the first order the equation (10) becomes:

$$u_{L(i,j)}^{(k+1)} = \frac{h_1 + h_2}{h_1 h_2} [L_d(s_{(i,j)}^{(k)}) \cdot i_{L(i,j)}^{(k+1)} + \Phi_L(s_{(i,j)}^{(k)})] - [L_d(s_{(i-1,j)}) \cdot i_{L(i-1,j)} + \Phi_L(s_{(i-1,j)})]/h_1 - [L_d(s_{(i,j-1)}) \cdot i_{L(i,j-1)} + \Phi_L(s_{(i,j-1)})]/h_2. \tag{9}$$

The contribution of the c.c. nonlinear inductor to MNE (5) is:

	$v_{L(i,j)}^{+(k+1)}$	$v_{L(i,j)}^{-(k+1)}$	$i_{L(i,j)}^{(k+1)}$	RHS
$v_{L(i,j)}^{+(k+1)}$			+1	
$v_{L(i,j)}^{-(k+1)}$			-1	

$i_{L(i,j)}^{(k+1)}$	+1	-1	$-\frac{h_1+h_2}{h_1h_2}L_d(s_{(i,j)}^{(k)})$	$-[L_d(s_{(i-1,j)})\cdot i_{L(i-1,j)}+\phi_L(s_{(i-1,j)})]/h_1 - [L_d(s_{(i,j-1)})\cdot i_{L(i,j-1)}+\phi_L(s_{(i,j-1)})]/h_2$
----------------------	----	----	---	--

3. Example

We consider the differential-pair amplitude modular circuit shown in Fig.2, a, where the input signals $e_1(t)$ and $e_2(t)$ have the following expressions:

$$e_1(t) = 0.1 \sin(2\pi 10^6 t) \sin(2\pi 10^4 t) \text{ V}, \quad e_2(t) = 5.3 \sin(2\pi 10^6 t) \sin(2\pi 10^4 t) \text{ V}.$$

Using the Ebers-Moll circuit model for the transistors, we obtain the equivalent circuit represented in Fig. 2, b.

The bi-variate excitations have the expressions:

$$\hat{e}_1(t_1, t_2) = 0.1 \sin(2\pi 10^6 t_1) \sin(2\pi 10^4 t_2) \text{ V}, \quad \hat{e}_2(t_1, t_2) = 5.3 \sin(2\pi 10^6 t_1) \sin(2\pi 10^4 t_2) \text{ V},$$

and were plotted with 625 samples on a uniform 25x25 grid in Fig. 3.

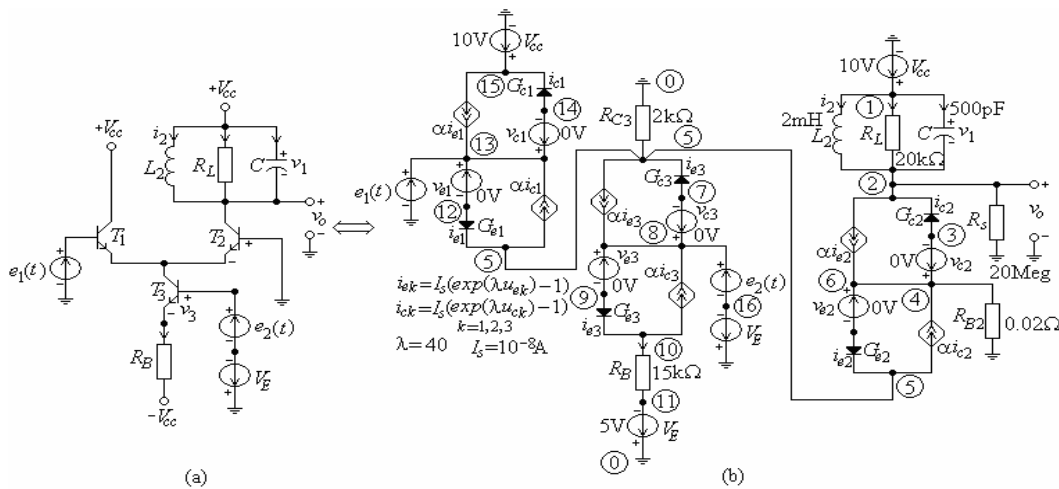


Fig. 2. a) Differential-pair amplitude modular circuit; b) Equivalent circuit using the Ebers-Moll transistor circuit models.

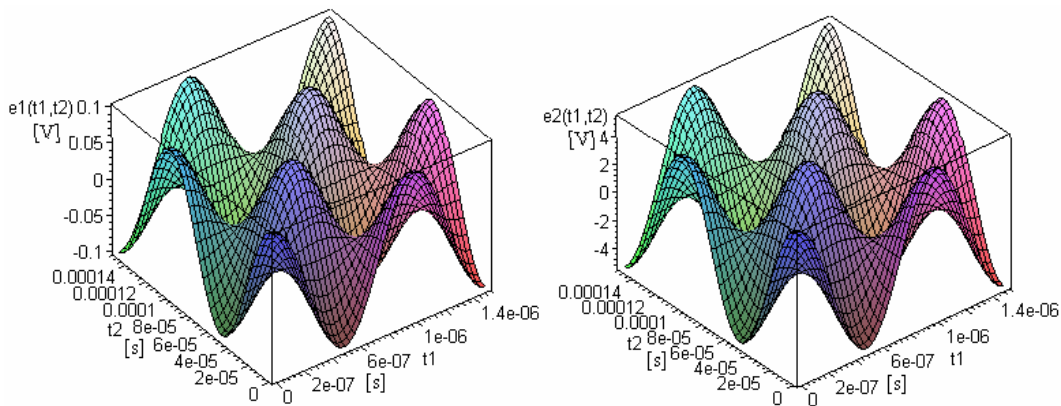


Fig.3. The bi-variate excitations $e_1(t_1, t_2)$ and $e_2(t_1, t_2)$.

Using the method presented in Section 2 the variation of the output voltage u_o in respect to the time is shown in Fig. 4. Simulation with one time variable has been performed using 100 samples per period $T_2 = 0.0001$ s and CPU time was 10 times greater than for a simulation with two time variables.

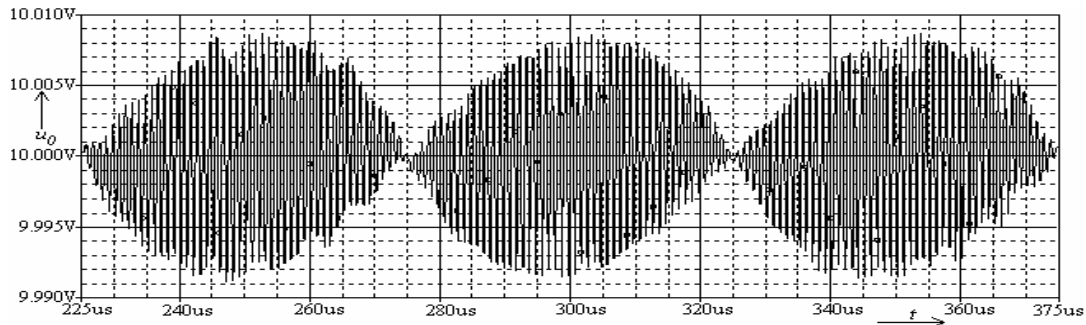


Fig.4. Variation of the output voltage $u_o(t)$.

3. Conclusion

An efficient numerical approach for analyzing strongly nonlinear multirate circuits has been presented. The procedure uses multiple time variables to describe multirate behaviour, leading to a MPDE. Applying appropriate BCs to this MPDE and using the modified nodal equations lead to quasi-periodic and envelope-modulated solutions. By using the backward differential formula of high order, the efficiency is achieved without compromising accuracy. Presenting the results in three-dimensional form is useful for visualizing waveforms with widely separated time scales (as in the case of RF-IC).

Acknowledgment

This research is financed from CNCSIS grant – C90.

References

1. J. Roychowdhury, *Analyzing Circuits with Widely Separated Time Scales Using Numerical PDE Methods*, IEEE Trans. on CAS – I, **48**, 5, pp. 578-594 (2001).
2. Fl. Constantinescu, Miruna Nitescu, *A new multi-rate method for analysis of RF-IC circuits*, Proc. of the International Symposium on Signals, Circuits and Systems, SCS'03, Iasi, Romania, July, 10-11, pp. 91-94 (2001).
3. H. G. Brachtendorf, G. Welsch, R. L. Laur, *A novel time-frequency method for the simulation of the steady state of circuits driven by multi-tone signals*, Proc. on ISCAS, June 9-12, Hong Kong, pp.1508-1511(1997).
4. C.W. Ho, A. E. Ruehli, P. A. Brennan, *The modified nodal approach to network analysis*, IEEE, Trans., CAS, **22**, 5, pp. 504-509 (1975).
5. A. E. Schwarz, *Computer-aided design of microelectronic circuits and systems*, Academic Press, London, 1987.
6. L. O. Chua, and P. M. Lin, *Computer-Aided Analysis of Electronic Circuits: Algorithms and Computational Techniques*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1975.
7. A. Ushida, L. O. Chua, *Frequency-domain analysis of nonlinear circuits driven by multi-tone signals*, IEEE Trans. on Circuits and Systems, **31**, 9, pp. 766-779 (1984).
8. M. Iordache, M. Perpelea, *Modified nodal analysis for large-scale piecewise-linear nonlinear electric circuits*, Rev., Roum., Sci., Techn., - Électrotechn. et Énerg., **37**, 4, pp. 487-496 (1992).
9. M. Iordache, Lucia Dumitriu, L. Mandache, *Time-Domain Modified Nodal Analysis for Large-Scale Analog Circuits*, Revue Roum. Sci. Techn. - Électrotechn. et Énerg., **48**, 2-3, pp. 257-268 (2003).
10. M. Iordache, Lucia Dumitriu, *Efficient Decomposition Techniques for Symbolic Analysis of Large – Scale Analog Circuits by State Variable Method*, Analog Circuits and Signal Processing, Kluwer, **40**, 3, Kluwer Academic Publishers, pp.235-253 (2004).
11. Angela M. Hodge, R. W. Newcomb, *Semistate Theory and Analog VLSI Design*, IEEE Circuit and Systems Magazine, **2**, 2, pp.30-49 (2002).
12. L. Mandache, M. Iordache, Lucia Dumitriu, *Time-Domain Modified Nodal Analysis for Analog Circuits*, Proceeding of 7th International Workshop on Symbolic Methods and Applications in Circuit Design, SMACD 2002, October 10-11, Sinaia, Romania, pp. 71-76 (2002).
13. R. Achar, M.S. Nakhla, *Simulation of High-Speed Interconnects*, Proceeding of the IEEE, **89**, 5, pp. 693-728 (2000).

ANALIZA EXPERIMENTALĂ ȘI MODELAREA FUNȚIONĂRII LĂMPILOR CU VAPORI DE SODIU

Costin CEPISCA, Florin ARGATU

Universitatea Politehnica, Spl. Independenței 313, 060042, București; costin@wing.ro

Horia ANDREI, Valentin DOGARU-ULIERU

Universitatea Valahia Târgoviște; handrei@valahia.ro

Abstract. This paper provides a brief introduction to problems of high pressure metallic vapors lamps. The authors present the results of signal acquisitions. Efforts are made in this work to understand and explain the problems of non-sinusoidal situations.

1 Introducere

Iluminatul stradal, cel al piețelor și intersecțiilor de mari dimensiuni, al pasajelor denivelate și cu trafic intens, al trecerilor de cale ferată sau pietonale și al suprafețelor largi expoziționale sau industriale reclamă introducerea pe scară largă a lămpilor de iluminat cu vapori de sodiu – Fig.1. [1]

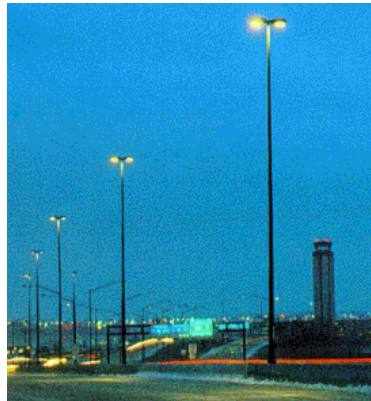


Fig.1. Utilizarea lămpilor cu vapori de sodiu.

Lămpile cu vapori de sodiu se construiesc pentru puteri cuprinse între 75 W și 1000 W, eficacitatea luminoasă situându-se în limitele 100-120 lm/W. Redarea culorilor este corectă, luminanța lămpilor este mare iar durata de funcționare este de 6000-10000 ore.[2].

Printre parametrii tehnico-economici și de exploatare se pot aminti: eficacitatea luminoasă, adaptarea la instalațiile de iluminat în privința gamei de puteri și tensiuni, a dimensiunilor corpului luminos și a schemelor de conectare la rețea, stabilitatea fluxului luminos în timp și valoarea luminanței lămpii, redarea culorilor obiectelor iluminate și costul lămpii și al accesoriilor. În această categorie trebuie introduse, conform cerințelor producătorilor de energie electrică, caracteristicile privind respectarea calității energiei electrice și de asigurare a formei sinusoidale a semnalelor. [3],[4].

O importanță deosebită în funcționarea acestor lămpi o are modul de racordare la rețea prin intermediul dispozitivelor de amorsare a descărcării în lampă. De asemenea, modul de menținere a descărcării prin intermediul balastului este definitoriu în funcționare. Aceste elemente constructive din ansamblul lămpii, balastul și dispozitivul de amorsare (igniter), sunt cele care produc perturbații electromagnetice, atât de frecvența rețelei (armonici superioare) cât și de frecvențe foarte mari, în domeniul frecvențelor specifice telecomunicațiilor [5],[6].

Soluțiile utilizate în prezent pentru ansamblul lampă cu vapori de sodiu indică o funcționare defectuoasă a balasturilor și dispozitivelor de amorsare a descărcărilor, marea lor majoritate contribuind la deformarea semnalelor de curent și de tensiune și la poluarea cu armonici a rețelelor electrice, modificând în sens negativ calitatea energiei electrice [7],[8],[9].

Un studiu efectuat privind piața lămpilor de acest tip în România indică un necesar de aproximativ 1 milion de lămpi/an pentru întreaga țară. Considerând o putere medie de 200W/lampă rezultă o putere instalată anual de 200MW ce funcționează în regim deformant, cu introducerea unor armonici superioare în rețea peste limitele admisibile.

Lucrarea își propune să prezinte câteva rezultate experimentale obținute din analiza unor ansambluri de lămpi cu vapori de sodiu și modelări ale unor fenomene ce conduc la alterarea calității energiei electrice.

2 Principiul de funcționare

Lămpile cu vapori de sodiu de înaltă presiune sunt cele mai eficiente surse de lumină albă comercializate în prezent. La aceste lămpi tubul de descărcare conține un amestec de xenon, sodiu și mercur. Xenonul se ionizează rapid și facilitează apariția arcului electric la aplicarea tensiunii electrice la electrozi. Căldura degajată de arc vaporizează sodiul și mercurul. Vaporii de mercur sporesc presiunea și tensiunea de lucru iar vaporii de sodiu produc lumină. Amorsarea descărcării are loc în amestecul xenon – vapori de mercur și, neexistând electrozi auxiliari, necesită o tensiune mare (până la 3-4 kV) ceea ce implică folosirea unui dispozitiv de aprindere (igniter) care furnizează lămpii, în perioada aprinderii, un tren de impulsuri de înaltă tensiune și frecvență ridicată. Atingerea regimului de funcționare se obține după câteva minute de la conectare. La creșterea presiunii vaporilor de sodiu, liniile de rezonanță se lătesc iar o parte din radiația totală este emisă de alte linii, îmbogățindu-se spectrul în zonele albastru, verde, roșu, lumina lămpii devenind alb-aurie cu un pronunțat conținut de energie în domeniul roșu. Din cauză că potențialul de excitare al atomilor de mercur este superior celui al vaporilor de sodiu, mercurul nu ia parte, practic, la procesul de radiație. Pauza necesară pentru reamorsarea lămpii după întreruperea alimentării este de 2-3 minute, timp în care tubul ceramic se răcește până la o temperatură care permite impulsurilor de tensiune date de igniter să producă reaprinderea.

Schema de conectare la rețea a unei asemenea lămpi este, în principiu, cea prezentată în Fig.2. Pe lângă balastul B se observă prezența dispozitivului de aprindere DA și a unui condensator C pentru îmbunătățirea factorului de putere al circuitului lămpii L.

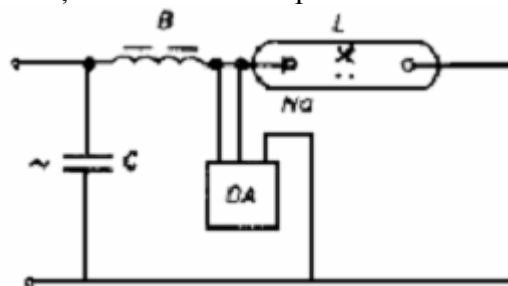


Fig.2. Schema de conectare.

3 Determinări experimentale

Analiza performanțelor ansamblului lampă cu vapori de sodiu a fost realizată pe tipuri de lămpi prezentate în Fig.3. Pentru determinarea tuturor proprietăților electrice ce interesează în cazul

conectării la rețeaua de alimentare s-a utilizat un echipament specializat pentru analiza calității energiei, producție METREL – Fig.4.



Fig.3. Lămpi cu vapori de sodiu.



Fig.4. Echipamentul de măsurare automată.

În Fig.5 sunt reprezentate formele de semnal pentru tensiunea electrică și pentru intensitatea curentului electric în regim stabilizat de funcționare a lămpii. Se observă o deformare mică a tensiunii de alimentare a lămpii ($THD_U = 2,85\%$) dar o deformare foarte mare a curentului absorbit de lampă ($THD_I = 41,3\%$) – Fig.6.

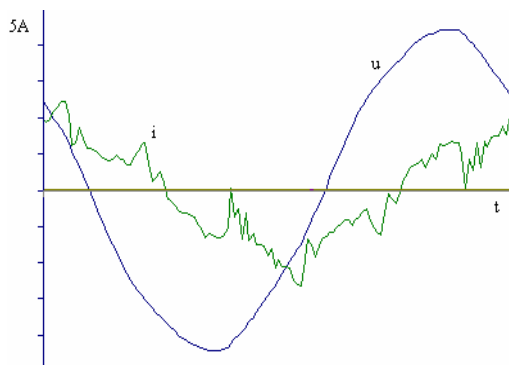


Fig.5. Lampa de 250W, $C=32\mu F$.

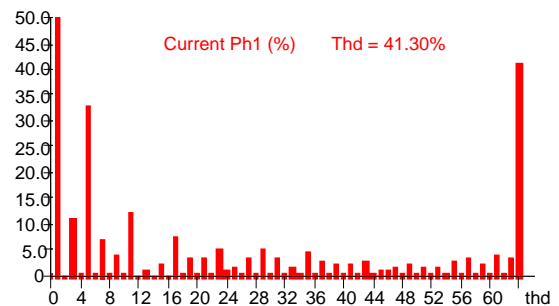


Fig.6. THD_I

Deformarea accentuată a formei curentului este datorată existenței condensatorului pentru îmbunătățirea factorului de putere. În Fig.7 sunt prezentate formele curenților prin balast (I_b), prin condensator (I_c) și cel total (I_t).

O încercare realizată pe o lampă fără condensatorul de îmbunătățire a factorului de putere indică o prezență mai scăzută a armonicilor în curba curentului absorbit dar un factor de putere inadmisibil pentru conectarea în rețea – Fig.8.

Măsurătorile pun în evidență un efect antagonist: o formă de semnal apropiată de cea sinusoidală se obține prin utilizarea unui condensator de valoare mică, situație în care factorul de putere devine inacceptabil. O lampă care respectă condiția de compensare a puterii reactive introduce în rețea un regim deformant foarte puternic, cu factor de distorsiune de peste 40%.

Pentru îmbunătățirea regimului de funcționare și respectarea parametrilor de calitate a energiei electrice în locul în care este montat ansamblul lampă cu vapori de sodiu este necesară atenuarea armonicilor din curba curentului și proiectarea circuitului de amorsare a descărcării pentru minimizarea perturbațiilor de bandă largă emise [10], [11], [12].

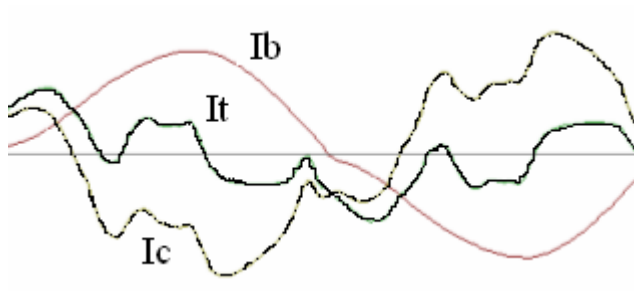


Fig.7. Curenții prin ansamblul lampă.

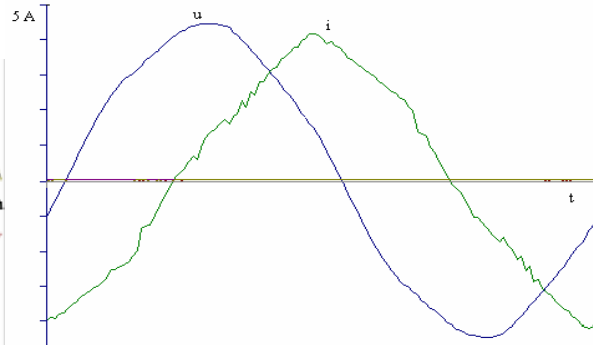


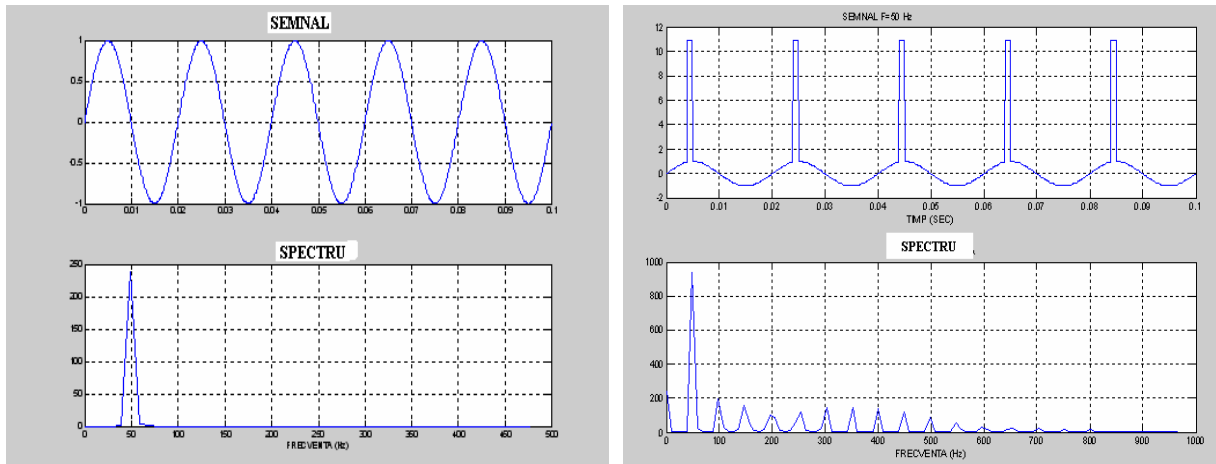
Fig.8. Lampă fără condensator.

4 Modelarea amorsării descărcării în lampă

Pentru amorsarea descărcării se aplică un impuls de tensiune de aproximativ 4-5 kV pe o singură alternanță sau pe ambele alternanțe ale tensiunii rețelei. Apariția acestui impuls conduce la armonice în curba tensiunii de alimentare.

S-a realizat un studiu bazat pe pachetul de programe MATLAB-SIMULINK, ale cărui rezultate se prezintă în continuare. În Fig.9.a se prezintă tensiunea sinusoidală, de frecvență 50 Hz, ce alimentează lampa și pe care se suprapune impulsul de tensiune înaltă.

În cazul prezenței impulsului pe o singură alternanță, spectrul de armonice superioare este cel mai pronunțat pentru poziționarea la 90 de grade a impulsului de înaltă tensiune - Fig.9.b. Acest inconvenient este important, pentru că normele interne și internaționale impun producerea impulsului de înaltă tensiune la 90 de grade și, deci, apar dificultăți mai mari în eliminarea acestor armonice.



a)

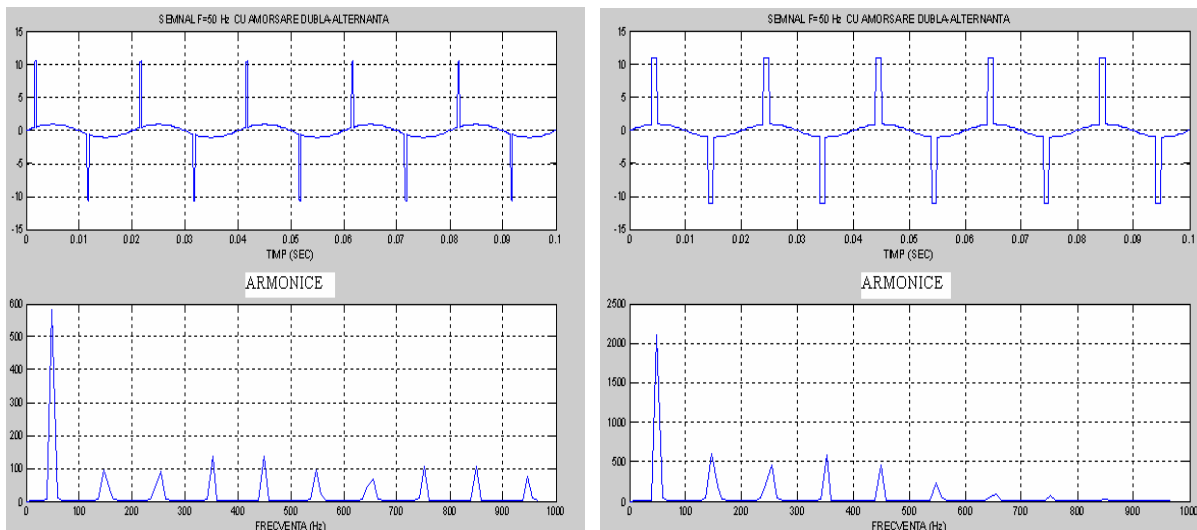
b)

Fig.9. Modelarea impulsului de aprindere

Concluziile acestei modelări:

- ZONA 1 : (40-70 grade) - distribuția de armonice este relativ uniformă pe o întindere mare de frecvență (cca. 1000Hz);
- ZONA 2 (70-80 grade) - distribuția de armonice se concentrează la 100-300 Hz;
- ZONA 3 (80-90 grade) - distribuția de armonice se concentrează spre fundamentală

Pentru soluția cu apariția impulsului de înaltă tensiune pe ambele alternanțe se prezintă rezultatele în Fig.10.



a) amorsare la 45 grade

b) amorsare la 90 grade

Fig.10. Modelarea amorsării cu impuls pe ambele alternanțe.

Concluziile rezultate din modelarea aprinderii sunt următoarele:

a) utilizarea unui dispozitiv de amorsare monoalternanță conduce la amplitudini mai mici ale armonicilor superioare. În acest caz apar și armonice de ordin par;

b) utilizarea unui dispozitiv de amorsare bialternanță conduce la prezența doar a armonicilor de ordin impar (3,5,7,9,11 etc.) de amplitudini importante, dar rangul lor este sensibil mai mic decât la monoalternanță.

Fiecare soluție impusă de normele specifice lămpilor de iluminat stradal are avantaje și dezavantaje și de aceea trebuie rezolvată fiecare situație în parte.

5 Concluzii

Lămpile cu vapori de sodiu de înaltă presiune sunt utilizate pe scară largă în iluminatul stradal și al marilor suprafețe comerciale. Dezvoltarea aplicațiilor face ca introducerea de perturbații de bandă largă în rețeaua de alimentare să impună studiul experimental și elaborarea unor măsuri de respectare a cerințelor legate de calitatea energiei electrice.

Referințe

- [1]. GRIGORESCU,S.D.,CEPIȘCĂ,C,CEPISCA CORNELIA,Un răspuns modern la standardele CEI de realizare a aprinderii electronice a lămpilor de iluminat cu descărcări în gaze, *Electrotehnica, Electronica, Automatica*,46(1998), nr.11-12, pag.1-5
- [2]. GRIGORESCU,S,D, CEPIȘCĂ,C., STANCU,I, IONESCU,A., Light Equipment from ELIPSA - a Modern Solution, Related to ICE Standards, for Electronic Ignition and Supply of Discharge Lamps, *Electric Lighting International Show '98*, Bucharest, april,1998, pag.25-30.
- [3] CEPIȘCĂ,C, ANDREI,H,STANCU,I, DOGARU,V, Iluminatul public cu lămpi cu vapori de sodiu. Analiza perturbațiilor electromagnetice de bandă largă, *Simpozionul "Sisteme, echipamente și instalații electrice și de automatizare"*, Societatea de Instalații Electrice și Automatizări din România, București, 27 – 28 nov. 2003, pag.12
- [4].CEPISCA,C, ANDREI,H, STANCU,I, SERITAN,G, DOGARU,V, Echipamente cu nivel redus al perturbațiilor electromagnetice de bandă largă utilizate în iluminatul public. *Proceedings of International Conference METSIM '2003 „METROLOGY & MEASUREMENT SYSTEMS"*, Bucharest, October 30-31, 2003, Ed.ELECTRA, pag.125-131
- [5].GRIGORESCU,S.D., CEPISCA,C, Realizarea de ignitoare pentru lămpile cu vapori de sodiu în conformitate cu normele CEI, *A XXVII-a Sesiune de Comunicări Științifice cu participare internațională*, Academia Tehnica Militară, 1997 vol.12, pag.53-60
- [6].GRIGORESCU,S.,D, CEPIȘCĂ, C, STANCU,I, IONESCU, A., Soluții de limitare a perturbațiilor introduse în rețea de către dispozitivele de aprindere a lămpilor cu vapori metalici de înaltă presiune. *Al III-lea Simpozion "Calitatea energiei electrice" CEE 99*, Târgoviște, dec.1999,pag.87
- [7].CEPISCA,C,ANDREI,H,BACANU,M, *Poluarea electromagnetică*, Ed. Electra (ICPE), București, 2002
- [8].CEPISCA,C, ANDREI,H, GRIGORESCU,S.D., DOGARU,V, STANCU,I, Noi soluții pentru dispozitivele de aprindere a lămpilor cu vapori metalici de înaltă presiune,conforme cu normele CEI, cu limitarea perturbațiilor introduse în rețea, *Simpozionul Sisteme si echipamente pentru instalații electrice si automatizări*, UCB, 4-5 dec. 2001, pag.25-32
- [9].ANDREI,H, CEPISCA,C, IONEL,M, *General problems on the nonsinusoidal regim in the electro-energetic systems*, World Energy System, Canadian Institute World Energy System, vol.I, number 2, December 2001, pp.20-25
- [10].SOTIR,A.,JULA,N.,CEPIȘCĂ,C., Metodă de estimare a răspunsului echipamentelor electronice sub influența perturbațiilor electromagnetice. *EEA-Electrotehnica*, vol.47 (1999), nr.7-8, pag.1-5.
- [11].ANDREI,H, SPINEI, F, CEPISCA, C, A new method to determine the relative variation in electric power systems, *Revue Roumaine des Sciences Techniques, Serie Electrotechnique et Energetique*, tome 46, 4, p.445-451, Bucarest, 2001
- [12].ANDREI,H, KETATA,M, CEPISCA,C, SPINEI,F.The power factor compensation with capacitors for the linear receptors in non sinusoidal regime, *Proceeding of International Conference*

METSIM'2003 „METROLOGY&MEAS.SYSTEMS”, Bucharest, October 30-31, 2003,
Ed.ELECTRA, pag.198-206

Precizări – Cercetarea este finanțată prin Programul RELANSIN, proiect 1476/2003

SURSE ÎN COMUTAȚIE REALIZATE CU CONVERTOR C.C.-C.C. CU RAPORT DE TRANSFORMARE OARECARE (Partea A)

Constantin RADOI , Adriana FLORESCU

*Universitatea "Politehnica" din București, Facultatea de Electronica si Telecomunicatii și Tehnologia
Informației, Spl. Independenței 313, 060042, București
cradoi@vala.elia.pub.ro, adriana.florescu@home.ro*

Abstract. Articolul prezintă proiectarea, modelarea, simularea și realizarea practică a unor surse de tensiune cu funcționare în comutație realizate cu convertor c.c.-c.c. de tip Buck-Boost. Sunt utilizate circuitele integrate monolitice MC34063 sau μ A78S40 specializate în comanda și controlul convertoarelor. Verificarea proiectării și dimensionării este efectuată atât soft cu programul PSPICE cât și hard prin rezultatele experimentale obținute.

1 Introducere

Stabilizatoarele de tensiune cu funcționare în comutație sunt larg răspândite în industrie datorită avantajelor acestora comparativ cu stabilizatoarele liniare de tensiune: randament ridicat obținut prin funcționarea în regim de comutație a dispozitivelor semiconductoare de putere, gabarit scăzut și flexibilitate ridicată a valorii tensiunii medii de ieșire față de valoarea tensiunii continue de intrare. Prin alegerea tipului Buck-Boost de convertor din componența sursei, tensiunea medie de ieșire rezultă de polaritate inversă comparativ cu tensiunea de intrare, mai mică sau mai mare în modul, funcție de valoarea raportului de conducție al convertorului.

Circuitele integrate monolitice MC34063 și μ A78S40 sunt specializate în comanda și controlul convertoarelor c.c.-c.c. din componența surselor în comutație. Comanda exercitată de acestea asupra contactorului static este mixtă (PWM+PFM), ceea ce conferă simplitate proiectării și permite obținerea unui randament ridicat.

Partea A a articolului cuprinde prezentarea generală succintă a circuitelor integrate, baza matematică a convertorului Buck-Boost ideal și proiectarea sursei în regim de graniță. Partea B cuprinde dimensionarea componentelor schemei electrice propuse, verificarea prin simulare PSPICE și prin rezultatele experimentale obținute, precum și unele considerente practice.

2 Prezentarea generală a circuitelor integrate specializate

Schema bloc internă a circuitului MC34063 (fig.1a) conține o referință de tensiune ($V_{ref} = 1,25V$) compensată intern cu temperatura, un generator de tensiune liniar variabilă (oscilatorul OSC) prevăzut cu un circuit de limitare a curentului maxim (I_{PK}), un comparator (COMP), o poartă logică de tip ȘI, un circuit basculant bistabil asincron de tip R-S (Latch), un driver realizat cu TBJ Q_2 și un contactor static de c.c reprezentat printr-un TBJ Q_1 cu funcționare în comutație care oferă la ieșire un curent de colector de valoare mare (1,5 A). Toate aceste funcții sunt conținute într-o capsula tip SOP8 sau DIP8 cu 8 pini dual-in-line.

Schema bloc internă a circuitului μ A78S40 (fig.1b) este identică din punct de vedere funcțional cu cea a circuitului MC34063. Acest circuit are referința de tensiune neconectată intern la borna neinversoare a comparatorului COMP și accesibilă pe pinul 8 al integratului. Borna neinversoare a COMP este accesibilă pe pinul 9 al integratului. În plus față de MC34063, circuitul μ A78S40 este prevăzut cu o diodă (D_1) neconectată în circuit și accesibilă utilizatorului între pinii 2 și 1 și un amplificator operațional OpAmp de asemenea neconectat în

circuit și accesibil utilizatorului între pinii 6 și 7 la intrare și pe pinul 4 la ieșire. Aceste modificări și componente electronice suplimentare permit realizarea de scheme electronice de surse în comutație mai complexe decât se pot realiza cu MC34063. Toate funcțiile sunt conținute într-o capsulă cu 16 pini dual-in-line.

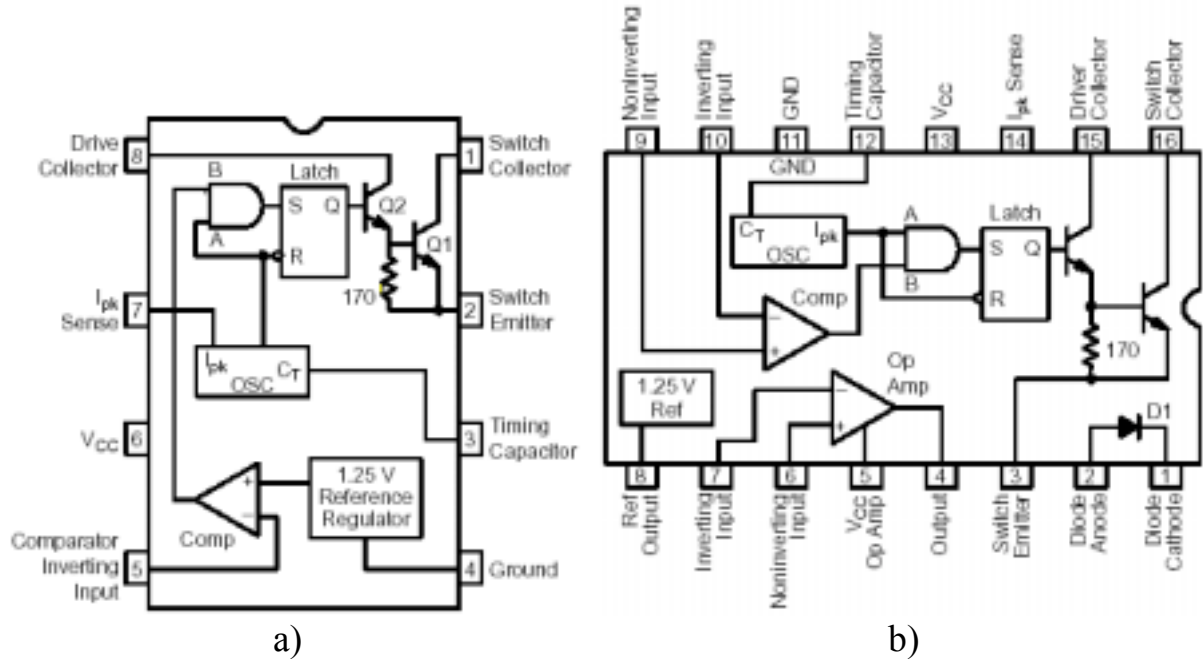


Fig.1. Schema bloc internă a circuitului integrat monolitic: a) MC34063, b) μA78S40

Pentru înțelegerea funcționării circuitului integrat MC34063, în fig.2 sunt prezentate formele de undă tipice de catalog ce descriu funcționarea acestuia în cazul în care tensiunea de ieșire V_{out} a sursei de tensiune în comutație coboară sub valoarea sa nominală

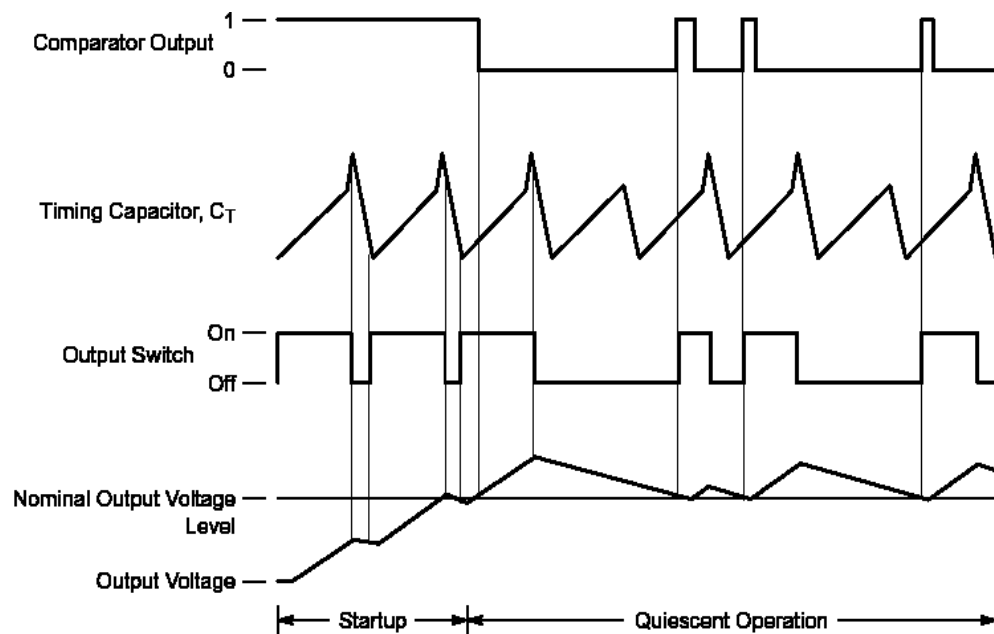


Fig.2. Forme de undă tipice ce explică funcționarea circuitului integrat MC34063 în cazul în care tensiunea de ieșire V_{out} a sursei în comutație coboară sub valoarea sa nominală

Pe scurt, funcționarea circuitului integrat este următoarea: *cât timp tensiunea de ieșire V_{out} este sub valoarea sa nominală ($V_{out} < V_{ref}/K$) comparatorul COMP este în 1 logic și pe intervalul de încărcare t_{chg} a condensatorului de temporizare C_T contactorul static Q_1 este comandat în saturație prin driverul Q_2 care funcționează în RAN. Fig.2 arată clar că pe intervalul de descărcare a condensatorului C_T contactorul static Q_1 este comandat în blocare și întotdeauna pe acest interval tensiunea V_{out} va scădea puțin. *Cât timp tensiunea de ieșire V_{out} este egală sau peste valoarea sa nominală, ($V_{out} \geq V_{ref}/K$) comparatorul COMP este în 0 logic și tensiunea de ieșire V_{out} va scădea până când ea va atinge iar valoarea sa nominală, apoi va coborî sub ea și procesul de reglare a lui V_{out} se repetă ciclic.**

În fig.2 forma de undă a tensiunii de la ieșirea contactorului static de pe pinul 2 al MC34063 arată o comandă mixtă PWM + PFM a contactorului static Q_1 , adică atât timpul de saturație cât și timpul de blocare ale lui Q_1 se modifică continuu la modificarea tensiunii de ieșire V_{out} față de valoarea sa normală.

3 Baza matematică a convertorului Buck-Boost ideal

Schema electrică simplificată pe care se face analiza matematică a convertorului Buck-Boost este cea din fig.3, în care contactorul static de c.c. reprezentat de tranzistorul bipolar Q_1 este inclus în circuitul integrat specializat MC34063 (sau în varianta sa mai performantă $\mu A78S40$) de comandă și control a convertorului. Aici nu se va lua în calcul efectul circuitului integrat.

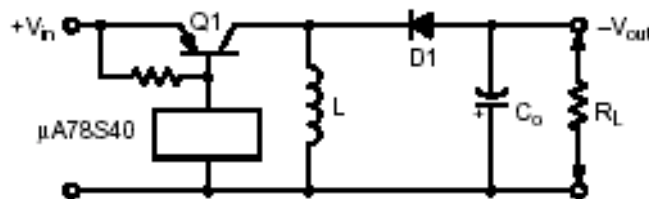


Fig.3. Schema electrică simplificată a variatorului Buck-Boost

Ipoteze simplificatoare: regimul de funcționare al variatoarelor este regimul de conducție continuă a curentului i_L prin bobină L, forma de undă a curentului i_L prin bobină L e liniară, contactoarele statice de c.c. sunt comutatoare ideale, condensatorul de filtrare al tensiunii de ieșire este $C_0 \rightarrow \infty$ (FTJ ideal) astfel încât tensiunea de ieșire, notată V_{out} , să poată fi considerată constantă. Se scriu ecuațiile Kirchhoff pe fiecare interval de timp, t_{on} și t_{off} , corespunzătoare celor două stări ale contactorului static Q_1 , de saturație și blocare.

- Pe intervalul $t \in [0, t_{on}]$: Q_1 saturat și D_1 blocată (fiind polarizată invers):

$$V_{in} = L \frac{di_L}{dt} \cong L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = L \frac{I_M - I_m}{t_{on} - 0} \tag{1}$$

- Pe intervalul $t \in [t_{on}, T)$: Q_1 blocat și D_1 blocată (fiind polarizată direct ca urmare a tensiunii de autoinducție apărută pe bobina L la scăderea curentului prin aceasta):

$$0 = L \frac{di_L}{dt} - V_{out} \cong L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} - V_{out} = L \frac{I_m - I_M}{T - t_{on}} - V_{out} \tag{2}$$

Din relațiile (1) și (2) se elimină termenul comun $L(I_M - I_m)$. Rezultă :

$$L(I_M - I_m) = V_{in} t_{on} = +V_{out}(T - t_{on}) \tag{3}$$

Din relația (3) rezultă raportul de transformare al variatorului Buck-Boost:

$$N = \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{t_{on}}{T - t_{on}} = - \frac{D}{1 - D} \tag{4}$$

Relația (4) impune discuții asupra modului tensiunii de ieșire $|V_{out}|$ în comparație cu modulul tensiunii de intrare $|V_{in}|$. Astfel, pot apare trei cazuri în funcție de valoarea raportului de conducție D : dacă $D \in [0; 0,5)$ atunci $|V_{out}| < |V_{in}|$, dacă $D=0,5$ atunci $|V_{out}| = |V_{in}|$ și dacă $D \in [0,5; 1)$ atunci $|V_{out}| > |V_{in}|$. Abordarea matematică simplificată nu permite proiectarea, adică dimensionarea bobinei L , calculul riplului curentului $\Delta i_L = I_M - I_m$ (numit și variație vârf la vârf), valoarea maximă a curentului prin bobină I_M și valoarea minimă a curentului prin bobină I_m . Datorită ipotezei simplificatoare $C_0 \rightarrow \infty$ tensiunea de ieșire V_{out} este constantă, deci nu are riplu, ceea ce nu corespunde realității.

4 Proiectarea sursei la funcționarea în regim de graniță

Prezența MC34063 necesită ca în proiectare să se țină seama de datele sale de catalog. Pentru început, componentele electronice interne ale MC34063, anume tranzistorul Q_1 cu rol de CS și dioda D_1 de conducție liberă nu sunt comutatoare ideale deoarece tensiunea colector-emitor a tranzistorului saturat este $V_{sat}=0,8V \neq 0$ și căderea de tensiune anod-catod pe dioda în conducție este $V_F = 0,8V \neq 0$. De asemenea, proiectarea se va face în ipoteza funcționării variatorului în regim de graniță și a unui curent liniar variabil prin bobina L .

Notații utilizate: V_{in} – tensiunea de intrare (de alimentare) a sursei de tensiune în comutație, V_{out} – tensiunea de ieșire a sursei, t_{on} – timpul de saturație al CS realizat cu tranzistorul intern Q_1 , t_{off} - timpul de blocare al CS realizat cu tranzistorul intern Q_1 , $T = t_{on}+t_{off}$ – perioada de comutație a tranzistorului Q_1 , $f = 1/T$ - frecvența de comutație a tranzistorului Q_1 , V_{sat} – căderea de tensiune colector-emitor al tranzistorului Q_1 saturat, V_F – căderea de tensiune anod-catod pe dioda D_1 în conducție, i_L – curentul prin bobina L , $I_{L(pk)}$ – curentul maxim prin bobină (notat I_M), I_{chg} – curentul de încărcare al condensatorului C_T , ca dată de catalog, I_{dischg} – curentul de descărcare al condensatorului C_T , ca dată de catalog, $I_{pk(switch)}$ – curentul maxim de colector al tranzistorului Q_1 , $V_{ripple(p-p)}$ – riplul tensiunii de ieșire V_{out} , ESR – rezistența echivalentă serie (de pierderi) a condensatorului C_0 de filtrare a tensiunii de ieșire V_{out} (Equivalent Series Resistance) și R_{sc} – rezistența de limitare a curentului $I_C(Q_1)$.

Proiectarea sursei se face în mai multe etape, după cum urmează:

Etapa 1: Valoarea medie a tensiunii de ieșire este, conform analizei simplificate a convertorului Buck-Boost din paragraful 3 anterior, dedusă din relația (4):

$$V_{out} = -\frac{D}{1-D} \cdot V_{in} = -\frac{t_{on}}{1-(t_{on}/t_{off})} \cdot V_{in} = -\frac{t_{on}}{t_{off}} \cdot V_{in} \quad (5)$$

Etapa 2: Expresia curentului i_L liniar variabil prin bobina L când Q_1 conduce și D_1 blocată se obține scriind ecuația Kirchhoff (fig.3) pe intervalul $t \in (0, t_{on})$, fără a neglija tensiunea colector-emitor de saturație V_{sat} a tranzistorului Q_1 :

$$V_{in} = V_{sat} + L \frac{di_L}{dt} \cong V_{sat} + L \frac{I_{L(pk)} - 0}{t_{on} - 0}$$

Din relația anterioară se deduce valoarea maximă a curentului prin bobină:

$$I_{L(pk)} = \frac{V_{in} - V_{sat}}{L} \cdot t_{on} \quad (6)$$

Etapa 3: Expresia curentului i_L liniar variabil prin bobina L când Q_1 blocat și D_1 conduce se obține scriind ecuația Kirchhoff (fig.3) pe intervalul $t \in (t_{off}, T)$, fără a neglija tensiunea anod-

catod a diodei D_1 în conducție. Ecuația se va scrie mutând originea axei timpului la începutul acestui interval:

$$0 = V_F + L \frac{di_L}{dt} - V_{out} \cong V_F + L \frac{0 - I_{L(pk)}}{t_{off} - 0} + |V_{out}|$$

Din relația anterioară se deduce valoarea maximă a curentului prin bobină:

$$I_{L(pk)} = \frac{V_F - V_{out}}{L} \cdot t_{off} = \frac{V_F + |V_{out}|}{L} \cdot t_{off} \quad (7)$$

Etapa 4: Egalând relațiile (6) și (7) obținem raportul:

$$\frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{V_F + |V_{out}|}{V_{in} - V_{sat}} \quad (8)$$

Relația (8) arată că produsul tensiune-timp pe durata t_{on} este egal cu produsul tensiune-timp pe durata t_{off} . Bobina L nu intervine în relația (8) a raportului t_{on}/t_{off} .

Etapa 5: Curentul i_L prin bobină încarcă condensatorul de filtrare C_0 prin dioda D_1 pe intervalul $t \in (0, t_{off})$. Dacă tensiunea de ieșire V_{out} rămâne constantă, atunci sarcina Q^+ pe intervalul t_{off} cu care se încarcă condensatorul C_0 trebuie să fie egală cu sarcina Q^- pe intervalul t_{on} în care se descarcă condensatorul C_0 , adică :

$$I_{chg} t_{off} = I_{dischg} t_{on} \quad (9)$$

Folosind forma de undă a curentului i_{C_0} prin condensatorul de filtraj C_0 și făcând unele înlocuiri în relația (9), se obține curentul de vârf $I_{L(pk)}$:

$$\frac{I_{L(pk)} t_{off}}{2} = I_{out} (t_{on} + t_{off}) \Rightarrow I_{L(pk)} = 2I_{out} \left(\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1 \right) \quad (10)$$

Se observă că:

$$I_{L(pk)} = I_{pk(switch)} \quad (11)$$

adică valoarea maximă a curentului prin bobina $I_{L(pk)}$ este egală cu valoarea maximă $I_{C(Q1)}$ deoarece cele două componente sunt în serie .

Etapa 6: Cunoscând curentul $I_{pk(switch)}$ din relația (6) și din relațiile (10) și (11), se poate dimensiona inductanța bobinei:

$$L_{min} = \frac{V_{in} - V_{sat}}{I_{pk(switch)}} t_{on} \quad (12)$$

Etapa 7: Riplul tensiunii de ieșire V_{out} , notat $V_{ripple(p-p)}$, poate fi calculat dacă se cunosc valorile t_{on} , t_{off} , $I_{L(pk)}$, I_{out} și C_0 :

$$\frac{I_{pk} - I_{out}}{t_1} = \frac{I_{pk}}{t_{off}}$$

Cum $I_{pk} = I_{L(pk)} = I_{pk(switch)}$, rezultă:

$$t_1 = \frac{I_{pk} - I_{out}}{I_{pk}} t_{off} \quad (13)$$

Curentul prin C_0 în intervalul t_1 se poate scrie:

$$i_{C_0}(t) = \frac{I_{pk} - I_{out}}{t_1} t \quad (14)$$

Folosind relația (14) se poate calcula riplul tensiunii de ieșire:

$$V_{ripple(p-p)} = \frac{1}{C_0} \int_0^{t_1} i_{C_0}(t) dt = \frac{1}{C_0} \cdot \frac{I_{pk} - I_{out}}{2} \cdot t_1 \quad (15)$$

Înlocuind relația (13) în relația (15) rezultă:

$$V_{ripple(p-p)} = \frac{(I_{pk} - I_{out})^2}{2I_{pk}C_0} t_{off} \quad (16)$$

Obs: Dacă se acceptă o eroare mai mică sau egală cu 5% și o tensiune $V_{out} > 3V$, cu C_0 ideal se poate folosi și formula simplificată:

$$V_{ripple(p-p)} = \frac{I_{out}}{C_0} t_{on}, \quad (17)$$

în care aria neglijată este cea dintre t_1 și t_{off} , anume:

$$A = (t_{off} - t_1) \frac{I_{out}}{2} \quad (18)$$

Impunând riplul tensiunii de ieșire $V_{ripple(p-p)}$, relația (17) permite dimensionarea lui C_0 .

Relația (15) arată că riplul tensiunii de ieșire depinde de I_{pk} , T și C_0 , relația fiind pur teoretică deoarece nu s-a ținut cont de rezistența de pierderi ESR (Equivalent Series Resistance) și a condensatorului C_0 . De aceea, în realitate riplul e mai mare deoarece I_{pk} se adună cu $I_{pk}(ESR)$. Dacă crește C_0 scade $V_{ripple(p-p)}$, dar reducerea nu se poate face prea mult deoarece comparatorul COMP are nevoie de o diferență de tensiune nenulă de aproximativ 1,5mV pe intrare pentru a putea comuta corect bistabilul R- S. De aceea, riplul tensunii de ieșire $V_{ripple(p-p)}$ minim se obține practic folosind relația empirică:

$$V_{ripple(p-p)} = \frac{V_{out}}{V_{ref}} (1,5 \cdot 10^{-3}) \quad (19)$$

Pentru a reduce riplul $V_{ripple(p-p)}$ sub valoarea riplului minim dat de relația (19), în practică se recomandă utilizarea unui filtru L-C suplimentar montat după rezistența de sarcină.

5. Rezumatul Părții A a articolului

Articolul a fost împărțit în două părți. Partea A a articolului cuprinde prezentarea generală succintă a circuitelor integrate în care s-au detaliat spre comparare schemele bloc interne ale circuitelor integrate MC34063 și $\mu A78S40$ pentru a pune în evidență posibilitatea de utilizare a acestora în schemele de surse mai simple, respectiv mai complexe. Se prezintă apoi baza matematică a convertorului Buck-Boost ideal necesară proiectării sursei în regim de graniță. Se fac observații cu caracter practic, aplicativ.

Referințe

- [1] A. Florescu, C. Rădoi, *Dc-dc Converter with Modern Monolithic Control Circuits*, Proceedings of ICATE 2004, Băile Herculane, October 14-15, 2004, pp.214-222, ISBN 973-8043-554-4.
- [2] A. Florescu, *Switching Power Supply with Monolithic Switching Regulator Subsystems and DC-DC Step-Up Converter*, Proceedings of ATEE-2004, București, November 25-26, 2004, ISBN 973-7728-31-9.
- [3] C. Rădoi, V. Drogoreanu, V. Grigore, A. Florescu, *Electronică și informatică industrială. Aplicații practice*, Editura Tehnică, București, 1997.
- [4] C. Rădoi, V. Drogoreanu, V. Grigore, *SPICE: Simularea și analiza circuitelor electronice*, Editura Amco Press, București, 1994.
- [5] *** ON Semiconductor Components Catalogue, April, USA, 2002

Comportarea rețelelor de distribuție prevăzute cu compensare capacitivă serie și paralel în condițiile poluării armonice

Ilona BUCATARIU, Adrian BUTA, Adrian PANĂ

Universitatea "Politehnica" din Timișoara, Facultatea de Electrotehnică și Electroenergetică, Bv. V. Pârvan 2, 300223, Timișoara; ilona@et.utt.ro

Abstract. În lucrare se evidențiază problemele specifice pe care le prezintă fenomenul de propagare a poluării armonice în rețelele de distribuție prevăzute cu compensare capacitivă serie și paralel. Pe baza calculului circulației curenților și a tensiunilor armonice în nodurile rețelei s-au stabilit expresiile de calcul ale impedanței armonice și a coeficienților de transfer și s-a analizat influența instalațiilor de compensare asupra propagării poluării armonice.

1 Introducere

În prezent, regimul de funcționare a rețelelor electrice este unul permanent periodic nesinusoidal. Deformarea sau distorsiunea curbei de tensiune și de curent este cauzată, în principal, de prezența consumatorilor cu caracteristica de tensiune-curent neliniară (consumatori neliniari). Acești consumatori produc curenți armonici (sau tensiuni) care se propagă prin elementele de sistem, cu riscul de a se amplifica și de a produce perturbații armonice și în alte puncte ale rețelei [1].

Un rol important în propagarea armonicilor de curent și tensiune în rețea îl au și elementele de rețea, care deși sunt concepute să funcționeze în regim permanent armonic sinusoidal, atunci când sunt străbătute de un curent nesinusoidal sau li se aplică la borne o tensiune nesinusoidală, contribuie la amplificarea acestora [3], [2].

În rețelele prevăzute cu compensare capacitivă, datorită prezenței condensatoarelor în serie și paralel cu elementele reactive inductive ale rețelei pot să apară fenomene de rezonanță serie sau paralel, care să conducă la amplificări importante ale curenților și tensiunilor armonice [3], [4].

În această lucrare sunt analizate efectele compensării capacitive serie și derivație a rețelelor de distribuție asupra propagării poluării armonice. În acest scop s-a calculat impedanța armonică în punctul de conectare a unui consumator deformant, care prezintă o importanță deosebită pentru cunoașterea efectelor amplificării și propagării armonicilor asupra calității energiei electrice furnizate consumatorilor. S-au determinat de asemenea coeficienții de transfer de curent și tensiune în funcție de frecvență, care arată efectul fiecărui element de rețea sau a unei părți din sistem asupra fenomenului de propagare.

Aceste mărimi sunt determinate pe baza unui calcul de circulație de curenți și tensiuni armonice în schema de secvență directă a rețelei, prin adoptarea unor ipoteze simplificatoare privind reprezentarea consumatorului deformant ca sursă de armonici, comportarea elementelor de rețea și a consumatorilor liniari.

2 Stabilirea expresiilor coeficienților de transfer și a impedanței armonice

Pentru a evidenția influența compensării capacitive asupra fenomenului de propagare a poluării armonice s-a considerat rețeaua de distribuție din figura 1, care funcționează în regim simetric și echilibrat, unde la barele de MT ale stație sunt racordate: o linie electrică aeriană prevăzută cu compensare capacitivă serie care alimentează un consumator deformant, o baterie de condensatoare pentru îmbunătățirea factorului de putere, două linii în cablu și trei linii aeriene ce alimentează consumatori liniari.

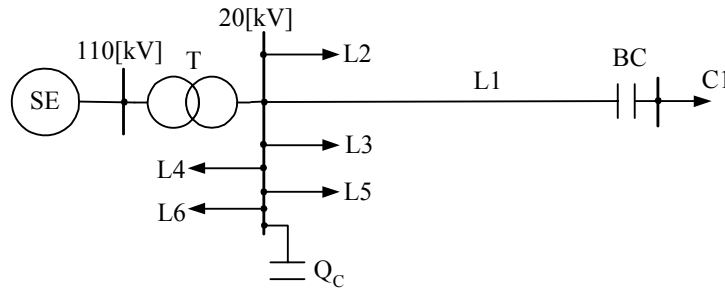


Fig.1. Schema monofilară a unei rețele electrice de distribuție

Consumatorul deformant (sursa de poluare) s-a reprezentat în schema echivalentă armonică a rețelei (fig.2), ca o sursă ideală de tensiune, cu valoarea tensiunii constantă pe armonica de rang k , iar rangul armonicii s-a considerat că este diferit de multiplu de 3, adică $k \neq 3p, (p=1, 2, \dots)$. Elementele de rețea s-au modelat prin schemele echivalente armonice cunoscute în literatura de specialitate, și anume: sistemul s-a reprezentat prin impedanța armonică pur inductivă $\underline{Z}_s = j \cdot k \cdot X_{s1}$; liniile electrice aeriene, respectiv cele subterane s-au modelat prin scheme echivalente în „ π ”, în care impedanțele și admitanțele armonice au expresiile date în [5]. Pentru consumatorii liniari alimentați prin liniile electrice ce pleacă de pe barele stației de distribuție s-au adoptat modelele armonice cunoscute în literatură sub denumirea de „model de sarcină pur rezistiv”, „model de sarcină R/L” și modelul Pesonen [5], [6]. Transformatorul s-a reprezentat în schema echivalentă armonică prin impedanța armonică Z_T a cărei expresie este dată în [5]. Bateria de condensatoare serie este reprezentată printr-un condensator ideal, care se introduce în schema echivalentă armonică a rețelei prin impedanța: $\underline{Z}_{comp} = -j \frac{1}{2\pi k f C}$, iar bateria de condensatoare derivație se introduce în schema echivalentă armonică a rețelei prin admitanța: $\underline{Y}_{bat} = j2\pi k f C$.

În figura 2, prin admitanța \underline{Y}_{cecv} s-au echivalat toate plecările de pe bara de MT tensiune a stației, mai puțin linia care alimentează consumatorul deformant.

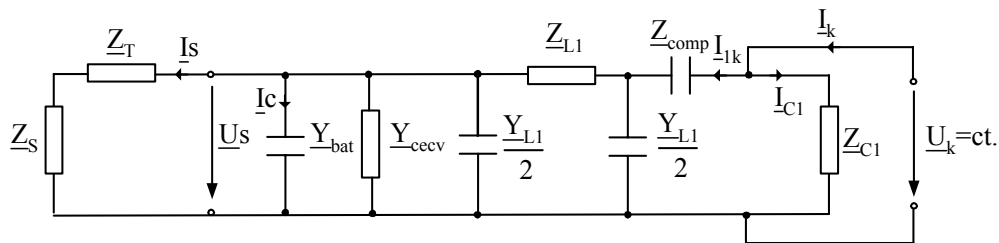


Fig. 2. Schema electrică echivalentă de calcul a rețelei din fig.1, când sursa de poluare armonică este racordată la linia aeriană compensată serie.

Impedanța armonică a rețelei, văzută de la bornele consumatorului deformant este dată de expresia:

$$\underline{Z}_k = \frac{\{[(\underline{Z}_{L1} \underline{Y}_{L1} + 2)(\underline{Z}_{ST} \underline{Y}_{echiv} + 1) + \underline{Z}_{ST} \underline{Y}_{L1}] \underline{Z}_{comp} + 2 \underline{Z}_{ST} (\underline{Z}_{L1} \underline{Y}_{echiv} + 1) + 2 \underline{Z}_{L1}\} \cdot \underline{Z}_{C1}}{[(\underline{Z}_{L1} \underline{Y}_{L1} + 2)(\underline{Z}_{ST} \underline{Y}_{echiv} + 1) + \underline{Z}_{ST} \underline{Y}_{L1}] (\underline{Z}_{comp} + \underline{Z}_{C1}) + 2 \underline{Z}_{ST} (\underline{Z}_{L1} \underline{Y}_{echiv} + 1) + 2 \underline{Z}_{L1}} \quad (1)$$

unde: $\underline{Y}_{echiv} = \underline{Y}_{bat} + \underline{Y}_{cecv} + \underline{Y}_{L1}/2$; $\underline{Z}_{ST} = \underline{Z}_s + \underline{Z}_T$, iar \underline{Z}_{L1} și \underline{Y}_{L1} sunt impedanța, respectiv admitanța armonică a liniei L1 prevăzută cu compensare.

Coeficienții de transfer ai curentului armonic la barele de MT ale stației α_{Is} , la bornele bateriei de condensatoare derivație pentru compensarea puterii reactive α_{Ic} , coeficientul de amplificare al tensiunii armonice la bornele bateriei de condensatoare serie β_{Ucomp} și coeficienții de propagare ai tensiunii armonice la barele de medie tensiune ale stației β_{Us} se calculează cu relațiile:

$$\beta_{Us} = \frac{2 \cdot \underline{Z}_{ST}}{\left[(\underline{Z}_{L1} \underline{Y}_{L1} + 2)(\underline{Z}_{ST} \underline{Y}_{echiv} + 1) + \underline{Z}_{ST} \underline{Y}_{L1} \right] \underline{Z}_{comp} + 2 \underline{Z}_{ST} (\underline{Z}_{L1} \underline{Y}_{echiv} + 1) + 2 \underline{Z}_{L1}} \quad (2)$$

$$\alpha_{Is} = \frac{I_s}{I_k} = \beta_{Us} \cdot \frac{\underline{Z}_k}{\underline{Z}_{ST}} \quad (3) \qquad \alpha_{Ic} = \frac{I_c}{I_k} = \underline{Y}_{bat} \cdot \beta_{Us} \cdot \underline{Z}_k \quad (4)$$

$$\beta_{Ucomp} = \frac{\underline{Z}_{comp}}{\underline{Z}_{comp} + 2 \cdot \frac{\underline{Z}_{ST} (\underline{Z}_{L1} \underline{Y}_{echiv} + 1) + \underline{Z}_{L1}}{(\underline{Z}_{L1} \underline{Y}_{L1} + 2)(\underline{Z}_{ST} \underline{Y}_{echiv} + 1) + \underline{Z}_{ST} \underline{Y}_{L1}}} \quad (5)$$

3 Aplicație numerică

Considerând rețeaua electrică prezentată în fig.1 pentru care caracteristicile tehnice ale elementele de rețea sunt date în tabelul 1, pe baza relațiilor de calcul (1÷5) s-au trasat curbele de variație ale impedanței armonice și ale coeficienților de transfer în funcție de rangul armonicii k și gradul de compensare ale reactanței liniei și al puterii reactive (fig.3÷7).

Tabelul 1.

Element	Caracteristici tehnice	Element	Caracteristici tehnice
Sistemul	$S_{sc} = 800MVA, U_n = 110kV$	C1	$S = 3,33MVA, \cos \varphi = 0,9$
Trafo	$S_n = 25MVA, U_{ni} = 110kV, U_{nj} = 22kV,$ $p_{scn} = 130kW; p_{gn} = 30kW, u_{scn} = 11%; i_{gn} = 1%$	C2	$S = 2,201MVA,$ $\cos \varphi = 0,9085$
LEA L1	$l = 25km, S_{Al-Ol} = 95mm^2$	C3	$S = 1,949MVA, \cos \varphi = 0,9233$
LEA L2	$l = 12km, S_{Al-Ol} = 70mm^2$	C4	$S = 1,683MVA, \cos \varphi = 0,8913$
LEA L3	$l = 14km, S_{Al-Ol} = 95mm^2$	C5	$S = 3,5MVA, \cos \varphi = 0,8571$
LEA L4	$l = 10km, S_{Al-Ol} = 70mm^2$	C6	$S = 2,773MVA,$ $\cos \varphi = 0,9015$
LES L5	$l = 12km, A2YSY 12/20kV; S_{Al-Ol} = 95mm^2$	Qc	$Q_c = 2.4MVAr, U_n = 20kV$
LES L6	$l = 15km, A2YSY 12/20kV; S_{Al-Ol} = 95mm^2$		

Bateria de condensatoare pentru îmbunătățirea factorului de putere Q_c s-a considerat formată din 4 trepte de putere 0,6 MVAr fiecare.

Din analiza celor prezentate în fig. 3 se deduc următoarele observații:

- prezența bateriei de condensatoare pentru compensarea puterii reactive influențează sensibil variația impedanței armonice a rețelei, rangul armonicii pe care apare valoarea maximă a impedanței crește cu scăderea puterii baterie de condensatoare;
- valoarea impedanței armonice a rețelei scade cu creșterea gradului de compensare K_c , dar această scădere este nesemnificativă. Diferența dintre impedanța armonică a rețelei în cazul linie fără compensare și a liniei cu compensare scade cu creșterea rangului armonicii, astfel pentru armonica a 5 această diferență este de 1,345Ω, pentru k=7 de 0,54Ω, iar pentru k=19 este de 0,066Ω.

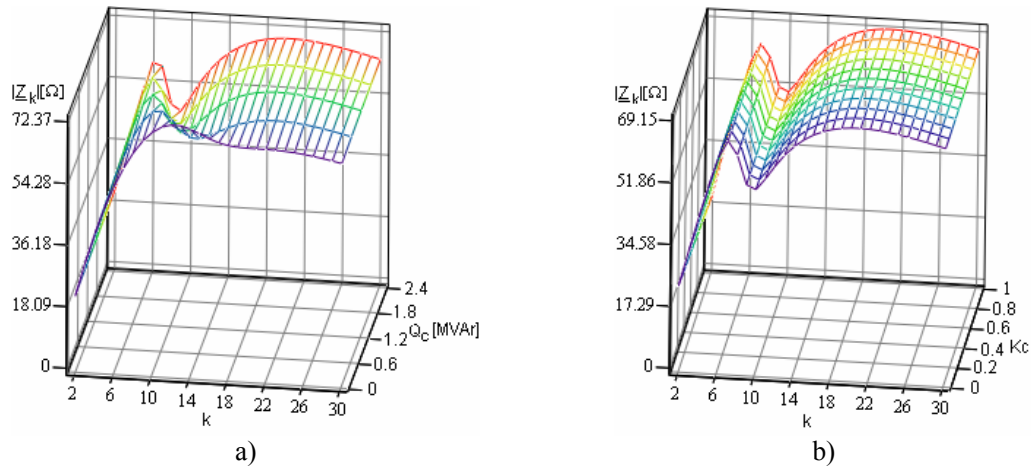


Fig.3. Variația modului impedanței armonice a rețelei cu rangul armonicii k : a) pentru diferite trepte de compensare a puterii reactive la $K_c=0,5$; b) pentru diferite grade de compensare K_c la $Q_c=1,8MVar$.

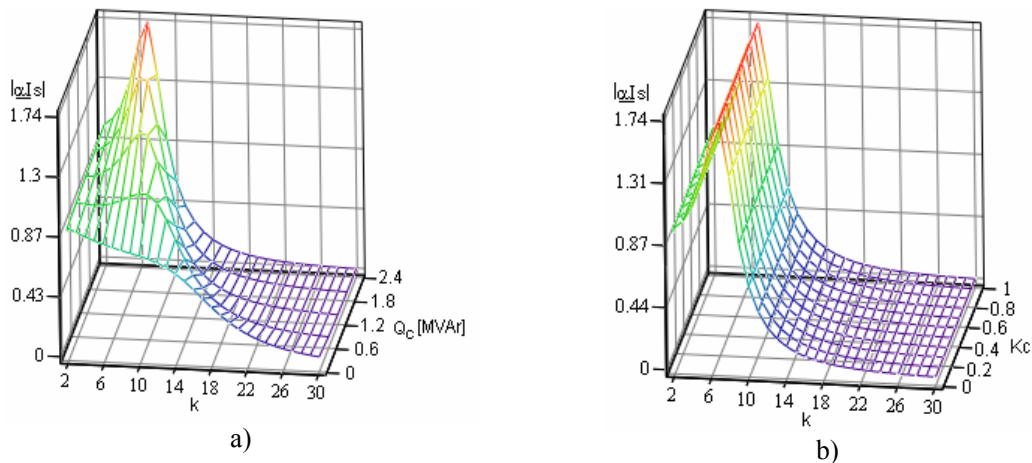


Fig.4. Variația coeficientului de transfer α_{Is} cu rangul armonicii k : a) pentru diferite trepte de compensare a puterii reactive la $K_c=0,5$; b) pentru diferite grade de compensare K_c la $Q_c=2,4MVar$.

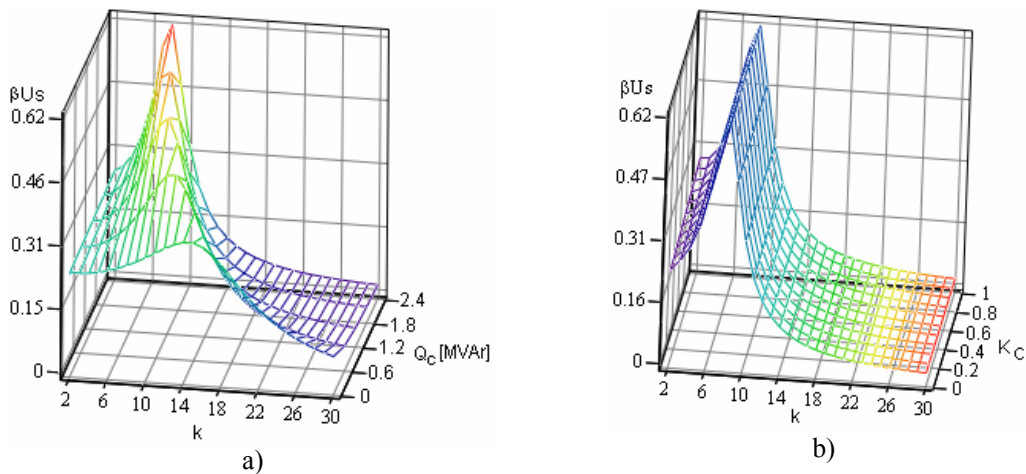


Fig.5. Variația coeficientului de propagare β_{Us} a tensiunii pe bara de MT a stației cu rangul armonicii k : a) pentru diferite trepte de compensare a puterii reactive la $K_c=0,5$; b) pentru diferite grade de compensare K_c la $Q_c=2,4MVar$.

Analizând cele prezentate în fig. 4.a) se constată că, coeficientul de transfer al curentului pe bara de MT a stației este influențat de prezența baterie de compensare a puterii reactive, astfel pentru $Q_C = 2,4 \text{ MVar}$ și $K_C = 0,5$, pe armonica de rang 7 curentul debitat de consumatorul deformant este amplificat de elementele de sistem de 1,738 ori. Valorile maxime ale coeficientului de transfer al curentului α_{I_S} scad cu micșorarea puterii reactive a baterie de condensatoare derivație și totodată crește rangul armonicilor k pe care apar aceste valori. Bateria de condensatoare serie are o influență neesențială în propagarea armonicilor de curent (fig. 4.b)): nu modifică rangul armonicilor pe care apare valoarea maximă a coeficientului de transfer, iar valoarea acestuia se modifică foarte puțin cu gradul de compensare al liniei, de la 1,735 pentru $K_C = 0$ la 1,742 pentru $K_C = 1$.

Coeficientul de propagare β_{U_S} a tensiunii armonice pe bara de MT a stației de distribuție are o variație asemănătoare cu cea a coeficientului de transfer a curent α_{I_S} (fig.5), cu observația că rangul armonicilor pentru care se obțin valorile maxime crește, deci elementele de sistem contribuie la deplasarea spectrului armonicilor pentru care apar amplificări importante ale tensiunii. Totodată, se observă că valoarea maximă a coeficientului de transfer a tensiunii crește odată cu creșterea puterii bateriei de condensatoare derivație. Din figura 5 b) se observă că reactanța armonică a bateriei de condensatoare serie influențează foarte puțin coeficientul β_{U_S} pentru armonici de rang $k < 8$, în timp ce pentru armonici superioare practic nu are nici o influență.

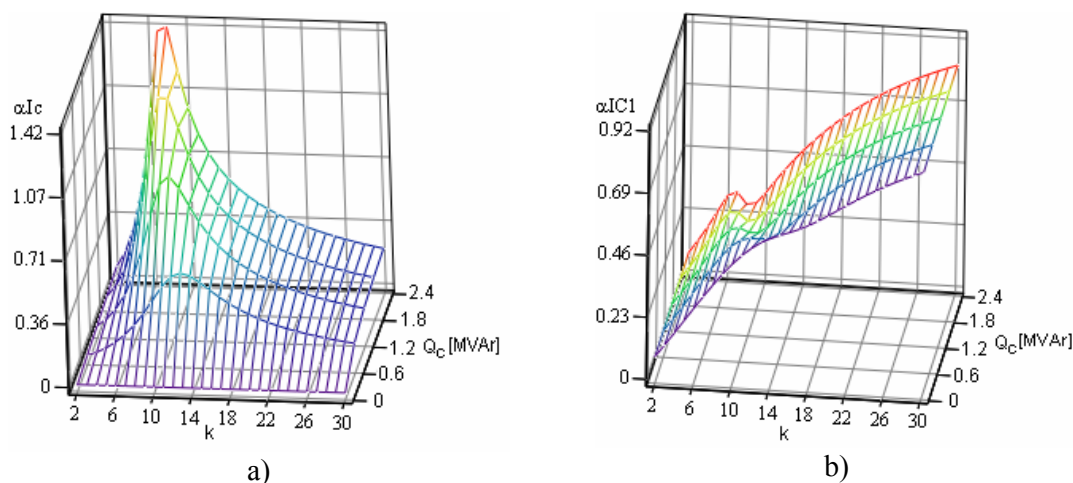


Fig.6. Variația coeficientului de transfer al curentului armonic la bornele bateriei de condensatoare α_{IC} a) și la bornele consumatorului liniar C1, cu rangul armonicilor k , pentru diferite trepte de compensare a puterii reactive la $K_C=0,5$.

Bateria de condensatoare derivație contribuie la amplificarea armonicilor de curent și în același timp este parcursă de un curent armonic important. Valoarea coeficientului de amplificare a curentului armonic prin bateria de condensatoare crește odată cu creșterea puterii acesteia, iar rangul armonicilor la care apare fenomenul de rezonanță paralel scade cu creșterea puterii bateriei. Pentru $Q_C=2,4 \text{ MVar}$ fenomenul de rezonanță paralel apare pe armonica 7 și valoarea coeficientului α_{IC} este 1,396; pentru $Q_C=0,6 \text{ MVar}$ valoarea maximă a coeficientului este 0,478 și apare la $k=13$ (fig.6.a)). Coeficientul de transfer al curentului armonic la bornele consumatorului liniar C1 crește cu rangul armonicilor. În domeniul de frecvențe 350÷850 Hz se constată o reducere a coeficientului de transfer determinată de prezența bateriei de condensatoare pentru îmbunătățirea factorului de putere (fig. 6.b)).

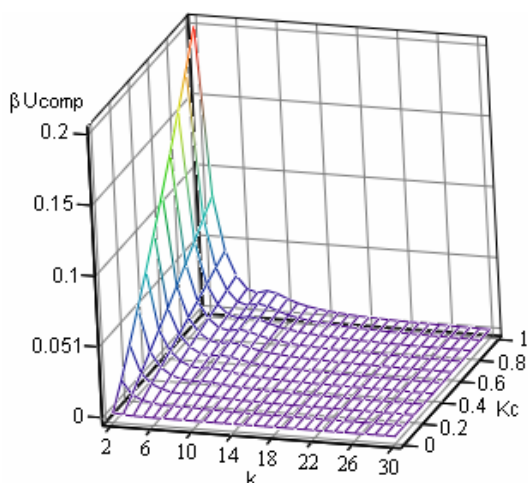


Fig.7. Variația coeficientului de amplificare $\beta_{U_{comp}}$ a tensiunii la bornele bateriei de condensatoare serie cu rangul armonicii k și gradul de compensare al liniei Kc

Din figura 7 se observă că pentru armonici de rang inferior ($k < 10$) tensiunea armonică la bornele bateriei de condensatoare crește cu gradul de compensare a liniei. În aceste condiții pot să apară solicitări ale izolației bateriei de condensatoare, tensiunea poate să depășească valoarea maximă admisă. Pentru armonici superioare $k > 10$ coeficientul de amplificare a tensiunii armonice este foarte mic, practic, gradului de compensare Kc al reactanței liniei nu mai afectează valoarea acestuia.

4 Concluzii

În lucrare s-au stabilit expresiile impedanței armonice și ale coeficienților de transfer ai tensiunilor și curenților armonici, analizându-se efectul poluării armonice produsă de consumatorul neliniar asupra instalațiilor de compensare, a consumatorului liniar cât și asupra sistemului. De asemenea, s-a analizat influența instalațiilor de compensare capacitivă asupra legii de variație și a valorilor impedanțelor armonice și ale coeficienților de transfer.

Rezultatele obținute arată că bateria de condensatoare serie influențează nesemnificativ valoarea impedanței armonice și a coeficienților de transfer, spre deosebire de bateria de condensatoare derivație care influențează atât forma de variație a impedanței armonice și a coeficienților de transfer, cât și valorile acestora. De asemenea s-a constatat că bateria de condensatoare derivație este suprasolicitată cu tensiuni armonice și curenți armonici, care depind de puterea reactivă instalată în aceasta. În ceea ce privește bateria de condensatoare serie aceasta poate fi solicitată cu tensiuni armonice pentru armonici de rang inferior ($k < 10$), dependent de asemenea de puterea reactivă instalată (gradul de compensare al liniei Kc).

Referințe

- [1] Arie A., Negus C., Golovanov C., Golovanov N., *Poluarea cu armonice a sistemelor electroenergetice funcționând în regim permanent simetric*, Editura Academiei Romane, Bucuresti, 1994.
- [2] Bucatariu Iona, Buta A., *The influence of the serial and parallel capacitive compensation on the medium voltage networks harmonic impedance's. First part: The networks modelling, the compensation level*, Proceedings of the Third International Power Systems Conference, vol. II, Timișoara, nov.18-20, 1999, pp.37-42.
- [3] Bucatariu Iona, Buta A., *The influence of the serial and parallel capacitive compensation on the medium voltage networks harmonic impedance's. Part two: The linear load harmonic model and the capacitor bank in the transformer station*, Proceedings of the Third International Power Systems Conference, vol. II, Timișoara, nov.18-20, 1999, pp.43-48.
- [4] Buta A, Bucatariu Iona, Pană A., *Propagarea poluării armonice pe liniile de interconexiune*, Energetica, nr. 5, Mai 2000, pp. 232÷237.
- [5] Robert, A., Deflandre, T., *Guide for assessing the network harmonic impedance*, ELECTRA, no 167, august 1996, pp. 96÷121.
- [6] Arrillaga J., Arnold C.P., *Computer analysis of power systems*, John Wiley, 1990.

INTERFAȚĂ PC PENTRU COMANDA INVERTOARELOR PWM

Ovidiu NEAMȚU,

Universitatea din Oradea, Armatei Române 5, 410087 Oradea; oneamtu@uoradea.ro

Virgil TIPONUȚ,

Universitatea „Politehnica” din Timișoara, Pta Victoriei No. 2, 1900 Timișoara;

virgil.tiponut@etc.utt.ro

Rezumat: Platforma clasică a calculatoarelor personale (PC) poate fi considerată o soluție foarte eficientă pentru generarea semnalelor de comandă pentru convertoarele electronice de putere. În acest scop, este necesar să se conecteze la PC interfețe digitale sau analogice, comandate cu un soft adecvat. În această lucrare se prezintă o soluție pentru generarea semnalelor de comandă PWM pentru invertoare. Lucrarea include comanda unei interfețe analogice cu un program executabil independent, dezvoltat în C++. O soluție îmbunătățită are în vedere ideea comenzii interfeței analogice direct dintr-un mediu de simulare, cum ar fi - spre exemplu- SIMULINK. S-au obținut câteva rezultate relevante în implementarea practică a soluției propuse prezentate, de asemenea, în lucrare.

1 Introducere

Lucrarea este axată pe domeniul electronicii industriale. Suportul electronic pentru implementarea practică a soluției propuse îl constituie un calculator personal, cu o arhitectură clasică, fapt ce asigură performanțe tehnice acceptabile în paralel cu costuri reduse și în continuă scădere.

Modul de alcătuire al interfețelor, atât componenta hard cât și cu preponderență soft devine util pentru extinderea aplicațiilor de acest gen și în alte domenii adiacente ce utilizează calculatorul ca suport electronic.

Este deloc neglijabil timpul scurt pentru definirea unui noi aplicații. Se pleacă din simulare și un rezultat final este oferit de un soft ce funcționează în timp real, față de necesitățile sistemului fizic definit.

2 Simularea cu blocuri interactive

Apar două posibilități de transfer a datelor. Prima se referă la comanda unei plăci cu procesor de semnal Texas Instruments TMS 320C24X (X=0,1,2,...7...). Modulul soft utilizat C24XGPIO_DO este compatibil pentru oricare din procesoarele de semnal controlere din familia 24X. Procesoarele de semnal au și configurație de controler, fiind prevăzute cu 5 porturi paralele de Intrare/Ieșire (PIO – Parallel Input Output), accesibile la nivel de bit. Blocul de simulare și interfață soft C24XGPIO_DO a fost ales pentru generarea unor semnale digitale de ieșire (DO – Digital Output). În schema de simulare au fost selectați 6 biți pentru semnalele PWM din portul paralel „A” (IOPA – Input /Output Port A).

Un procesor de semnal TMS320C2407 posedă intern: 64kB memorie, 16 canale PWM, convertor Analog/Digital rapid (durata de conversie de 500ns), 5 porturi de Intrare/Ieșire cu câte 8 biți fiecare.

Cerințele și performanțele aplicației vor fi criteriile în stabilirea procesorului de semnal ce se va folosi. Câteva precizari pot fi sintetizate astfel: platforma TMS320C2000 este dedicată pentru control digital, platforma TMS320C5000 se justifică consum redus, platforma TMS320C6000 pentru performanțe hard deosebite.

Aplicațiile controlului digital avansat se axează pe procesorul de semnal controler TMS320C28X (X = 0,1,2,..., 7). Magistrala de date s-a dublat față de structurile anterioare

fiind de 32 biți. Magistrala de date internă alocată calculului matematic este de 64 biți. Codul obiect al variantelor mai vechi TMS320C24XX ($X = 0,1,2,\dots, 7$) și TMS320C27X ($X = 0,1,2,\dots, 7$) este compatibil pentru rulare pe noua structură. Spațiul de adrese liniare (direct adresabil) s-a mărit la 8GB. Viteza de procesare este mult mai mare la TMS320C28X față de vechile structuri, atingând 400 MIPS (milioane de operații pe secundă).

Este posibilă folosirea și a unor alte tipuri de controlere ce dispun de porturi digitale de intrare/ieșire (Motorola, National Instruments, etc.).

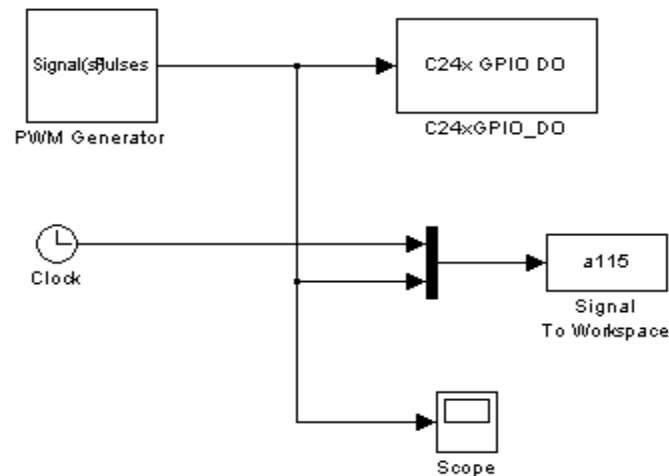


Fig.1. Generarea impulsurilor PWM spre placa de interfață și spre memoria internă.

Structura soft de comandă pentru interfață este alcătuită dintr-o schemă simulink, ca în Fig.1, în care datele binare sunt furnizate de blocul „PWM Generator”.

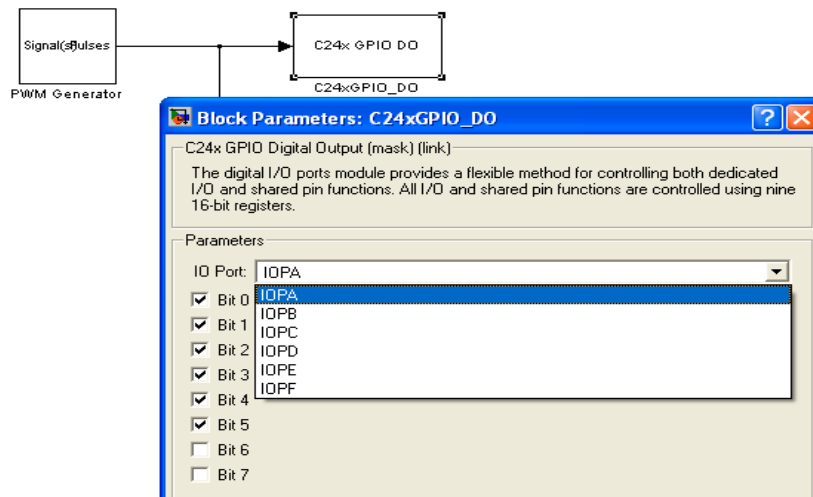


Fig.2. Fixarea biților activi din portul „A” - paralel de ieșire (DO - Digital Output).

Generatoarele sinusoidale sau dreptunghiulare sunt uzuale. Există în Simulink un bloc funcțional predefinit pentru generarea semnalelor PWM (Pulse Width Modulation). Un astfel de bloc este utilizat schema simulink prezentată în Fig.1, iar semnalele generate de acesta sunt prezentate în Fig.4. În „Simulink-Matlab” se poate defini un astfel de generator, ce poate fi utilizat apoi pentru comanda punților invertoarelor monofazate sau trifazate. În acest scop, este

fixată frecvența purtătoare la valoarea $f_p=10\text{KHz}$, indicele de modulație se alege $m=0.8$ ($0 < m < 1$) și frecvența tensiunii de ieșire $f_{\text{out}}=50\text{Hz}$ (vezi Fig.3). Amplitudinile semnalelor PWM de ieșire sunt valori normate. În condițiile de mai sus este asigurată compatibilitatea cu softul driver al plăcilor electronice de comandă.

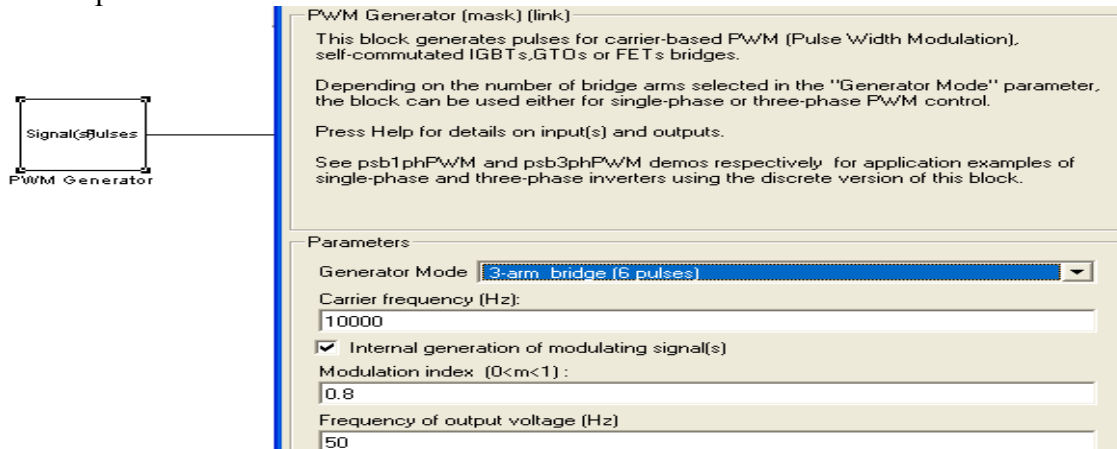


Fig.3. Blocul Simulink pentru definirea parametrilor impulsurilor PWM.

Structura de simulare din Fig.1 este concepută pentru obținerea semnalelor proprii de comandă pentru un inverter trifazat în punte. Astfel de semnale PWM pentru 6 comutatoare electronice IGBT sunt prezentate în derularea lor pentru un timp de 0.03 secunde. Generarea semnalelor se realizează cu schema simulink din Fig.1 și se desfășoară pentru un timp evident mult mai lung. Facilitățile din Matlab au oferit posibilitatea realizării unui program separat pentru obținerea semnalelor de prezentare, cum sunt cele din Fig. 4..

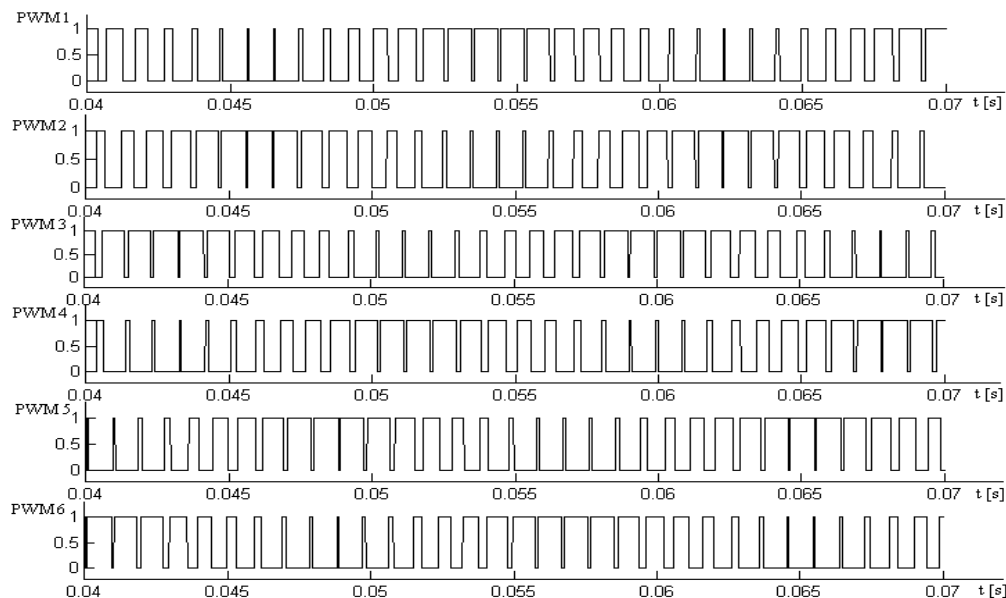


Fig.4. Formele de undă PWM pentru comanda unui inverter în punte trifazat.

Pentru generarea de semnale PWM spre exteriorul calculatorului se pot utiliza, în afară de porturile digitale, porturi analogice. Diversitatea furnizorilor de circuite și pentru această variantă este foarte mare. Apar, evident, costurile unor plăci suplimentare, dar care vor fi compensate de unele avantaje tehnice. O soluție ușor accesibilă o constituie folosirea plăcilor audio standard din calculatoarele personale. Sunt deja frecvente cazurile în care placa audio are

peste 6 canale analogice de intrare/ieșire. Cum plăcile de bază ale calculatoarelor dispun de mai multe socluri PCI (Peripheral Component Interconnect bus) pentru interfațare, rezultă posibilitatea utilizării simultane a mai multe plăci audio. De exemplu, în cazul prezentei aplicații sunt utilizate 3 plăci audio, cu câte două canale audio de ieșire fiecare.

Schema din Fig.1. este realizată și în posibilitatea generării semnalelor PWM printr-o placă de interfață cu procesor de semnal. Datele memorate în workspace sunt proprii pentru undele PWM pentru un timp predefinit. În derularea directă din simulink aceste date sunt utilizate într-o evoluție ciclică rezultând un timp de funcționare necesar aplicației.

3 Generarea semnalelor PWM

Blocul „Signal to Workspace” (Fig.1.) asigură păstrarea valorilor digitale într-o matrice de memorie. Prima coloană se constituie în valorile timpilor la care se realizează eșantionarea t_n iar valorile y_n vor consta din 6 coloane (în matricea de memorie – Fig.5.) identificabile cu semnalele digitale PWM1, PWM2, ..., PWM6 din Fig.4..

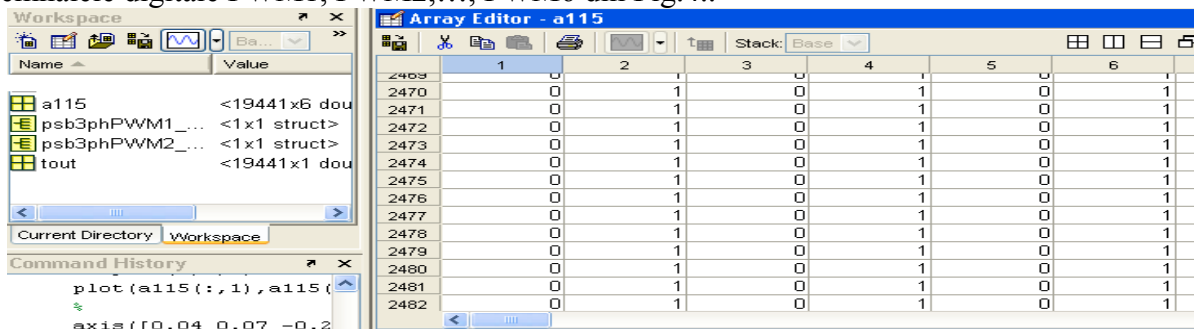


Fig.5. Matricea „a115” în care sunt salvate datele pentru formarea semnalelor PWM.

În a doua aplicație sunt obținute semnalele analogice pentru comenzile PWM din datele salvate în memorie. S-a creat în Simulink-Matlab o schemă (Fig.6.), care transformă datele memorate din matricea „a115” (este o denumire opțională dar trebuie asigurată univoc, alfanumeric) în semnale analogice compatibile plăcilor audio. Sunt create și salvate trei fișiere *.wav, în formatul audio.

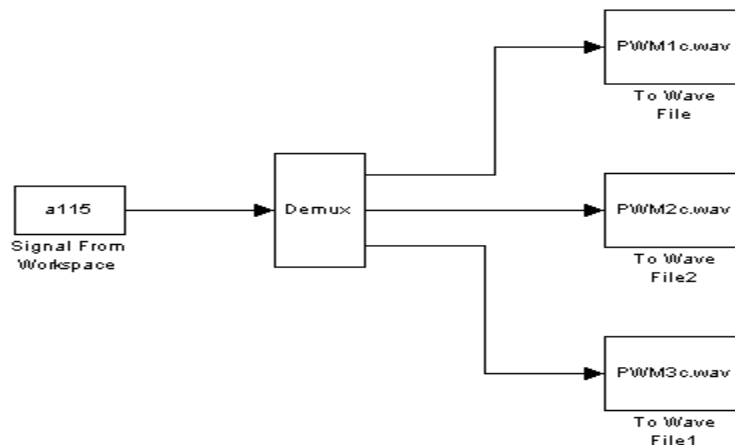


Fig.6. Crearea fișierelor pentru semnale PWM analogice de comandă.

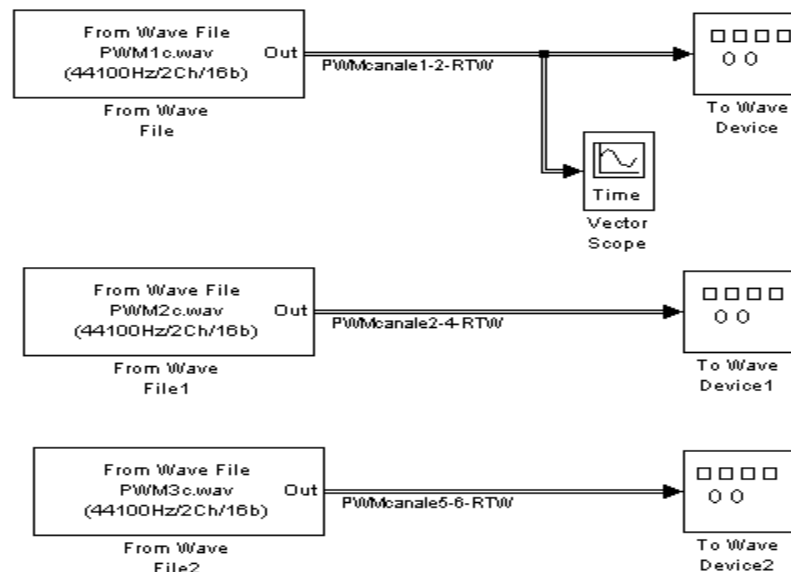


Fig.7. Generarea semnalelor PWM direct din simulare.

Semnalele analogice PWM salvate vor putea fi folosite într-o schemă simulink (Fig. 7.) pentru generarea (în exteriorul calculatorului) spre inverter a tuturor semnalelor de comandă. Schema în simulink trebuie setată pentru funcționare în timp real. Există numeroși parametrii ce trebuiesc fixați pentru obținerea în final a soluției dorite pentru aplicație.

4 Considerente pentru rulare în timp real

După definirea aplicației (Fig.8.) se obține un raport ce conține fișiere necesare pentru rularea în timp real. Apare o a doua alternativă prin care s-a generat cod sursă în limbajul „C”. Compilarea și obținerea unui program executabil va facilita rularea independentă a generatorului cu semnale externe PWM.

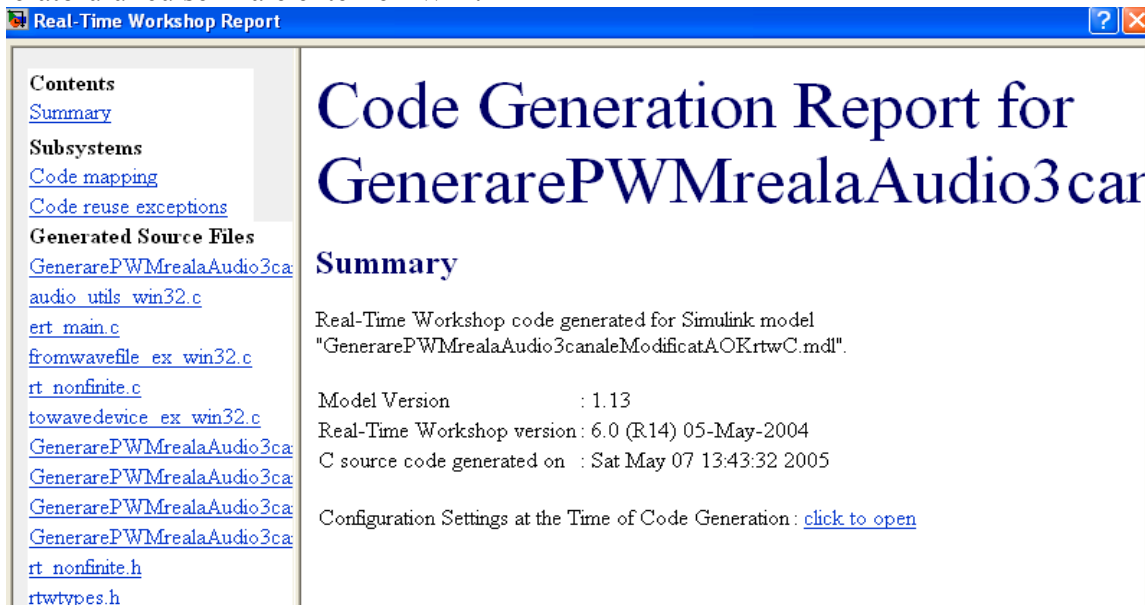


Fig.8. Obținerea automată a codului sursă pentru dezvoltare în limbajul C++.

Rezolvarea problemelor de simulare utilizând metodele numerice devine soluția recomandată pentru majoritatea aplicațiilor. Utilizarea calculatoarelor performante este un avantaj în concordanță cu algoritmi matematici utilizați. Este necesară adaptarea pentru rularea aplicației soft în timp real.

S-a utilizat pentru simulare metoda Runge-Kutta de ordinul 4. Pentru un ordin mai mare decât 4 sunt mai mulți termeni care vor implica un timp de procesare mai lung.

Formula generală [2] de predicție pentru metoda Runge-Kutta de ordinul m este:

$$y_{n+1} = y_n + (a_1 k_1 + a_2 k_2 + \dots + a_m k_m) \tau_n$$

$$\text{cu } \tau_n = t_{n+1} - t_n \text{ și } \sum_{j=1}^m a_j = 1$$

$$k_1 = f(t_n, y_n)$$

$$k_2 = f(t_n + p_1 \tau_n, y_n + q_{1,1} k_1)$$

....

$$k_m = f(t_n + p_{m-1} \tau_n, y_n + q_{m-1,1} k_1 + \dots + q_{m-1,m-1} k_{m-1})$$

unde coeficienții p și k vor fi obținuți din seria Taylor.

Pentru metoda RungeKuta de ordinul 4 se obține în final

$$y_{n+1} = y_n + \frac{1}{8} (k_1 + 3k_2 + 3k_3 + k_4) \tau_n$$

$$\text{unde: } k_1 = f(t_n, y_n)$$

$$k_2 = f\left(t_n + \frac{1}{3} \tau_n, y_n + \frac{k_1}{3} \tau_n\right)$$

$$k_3 = f\left(t_n + \frac{2}{3} \tau_n, y_n + \frac{k_2 - k_1}{3} \tau_n\right)$$

$$k_4 = f(t_n + \tau_n, y_n + (k_1 - k_2 + k_3) \tau_n)$$

Eroarea metodei Runge-Kutta de stabilire locală la eșantionul n, a valorii y(t), este de ordinul τ_n^5 .

Metoda numerica menționată este optimă pentru un calculator cu procesor Intel PIV(2.4GHz).

5 Concluzii

- Utilizarea calculatoarelor personale pentru aplicații industriale reprezintă o soluție justificată, având în vedere componentele hard de extindere disponibile.
- Este relativ ușor de făcut un soft driver de comandă, cum este cel pentru PWM.
- Un soft de nivel înalt acoperă cu blocuri funcționale predefinite domenii de interes; electronica industrială este o posibilitate.
- Comenzile directe externe sunt posibile, dar numai în anumite condiții când metodele numerice sunt corelate cu cerințele sistemului real.
- S-au obținut câteva rezultate relevante în implementarea practică a soluției propuse prezentate, de asemenea, în lucrare.

Referințe

- [1] B. K. Bose. *Power electronics and variable frequency drives*, Ed. by IEEE, New York, 1997.
- [2] C.M. Ong. *Dynamic Simulation of Electric machinery*, Prentice Hall PTR, 1998.
- [3] Simulink-Matlab. *SimPowerSystem*, The Math Works Inc., 2005.

Analysis of Electromagnetic Interferences Induced by High Voltage Lines under Normal and Fault Conditions

Calin MUNTEANU, Vasile TOPA, Laura GRINDEI

Technical University of Cluj-Napoca, Baritiu 28, 400027 Cluj-Napoca, Romania, calinm@et.utcluj.ro

Leslie BORTELS, Johan DECONINCK

Vrije Universiteit Brussel, Pleinlaan 2, 1050 Brussel, Belgium

Abstract. The paper presents a method for analysis of the electromagnetic interferences created on pipeline networks by the High Voltage (HV) power lines working on normal or fault conditions. In order to perform the numerical computations, a particular 3D numerical code was developed. The code was validated for particular problems by comparison using the CatPro software developed by Elsyca [1]. In the second part of the paper numerical results for normal and fault examples are outlined. Final conclusions end the paper.

1 Introduction

Nowadays there is an increasing concern regarding the hazards resulting from the electromagnetic interferences generated on buried pipe network by the electric power systems working under normal or fault conditions (see Figure 1). The safety of the people touching the pipes, the damages of the pipe networks and the cathodic protection equipment to be implemented are only few of the important questions to be answered. Thus, there is an industrial need for development of user-friendly, high-precision computation software applications able to compute the induced voltage values and their effects on the victim pipelines.

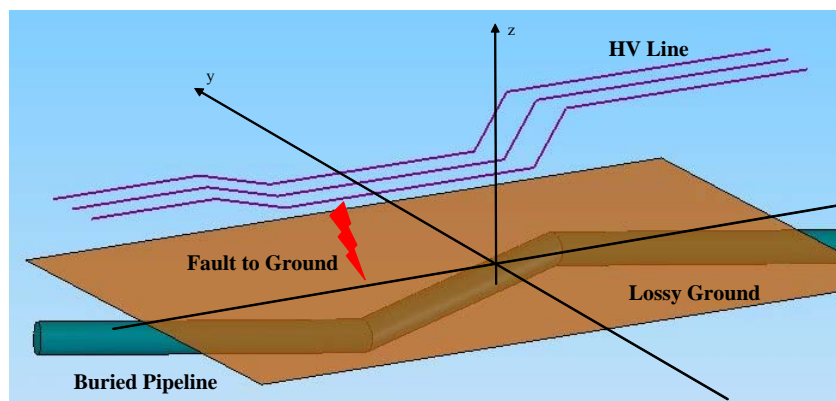


Figure 1: Pipelines in the neighbourhood of HV power lines

In this light, the numerical analysis software application proposed to be developed is aimed to compute the values of the AC induced potential and currents on the buried pipelines by the source currents flowing through the HV power line that is placed in closed proximity with the pipeline network.

Being a high complexity application, the software package is intended to be an addition of several computation modules, aimed to solve together the global 3D electromagnetic field problem. In this paper will be presented the module that computes the effects of the currents from the HV power line working on normal or fault conditions. The computation of the currents on HV line working on normal or fault situations, in the presence of the lossy conductive ground, is not the object of the present paper.

2 1D FEM - 3D BEM electromagnetic field model

In order to solve the electromagnetic field problem, a 1D Finite Element Method (FEM) model for the internal pipe problem coupled with a 3D Boundary Element Method (BEM) model for the external pipe problem has been developed.

Dividing the pipe in so-called ‘pipe elements’ as shown in Figure 2 and assuming an axial symmetry of the problem, the starting equation for the current distribution is:

$$i_{ax}(\tau) = i_{ax}(\tau + d\tau) + i_{rad}(\tau) \quad (1)$$

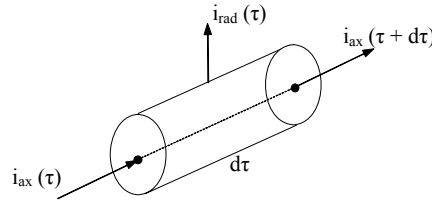


Figure 2: Small pipe length and the 1st theorem of Kirchhoff

Equation (1) will lead to the following current density components [2], [3], [4]:

$$\begin{aligned} -\sigma \left(\frac{\partial \Phi}{\partial \tau} + j\omega A_{ax} \right) &= J_{ax} \\ -\sigma \left(\frac{\partial \Phi}{\partial r} + j\omega A_{rad} \right) &= J_{rad} = Q_{(AC)} \end{aligned} \quad (2)$$

Taking into account (1), the equation for the pipe internal problem can be written as:

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial \tau^2} + j\omega \frac{\partial A_{ax}}{\partial \tau} - \frac{2\pi R}{\sigma S} Q = 0 \quad (3)$$

Using the weighted residual method [2] for minimization of the functional associated to equation (3) one lead to the following system of equations:

$$\begin{cases} I_0 = (\Phi_0 - \Phi_1) G_{ax} + k \left(\frac{Q_0}{3} + \frac{Q_1}{6} \right) - j\omega l G_{ax} \left(\frac{A_{ax0} + A_{ax1}}{2} \right) \\ I_1 = (\Phi_1 - \Phi_0) G_{ax} + k \left(\frac{Q_0}{6} + \frac{Q_1}{3} \right) + j\omega l G_{ax} \left(\frac{A_{ax0} + A_{ax1}}{2} \right) \end{cases} \quad (4)$$

valid for a pipe element, where R is the pipe radius, l is the length of the pipe element, S is the transversal surface, $k = 2\pi Rl$ is the surface of revolution and $G_{ax} = \sigma S l^{-1}$ is the axial conductance of the pipe element.

The above system of equations may be rewritten for each node (i) in the following form suitable for the numerical implementation in accordance with sign convention from Figure 3.

$$\begin{aligned} \frac{k_{i-1}}{6} \underline{Q}_{i-1} + \left(\frac{k_{i-1}}{3} + \frac{k_i}{6} \right) \underline{Q}_i + \frac{k_i}{6} \underline{Q}_{i+1} - G_{ax\ i-1} \underline{\Phi}_{i-1} + (G_{ax\ i-1} + G_{ax\ i}) \underline{\Phi}_i - G_{ax\ i} \underline{\Phi}_{i+1} = \\ - \frac{j\omega l_{i-1} G_{ax\ i-1}}{2} \underline{A}_{ax\ i-1} - \left(\frac{j\omega l_{i-1} G_{ax\ i-1}}{2} - \frac{j\omega l_i G_{ax\ i}}{2} \right) \underline{A}_{ax\ i} + \frac{j\omega l_i G_{ax\ i}}{2} \underline{A}_{ax\ i+1} \end{aligned} \quad (5)$$

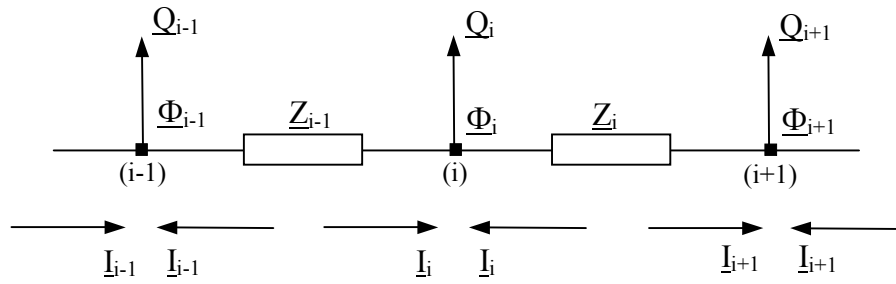


Figure 3: The 1D – FEM model for the pipe internal problem

The 3D boundary integral equation for the pipe external problem can be formulated starting from the diffusion equation and using the Lorentz gauge condition $\nabla \bar{A} = -\mu\sigma\Phi$ [2]:

$$\frac{\Omega_{(i)}}{4\pi} \Phi_{(i)} + \int_{\Gamma} \Phi \frac{\partial G}{\partial n} d\Gamma = \int_{\Gamma} \underline{G} \left(\frac{Q}{\sigma} + j\omega \underline{A}_{rad} \right) d\Gamma \quad (6)$$

where $\bar{n}_e \equiv \bar{1}_r$ is the normal unit vector in the positive sense considered (from interior to exterior of the pipe) and \underline{G} is the fundamental solution (Green’s function) associated to the governing equation and given by [2]:

$$\underline{G} = \frac{e^{jkr}}{4\pi r} = \frac{e^{-\frac{r}{\delta}}}{4\pi r} \left(\cos \frac{r}{\delta} - j \sin \frac{r}{\delta} \right) \quad (7)$$

where r is the position vector and δ is the skin depth.

In order to solve the coupled FEM – BEM problem, a global matrix system has been set-up. The final global matrix system implemented is presented in the equation below:

$$\begin{bmatrix} -HR & +HI & +\sigma^{-1}GR & -\sigma^{-1}GI \\ -HI & -HR & +\sigma^{-1}GI & +\sigma^{-1}GR \\ +G1 & 0 & +K1 & 0 \\ 0 & +G1 & 0 & +K1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi R \\ \Phi I \\ QR \\ QI \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\omega GI & +\omega GR & 0 & 0 \\ -\omega GI & +\omega GI & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & +G3 \\ 0 & 0 & -G3 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ARR \\ ARI \\ AZR \\ AZI \end{bmatrix} \quad (8)$$

where:

- ◇ $\Phi R, \Phi I$ are the real and the imaginary parts of the potential on the pipe boundary nodes;
- ◇ QR, QI are the real and the imaginary parts of the radial current density on the pipe boundary nodes (see Figure 3);
- ◇ ARR, ARI are the real and the imaginary radial components of the vector magnetic potential values on the pipe boundary nodes;
- ◇ AZR, AZI are the real and the imaginary axial components of the vector magnetic potential values on the pipe boundary nodes;

The sources are therefore the values of the vector magnetic potential produced by the HV power line on the pipe nodes. These values are computed using the relation:

$$\bar{A} = \frac{\mu}{4\pi} I_s \int_{Conductor} \frac{e^{jkr}}{r} \bar{1}_s dl \quad (9)$$

3 Numerical examples

In order to test the computation accuracy of the software module developed the numerical results for particular cases have been compared with the results obtained with CatPro 1.4 [2],[3] that uses the Transmission Lines Method (TLM). This software was developed by Elsyca [1]. The results in the case of a 1 km long pipe placed parallel with a 12 km straight HV power line working under normal condition (balanced three-phased line currents) are shown below.

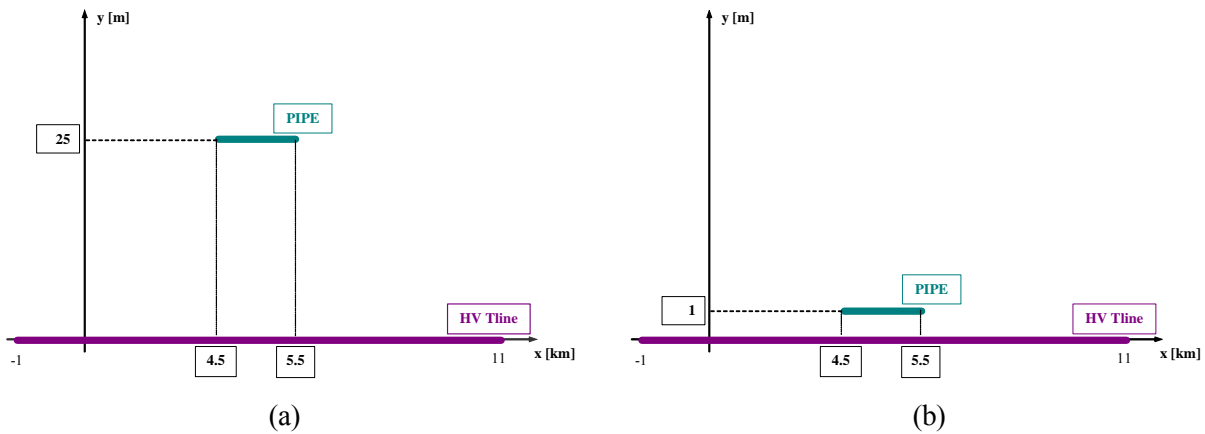
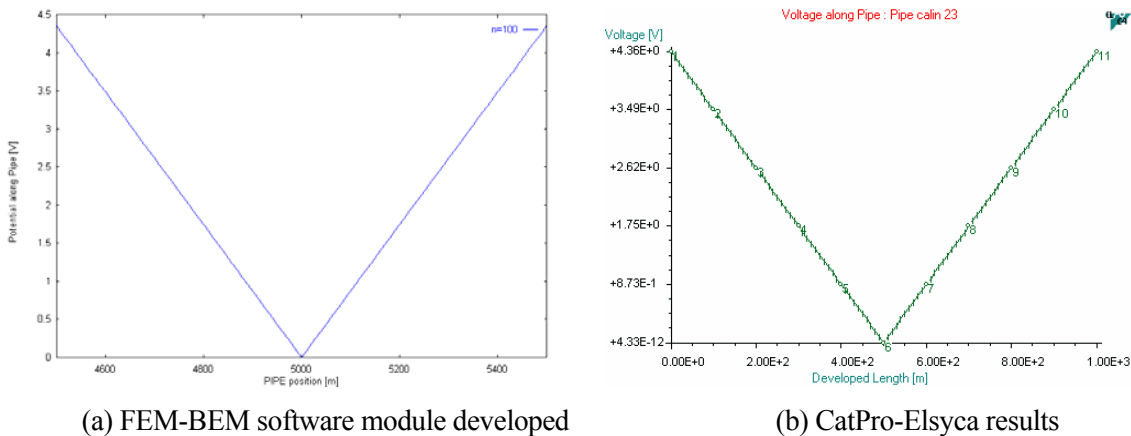


Figure 4: Test cases for software computation accuracy



(a) FEM-BEM software module developed (b) CatPro-Elsyca results
Figure 5: Computation accuracy numerical results

As it can be noticed from Figure 5, there is a very good agreement between the two results. Moreover, if the maximum potential values – at the ends of the pipe – are compared, one gets a relative error of 0.071% which means a very good agreement between the computation methods.

In addition to the CatPro software that may be used only for normal working conditions on HV line and for straight geometries, the FEM-BEM software module developed is able to compute the potential distribution along the pipe for HV line fault cases and also for more complicated geometries of the pipe and HV line.

In the first example presented in Figure 6 one considers a 10 km long pipeline placed parallel with a 12 km long HV line. The potential distribution along the pipeline is computed in three cases: HV line working on normal condition (500 A balanced three-phased current through the line) – 1 case, HV line has a fault to ground at 2 km distance from the left end – 2 cases. The 10 kA fault is considered fed in two ways: first case from both HV line ends (5 kA each) and second case from left end only (10 kA). Numerical results are presented in Figure 7 and Figure 8.

Looking to the results presented in Figure 7 one can notice that the magnitude of the current influences dramatically the potential distribution on the neighbour pipe.

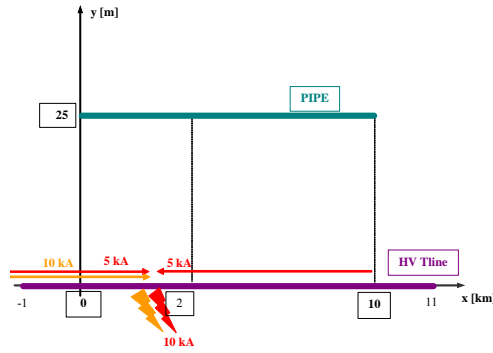
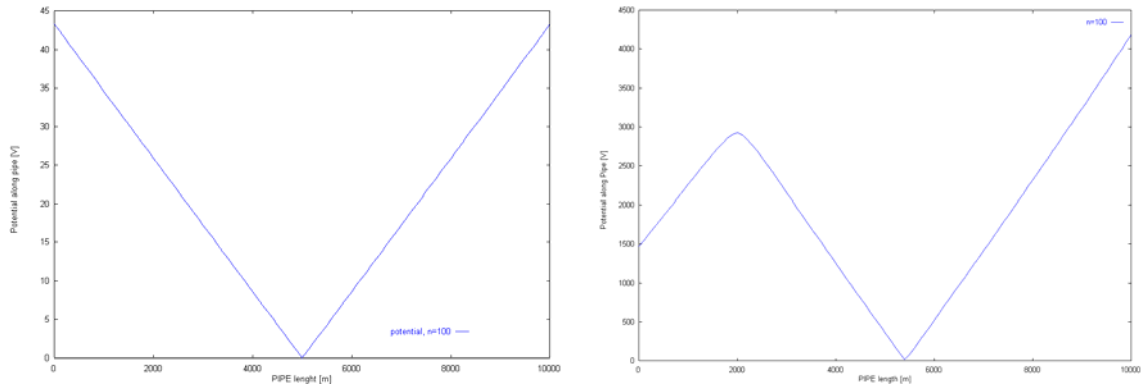


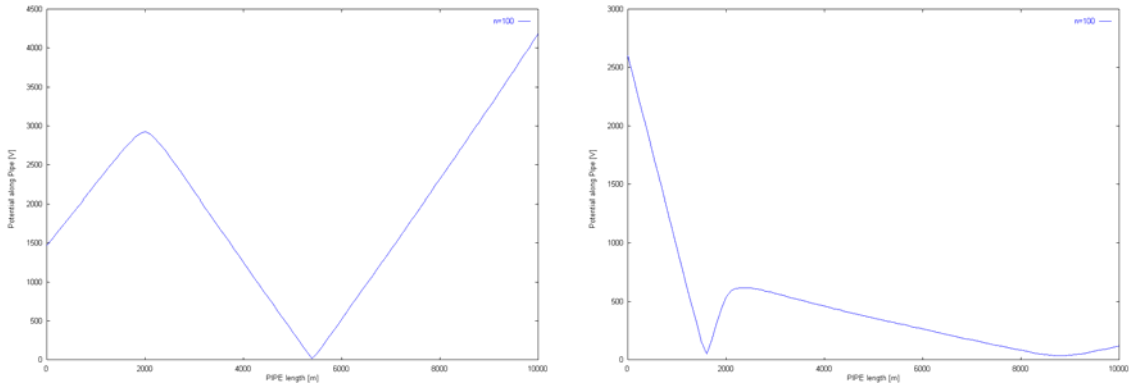
Figure 6: Problem formulation for the first numerical example



(a) Normal working condition

(b) Fault supplied from one side – left side

Figure 7: Numerical results for the first example



(a) Fault supplied from one side – left side

(b) Fault supplied from both sides

Figure 8: Numerical results for the first example

While in the case of normal working conditions (500 A balanced currents) one get maximum 43 V induced potential value along the pipe, for 10 kA fault current an induced potential value of up to 4.2 kV is obtained, which is a really dangerous value. Also the way the fault is supplied influences essentially the induced potential distribution. This fact is outlined in Figure 8. One can observe that if the fault currents flow along all the HV line the induced potentials are much higher than in the case of a higher current flowing on only one side. In this last case the potential values on the opposite side of the pipe is much lower.

The software module implemented can be used for more complicated geometries, as the one presented in Figure 9. The potential distribution computed for normal and fault conditions are presented in Figure 10.

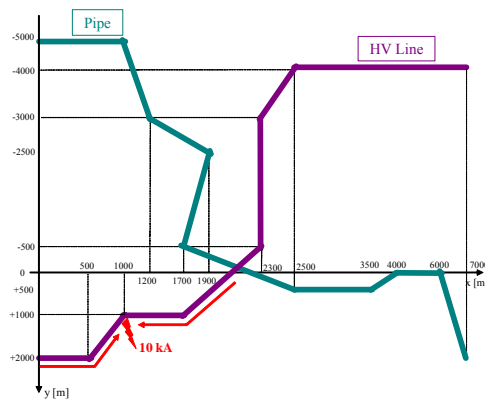
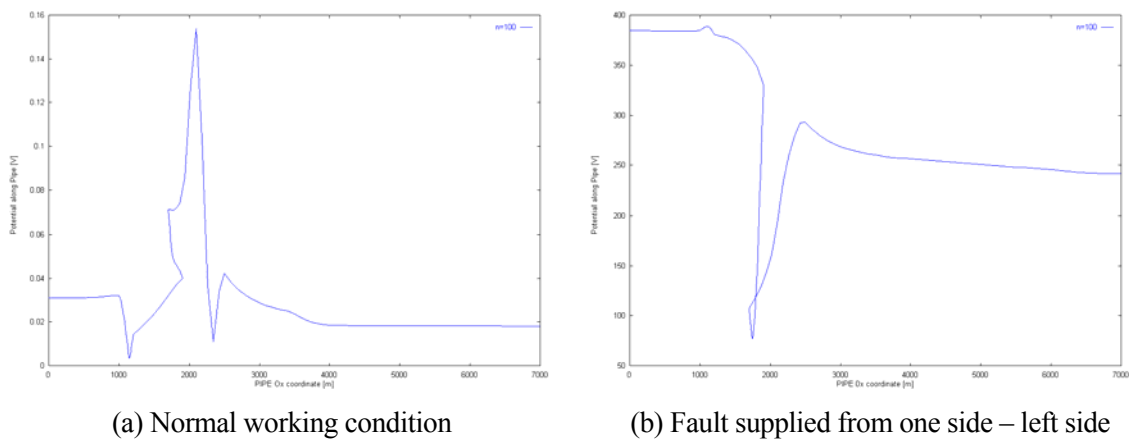


Figure 9: Problem formulation for the second numerical example



(a) Normal working condition

(b) Fault supplied from one side – left side

Figure 10: Numerical results for the second example

4 Conclusions

The paper presents a method for computation of induced potential values along pipe networks due to HV line currents working on normal and fault conditions. The influences of the HV line supply method and of the geometry of the problem are outlined in the numerical examples proposed.

References

- [1] Web page www.elsyca.com
- [2] C. Munteanu, L. Bortels, J. Deconinck, V. Topa, E. Simion. Advances on BEM – FEM 3D Numerical Modelling of Electromagnetic Interferences between HV Lines and Buried Pipelines, *Proceedings of the 2nd International Workshop on Advances in Numerical Computation Methods in Electromagnetism, ANCME 2003*, Gent, Belgium, 2003, pp. 31-38.
- [3] L. Bortels, C. Munteanu, J. Deconinck, V. Topa. A User-Friendly Simulation Software for AC Predictive and Mitigation Techniques, *58th Annual Conference and Exposition, CORROSION NACExpo 2003*, San Diego, USA, 2003.
- [4] C. Munteanu, V. Topa, E. Simion, L. Bortels, J. Deconinck. 3D Numerical Modelling of the Induced Voltages on Pipelines by Neighbour HV Transmission Lines, *Proceedings al Simpozionului National de Electrotehnica Teoretica, SNET '03*, Bucharest, 2003, pp. 19-26

Acknowledgments - The authors are grateful to the Flemish Government and to the Romanian Minister of Education and Science for the financial support in the frame of the Flemish-Romanian Bilateral Project BWS 02/05.

ARHITECTURA SISTEMELOR IT DIN TRANSPORTURI

Florin-Codruț NEMȚANU *Universitatea "Politehnica" București, Fac. Transporturi, Telecomenzi și Electronică în Transporturi, Spl. Independenței 313, 060042, București; fnemtanu@yahoo.com,*
Antoanela-Maria ALECU *Universitatea "Politehnica" din București, Facultatea Transporturi, Telecomenzi și Electronică în Transporturi, Spl. Independenței 313, 060042, București,*
Oana-Vasilica CIOBANU *Universitatea "Politehnica" din București, Facultatea Transporturi, Telecomenzi și Electronică în Transporturi, Spl. Independenței 313, 060042, București.*

Abstract. Lucrarea prezintă aplicații ale sistemelor IT în domeniul transporturilor precum și dezvoltarea acestora pe baza Arhitecturii Sistemului. Sunt prezentate câteva aspecte legate de arhitectura Sistemelor Inteligente de Transport precum și utilizarea acestora pentru transportul urban. Se insistă asupra componentei funcționale a arhitecturii ITS, dezvoltarea acesteia se face prin utilizarea rezultatelor proiectului FRAME.

1 Introducere

Deplasarea călătorilor în condiții de siguranță și de eficiență constituie un obiectiv important al autorităților locale urbane din întreaga lume. Acest aspect a condus la realizarea unor sisteme solide de transport public în majoritatea orașelor, profitând de capacitatea mai mare a acestora de a transporta călători în raport cu automobilul privat. Transportul public constituie și un serviciu vital în ce privește asigurarea mobilității cetățenilor, fie că au sau nu acces la un automobil, cât și promovarea echității sociale.

Termenul de Sistem Inteligent de Transport (ITS – Intelligent Transport System) a apărut inițial legat de sistemele telematice din transportul rutier, s-a extins ulterior asupra tuturor modurilor de transport (rutier, feroviar, aerian, fluvial, maritim) ca apoi aria de acoperire a acestui termen să devină și mai extinsă prin includerea, pe lângă sisteme, și a serviciilor.

În această lucrare, studiul ITS se face în general din perspectiva sistemului și câteodată din cea a serviciilor furnizate de către aceste sisteme.

Pentru delimitarea ariei de acoperire a termenului de Sistem Inteligent de Transport este necesară o definiție cât mai exactă a acestuia. Definițiile legate de ITS sunt diferite, în ceea ce privește sistemul de transport căruia i se adresează, dar au în comun atât enumerarea tehnologiilor utilizate în dezvoltarea unor astfel de sisteme cât și rezultatele și rolul sistemelor ITS.

Definiții ale sistemelor inteligente de transport:

- Seoung Bunn Kim și Jacob Hinchman de la Georgia Institute of Technology:
„ITS reprezintă o gamă largă și diversă de tehnologii, care aplicată sistemelor actuale de transport poate ajuta la creșterea siguranței, reducerea congestiilor de trafic, creșterea mobilității, minimizarea impactului de mediu, reducerea consumului de energie și creșterea productivității economice. Tehnologiile ITS sunt variate și includ: prelucrarea informațiilor, comunicații, control și electronică”.
- Directoratul pentru Transport și Energie al Comisiei Uniunii Europene:
„ITS reprezintă rezultatul aplicării tehnologiilor avansate la sisteme și metode de transport pentru eficientizarea, creșterea confortului și siguranței transportului pe căile rutiere, feroviare, navigabile interioare, aeroporturi, porturi și legăturilor dintre aceste tipuri de transport diferite”.

2 Arhitectura ITS

Din definițiile dată sistemelor inteligente de transport se poate observa faptul că pentru realizarea funcțiilor cerute acestor sisteme este necesară integrarea unor sisteme de natură diferită într-un sistem unic. Sistemele Inteligente de Transport sunt sisteme integrate, de complexitate ridicată, acest fapt implicând o abordare specifică în proiectarea și dezvoltarea unor astfel de sisteme.

Complexitatea Sistemelor Inteligente de Transport generează nevoia definirii și realizării unei Arhitecturi ITS. Complexitatea sistemelor ITS poate fi privită din puncte diferite de vedere:

- sistemele ITS sunt sisteme integrate (și sisteme mari, cu număr mare de sisteme și componente). Astfel încât, sistemul integrat, ca întreg, trebuie să reprezinte mai mult decât suma elementelor componente;
- există multe relații de cooperare între numeroșii participanți la astfel de sisteme (prin participant înțelegându-se acea *entitate economică*, persoană fizică sau juridică, care dorește dezvoltarea de astfel de sisteme – autorități locale, operatori de infrastructură, care efectiv dezvoltă sisteme ITS – furnizori de componente, furnizori de elemente de infrastructură, care utilizează Sistemele Inteligente de Transport – călători, transportatori de marfă și care reglementează domeniul ITS – guverne naționale, Uniunea Europeană);
- interese comerciale de natură diferită: servicii publice și servicii comerciale;
- existența activităților multidisciplinare: software, electronică, inginerie de trafic, comunicații, tehnologia informației etc;
- implicarea diverșilor producători/tehnologii la construirea sistemelor integrate.

Toate aceste aspecte prezentate mai sus fac aproape imposibilă proiectarea și dezvoltarea sistemelor inteligente de transport fără definirea unei Arhitecturi ITS. Această arhitectură trebuie să asigure pe lângă definirea specificațiilor privind comunicarea între subsistemele componente ITS și o concepție comună asupra acestor subsisteme, fără de care nu se poate vorbi de o integrare consistentă a sistemului care le conține.



Fig. 1: Integrarea armonioasă a sistemului ITS

Obiectivele definirii și dezvoltării Arhitecturii Sistemelor Inteligente de Transport pot fi grupate în două mari categorii:

- să faciliteze înțelegerea atât a problemei cât și a soluțiilor sale:
 - să fie capabilă să prezinte întregul (sistemul inteligent de transport) ca fiind mai mult decât suma părților componente;
 - să satisfacă aspirațiile participanților la dezvoltarea de astfel de sisteme;
- să furnizeze o bază stabilă de proiectare și dezvoltare pentru sistemele ITS, care să poată fi realizate și care să poată lucra pentru satisfacerea aspirațiilor celor implicați în dezvoltarea unor astfel de sisteme.

Având în vedere aceste obiective, arhitectura sistemului ITS poate fi definită ca fiind un cadru de nivel înalt (sau concepție de nivel înalt) care descrie sistemul integrat ca întreg și oferă

înțelegerea soluțiilor pe care sistemul le poate oferi, prin intermediul funcțiilor și componentelor sale, problemelor generate de către aspirațiile participanților la dezvoltarea sistemelor ITS.

Astfel arhitectura ITS descrie minimul necesar pentru ca un astfel de sistem să aibă funcționalitate cerută și nu maximul posibil.

Arhitectura ITS definește diferite puncte de vedere asupra unui sistem (aceste puncte de vedere au fost denumite inițial arhitecturi, ca exemplu: arhitectura funcțională, arhitectura fizică etc., dar pentru evitarea confuziilor s-a recurs la denumirea de „punct de vedere” ca parte componentă a arhitecturii). Acestea sunt în mod uzual următoarele:

- Un model general (de referință, conceptual) - care descrie modul în care lucrează un anumit sistem/subsistem. Un exemplu de astfel de model îl reprezintă modelul transportului de bunuri (model dezvoltat în proiectul KAREN).
- Un punct de vedere funcțional (sau logic) – descrie procesele cerute sistemului sau funcțiile acestuia;
- Un punct de vedere fizic – care descrie punctele în care sunt localizate procesele (sau funcțiile), respectiv entitățile fizice care oferă acele funcții;
- Un punct de vedere comunicațional – care descrie legăturile între entitățile fizice în care sunt localizate procesele (sau funcțiile);
- Un punct de vedere organizațional – care descrie responsabilitățile, părților implicate în dezvoltarea ITS, asupra bunei funcționări a sistemului, subsistemelor sau componentelor.

Aspectele prezentate mai sus nu reprezintă decât un set uzual de puncte de vedere constituente ale arhitecturii ITS, aceste puncte de vedere putând fi mult mai numeroase în funcție de nivelul de detaliere și de acoperire al arhitecturii.

Arhitectura ITS se construiește pe baza aspirațiilor participanților (respectiv a nevoilor utilizatorilor) la dezvoltarea sistemelor ITS și este utilizată la:

- Definirea elementelor organizaționale;
- Întocmirea programelor de derulare a implementării Sistemelor Inteligente de Transport;
- Definirea specificațiilor infrastructurii și componentelor sistemelor;
- Realizarea analizei riscului dezvoltării unor astfel de sisteme;
- Realizarea analizei cost/beneficiu (aceste ultime două aplicații ale arhitecturii ITS sunt hotărâtoare în alegerea soluțiilor tehnice de implementare a sistemelor ITS).

3 Dezvoltarea arhitecturii funcționale

Pentru identificarea și definirea fluxurilor informaționale se va folosi, în cadrul acestei lucrări, Arhitectura Cadru Europeana (dezvoltată în cadrul proiectului european KAREN și ulterior FRAME). Din pachetul de programe sunt utilizate cele două instrumente ce folosesc la dezvoltarea unei arhitecturi (Browse tool și Selection tool). Instrumentul Browse Tool este axat numai pe dezvoltarea arhitecturii funcționale a unui sistem inteligent de transport și conține următoarele elemente fundamentale:

- lista nevoilor utilizatorilor;
- lista ariilor funcționale;
- funcțiile de nivel înalt și scăzut ce alcătuiesc ariile funcționale;
- lista terminalelor ce interfațează sistemul ITS cu mediul;
- fluxurile de informații ce sunt vehiculate între diferitele funcții ale sistemului.

În figura următoare este prezentată interfața cu utilizatorul a acestui instrument:

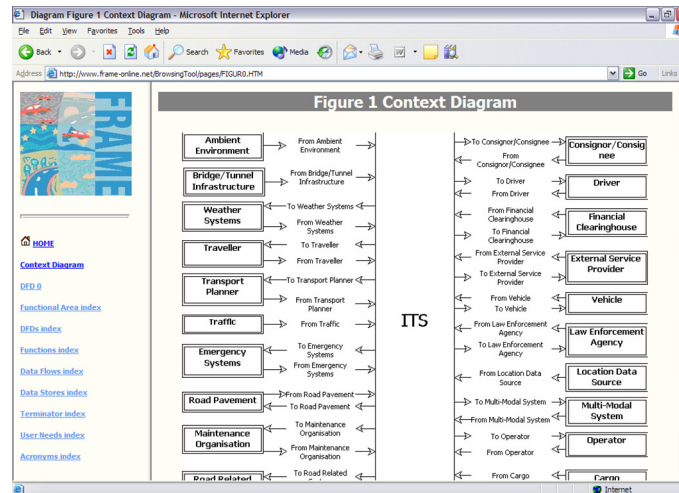


Fig. 2: Sistemul și terminalele sale (Browse tool)

Cu ajutorul acestui instrument se poate construi foarte ușor arhitectura funcțională a unui sistem inteligent de transport și totodată se pot evidenția fluxurile informaționale specifice acestui sistem.

Pentru construirea efectivă a arhitecturii funcționale se va folosi în continuare cel de-al doilea instrument furnizat de către proiectul FRAME, și anume „Selection tool”.

Pentru utilizarea acestui instrument a fost realizată o organigramă a activităților derulate.

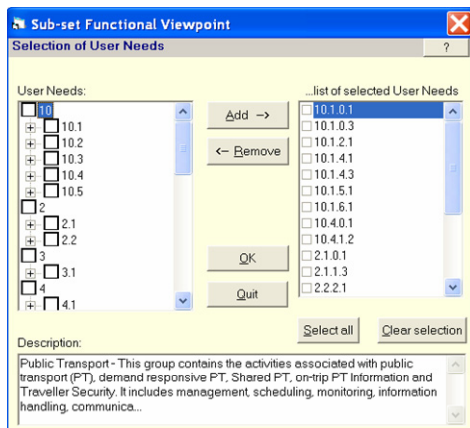


Fig. 3: Fereastră pentru selectarea nevoilor utilizatorilor

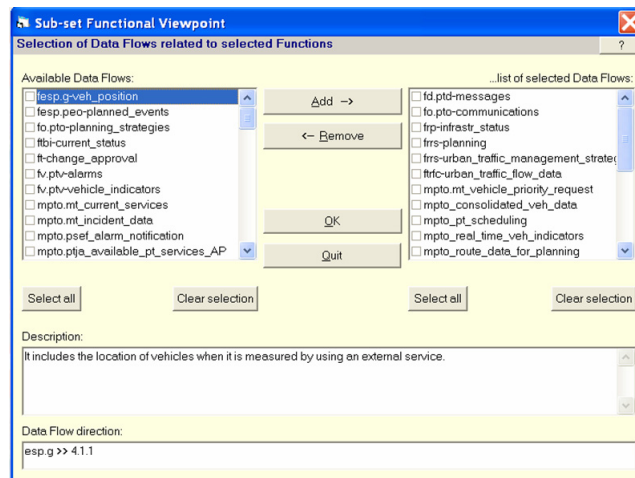


Fig. 4: Selectarea fluxurilor de date

Fereastra prezentată în figura 3 conține două sub-ferestre și o serie de butoane. În sub-fereastra din stânga se găsesc toate nevoile utilizatorilor care au fost identificate (în general trebuie ales un spectru larg de astfel de nevoi pentru a se putea acoperi și dezvoltările ulterioare), și care pot fi selectate și transferate în sub-fereastra din stânga pentru a construi o listă de nevoi specifică sistemului ce urmează a fi dezvoltat. În momentul selectării uneia din nevoile generale pentru a fi atribuită sistemului apare în partea inferioară a ferestrei o scurtă descriere a nevoii sau grupului de nevoi ale utilizatorului.

După întocmirea listei de nevoi ale utilizatorilor, este necesară o transpunere a fiecărei nevoi într-o funcționalitate pe care sistemul trebuie să o dețină.

Eta de definire a funcțiilor sistemului este urmată de identificarea și definirea fluxurilor de date sau informaționale corespunzătoare acestor funcții.

Pentru definirea funcționalității unui sistem trebuie în mod obligatoriu identificate și definite toate fluxurile informaționale ce apar între funcțiile sistemului.

Identificarea și definirea fluxurilor de date ce apar între funcțiile sistemului conduce la următoarea etapă, și anume la identificarea componentelor de stocare a acestor date.

După ce au fost identificate toate elementele de stocare a datelor vehiculate între funcțiile sistemului se pot adăuga fluxuri de date noi ce pot contribui la creșterea gradului de flexibilitate și extensibilitate a sistemului (resistemalizări și dezvoltări ulterioare).

Interfațarea sistemului cu mediul sau extern este realizată prin intermediul unui set de terminale. Acestea sunt conectate la fluxurile de date ale sistemului și permit, atât, intrările de date în sistem cât și ieșirile datelor. Modelul teoretic al sistemului a fost conceput pentru a satisface o listă mult mai largă de nevoi ale utilizatorilor, aceasta fiind cauza apariției unui număr mult mai mare de terminale.

4 Dezvoltarea arhitecturii fizice

Pasul imediat următor dezvoltării arhitecturii funcționale a sistemului îl constituie gruparea funcțiilor identificate în entități fizice, sau construirea arhitecturii fizice.

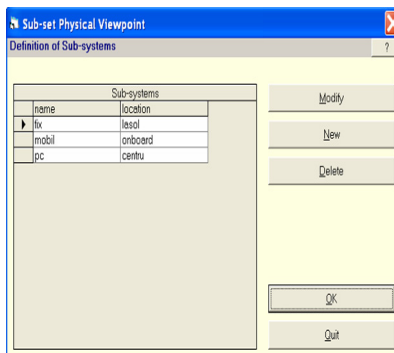


Fig.5: Definirea subsistemelor fizice

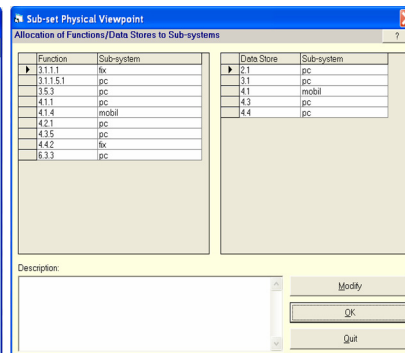


Fig.6: Gruparea funcțiilor în Subsisteme

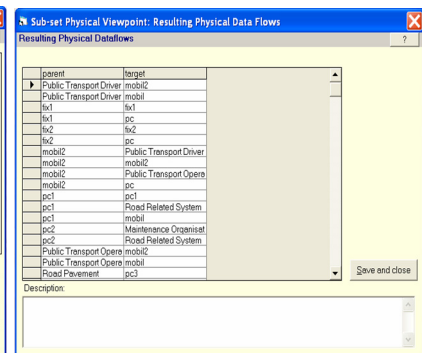


Fig.7: Fluxuri fizice de date

Pentru gruparea funcțiilor în entități fizice este necesară definirea acestor entități, ca subsisteme ale sistemului în cauză (definirea acestor subsisteme se face prin atribuirea unui nume și a unei locații fizice – amplasament).

În figura 6 este prezentată fereastra prin care se poate observa alocarea funcțiilor către diverse entități fizice (subsisteme). Sistemul fizic este organizat ierarhic în subsisteme care, la rândul lor, sunt compuse din module. În această etapă sunt alocate diferitelor entități fizice și elementele de stocare a datelor.

După alocarea funcțiilor către diverse entități fizice, plasate în diferite locații, se definesc module ca părți componente ale subsistemului. Subsistemul fiind de fapt o colecție de module.

Identificarea modulelor componente fiecărui subsistem, precum și alocarea funcțiilor către subsisteme, conduce în mod automat la realizarea următoarei etape de alocare a funcțiilor către module.

Odată funcțiile alocate modulelor, fluxurile de date care erau definite între diferitele funcții ale sistemului se vor grupa în: fluxuri fizice de date (date vehiculate între diferitele module – entități fizice – ale sistemului, acestea fiind cele ce apar în figura 7) și fluxuri de date (vehiculate între funcțiile sistemului).

Exemple de fluxuri de date utilizate sunt:

- *fd.ptd-messages* - Include mesaje aparte scrise sau vocale.

- *fo.pto-communications* - Include mesaje aparte scrise sau vocale pentru a fi comunicate conducătorilor vehiculelor de transport urban.
- *frp-infrastr_status* - Include detalii despre staționările curente ale echipamentelor de pe parcurs.

5 Concluzii

Analizând evoluția sistemelor inteligente de transport și modul de abordare al acestora, se poate spune că ITS este un sistem rezultat din integrarea sistemelor electronice, de comunicații, de prelucrarea și stocare a informațiilor și de control (local și la distanță) cu sistemele de transport (rutier, feroviar, aerian, fluvial și maritim) în scopul creșterii eficienței economice, salvării vieților omenești, reducerii poluării mediului, reducerii timpilor de transport și creșterii confortului călătorilor.

Furnizorii de servicii ITS sunt capabili să ofere informații către călători prin intermediul diferitelor canale înainte și în timpul călătoriei, (ex. dispozitive la bordul vehiculului, servicii web, panouri de mesaje, kiosk-uri speciale, telefoane mobile, etc.), oferind suport pentru alegerea celui mai bun mod și a celei mai bune rute, dar și informații despre costurile călătoriei.

ITS ajută la furnizarea unui serviciu complet de călătorie: de la planificarea călătoriei și ghidarea pe o anumită rută la rezervarea biletelor și locurilor de parcare. Legăturile cu serviciile turistice oferă servicii suplimentare, cum ar fi rezervări la hoteluri, informații despre locuri de vizitat etc.

Referințe

- [1] P. Jesty, R. Bossom, *Planning a modern integrated (road) transport system using ITS Architectures*, FRAME seminar support, Brno, Czech Republic, 2002.
- [2] F. C. Nemțanu, M. Minea and others – *Intelligent Transport Systems Handbook*, Triumph Publishing House, Bucharest, 2002, ISBN: 973-85872-3-9, pp 18-24.
- [3] F. C. Nemțanu, *Arhitectura Sistemelor Inteligente de Transport – ITS*, revista Transurb, nr.1/2003 pp. 18, ISSN 1582 -4500.
- [4] F. C. Nemțanu, *ITS Architecture for various mode of transports: road, rail and inland waterways*, doctoral study, Bucharest, 2003.
- [5] F. C. Nemțanu, M. Minea, D. Bureștea, *The Intelligent Transportation Systems and Services (ITS) a Main Component of Information Approach of Society: The Development of the ITS on the Base of National ITS Architecture*, International Conference on Computers and Communications ICCC 2004, 27-29 May, Baile Felix Spa – Oradea Romania, University of Oradea, proceedings, pp. 267-271.
- [6] F. C. Nemțanu, M. Minea, R. Timnea, *The ITS Architecture one of the Most Important Component for Planning and Developing of the Intelligent Transportation Systems and a New Approach of the information and Communication Systems in Transport Field*, International Congress CONAT 2004, 20-22 october 2004, Brașov, România, pp.178, ISBN 973-635-394-X.

Low Voltage Insulation Test Using Adjustable Output Impedance Pulse Generator

S.D. Grigorescu*, C.Cepisca*

*University 'POLITEHNICA' of Bucharest/Electrotechnical Faculty, Bucharest, Romania
e-mail: sgrig@electro.masuri.pub.ro

Abstract-- Testing insulation materials and surge arresters implies the use of high voltage impulse generators providing various waveforms and energies. This paper proposes an ignitron controlled impulse voltage generator 1.2/50 μ s with different output current shapes and output impedances. For this purpose the design steps and models are described, and the results proved by numerical simulation and electrical measurements performed on the generator.

I. INTRODUCTION

Lightning and switching phenomena appearing in electrical circuits generate transient overvoltages in electrical and electronic devices. Because these are a potential danger for the equipment and for the user, a systematic research of these phenomena is needed.

There are known generators delivering standard impulse voltages (1.2/50 μ s) and impulse currents (8/20 μ s) as described in [1] and [2]. More interesting, however, is to add different current waveforms to form a so-called hybrid generator, which is designed for tests on test specimen with low non-linear impedance like e.g. surge arresters. This type of generator is more efficient than the standard impulse generator [3], which is not designed for various current shapes. Some applications for the hybrid generator are:

- Insulation co-ordination (i.e. design of insulation distances and overvoltage protection)
- Research on overvoltage limitations (i.e. how can a user handle with overvoltages)
- Tests on electrical and electronic components
- EMC (Electromagnetic Compatibility) tests

In this paper we propose a modified ignitron controlled impulse generator with standard 1.2/50 μ s voltage shape and 8/20 μ s short circuit current waveform in addition with different output impedances and current waveforms.

II. OPERATION THEORY

Fig. 1 shows the electric schematic of the generator, with various impedance adapter drawers for different output impedances and output characteristics.

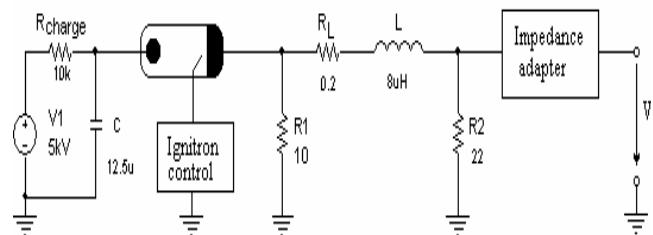


Figure 1. Electric schematic of the 1.2/50 μ s high-voltage pulse generator.

Because in practice there are various test specimens, variable output waveform and output impedance must be provided by a versatile impulse generator.

For this generator the design goals are:

- Standard impulse generator with a low output impedance (<2 Ω) for short circuit tests
- Voltage impulse generator (1.2/50 μ s) with various output impedances (between 25 Ω and 136 Ω)
- Modelling and simulation of the impulse generator with various output impedances

III. GENERATORS' DESIGN

The requirement on the generator is to deliver the standard impulse voltage (1.2/50 μ s) for open circuit and the standard impulse current (8/20 μ s) for short circuit with a minimal output impedance of the generator. Additional output impedances may be added later for energy limitation of the output signal.

The following calculations give the values of the circuit elements. The basic circuit for the waveform of the standard impulse voltage is illustrated in Fig.2,

$$\text{where } R_2^* = R_2 + R_L \quad (1)$$

When the switch S closes the circuit behaviour may be described using the Laplace transformation considering the following boundary conditions:

$$\text{– initial capacitor voltage: } V_c(0) = V_0 \quad (2)$$

$$\text{– initial output voltage: } V_{out}(0) = 0 \quad (3)$$

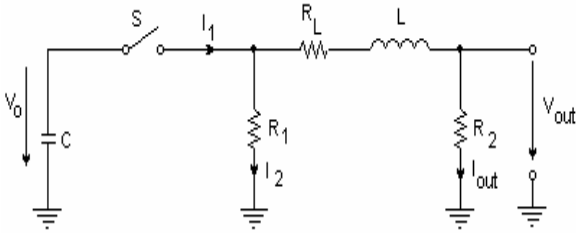


Figure 2. Equivalent circuit of the standard impulse voltage generator.

For this case the circuit diagram is presented in Fig.3.

$$\text{If one introduces } Z = \frac{R_1 \cdot (R_2^* + sL)}{R_1 + R_2^* + sL} \quad (4)$$

the current through the capacitor becomes

$$I_1 = \frac{V_0 C}{1 + sCZ} \quad (5)$$

$$\text{and the output current } I_{out} = I_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2^* + sL} =$$

$$= \frac{V_0 C R_1}{R_1 + R_2^* + s(L + C R_1 R_2^*) + s^2 L C R_1} \quad (6)$$

Using the notations

$$a = \frac{L + C R_1 R_2^*}{2 L C R_1}, \quad b = \frac{R_1 + R_2^*}{L C R_1}$$

$$\text{and } x_{1,2} = a \pm \sqrt{a^2 - b}, \quad \forall a^2 > b \quad (7)$$

the output voltage appears as

$$V_{out} = R_2 I_{out} = V_0 \frac{R_2}{L} (s^2 + 2as + b)^{-1} \quad (8)$$

In the time domain the output voltage is:

$$v_{out}(t) = V_0 \frac{R_2}{L(x_1 - x_2)} [e^{-x_2 t} - e^{-x_1 t}] \quad (9)$$

For the values of the components show in Fig.1 the shape of the voltage in equation (9) is due to the specifications of the standard impulse 1.2/50μs.

Similarly, the equivalent schematic for the 8/20μs short circuit current waveform is presented in Fig. 4.

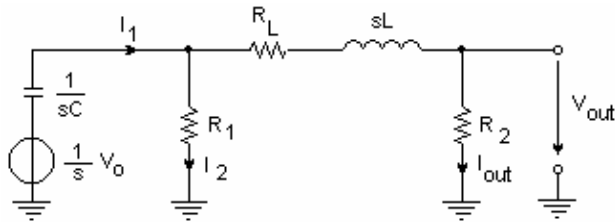


Figure 3. Equivalent Laplace transformation schematic.

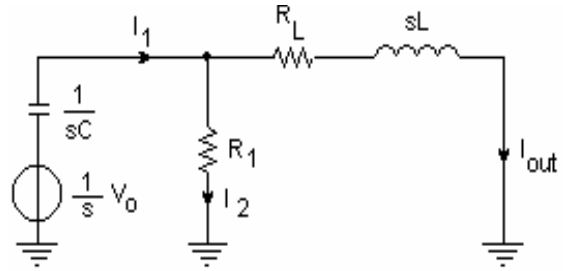


Figure 4. Equivalent Laplace transformation schematic for short circuit current output.

For the boundary conditions equations (2) and (3) are valid, but the output voltage is zero all the time. Furthermore, the resistor R_2^* is equal to R_L :

$$\text{Equation (4) becomes } Z = \frac{R_1 \cdot (R_L + sL)}{R_1 + R_L + sL} \quad (10)$$

and the output short circuit current

$$\begin{aligned} I_{out} &= I_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_L + sL} = \\ &= \frac{V_0 C R_1}{R_1 + R_L + s(L + C R_1 R_L) + s^2 L C R_1} = \\ &= V_0 \frac{1}{L} (s^2 + 2a^* s + b^*)^{-1} \end{aligned} \quad (11)$$

where:

$$a^* = \frac{L + C R_1 R_L}{2 L C R_1}, \quad b^* = \frac{R_1 + R_L}{L C R_1}$$

$$\text{and } x_{1,2}^* = a^* \pm \sqrt{a^{*2} - b^*}, \quad \forall a^{*2} > b^* \quad (12)$$

The response of the output current in the time domain

$$\text{is } i_{out}(t) = V_0 \frac{1}{L(x_1^* - x_2^*)} [e^{-x_2^* t} - e^{-x_1^* t}] \quad (13)$$

For the values of the components shown in figure 1 the short circuit output current in equation (13) follows specifications of the standard impulse current.

IV. NUMERICAL SIMULATION

The electric schematic in Fig.1 was modified for numerical a simulation using SPICE simulator releasing the equivalent schematic shown in Fig. 5.

The ignitron (type BK7703) in the generator has been modelled [4] using a controlled switch S with very low on resistance (0.1mΩ), a diode D and a resistor R in the schematic. Simulated waveforms of the short circuit current for different output impedance are illustrated in Fig.6. One may observe that on high output impedance the current waveform has the same shape as the voltage in open circuit. The reason for this is the very low (2Ω) equivalent impedance of the generator.

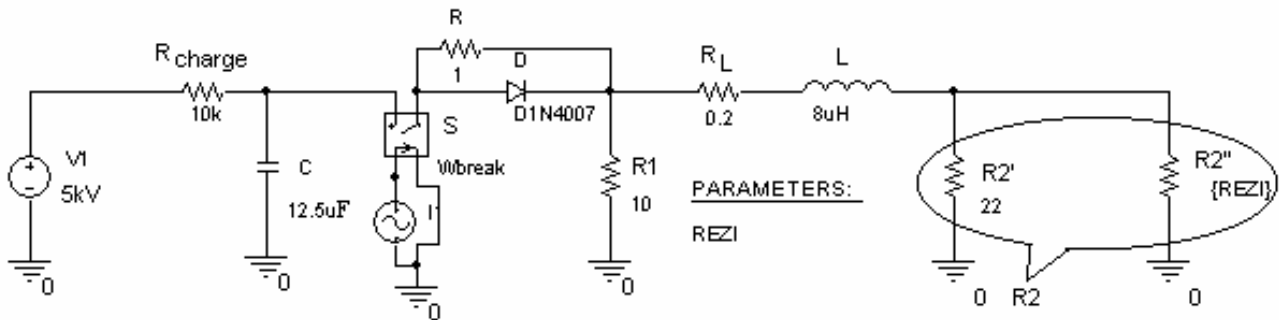


Figure 5. Schematic of the generator for SPICE simulation.

The charge resistor R_{charge} provides the right voltage for the capacitor C from the power supply V1. The output resistance is given by the parallel group $R2'$ and $R2''$, where $R2'$ is the always present safety discharge resistor. For the minimal output resistance the output short circuit

current is near 5kA peak, almost twenty times greater than the next value. For this reason in Fig.6 and Fig.7 these large currents are represented on a ten times reduced scale with respect to the other currents.

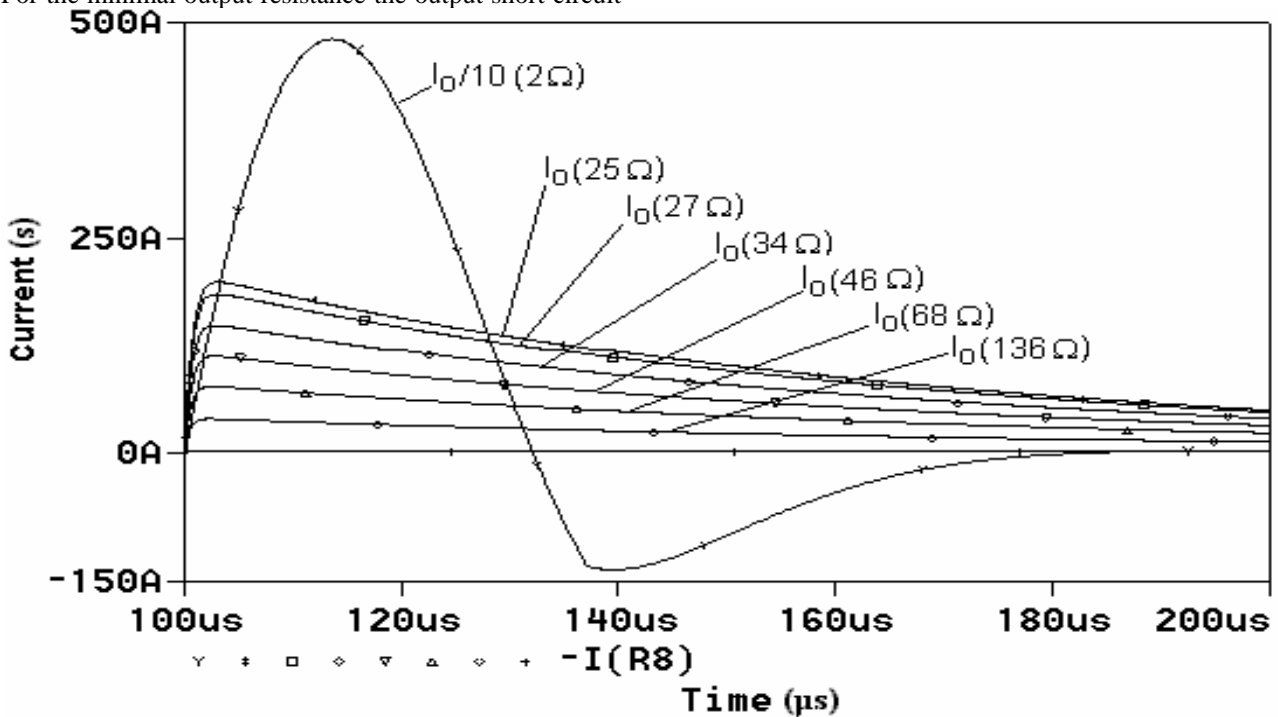


Figure 6. Currents for the pulse generator simulated with SPICE.

V. MEASUREMENTS' RESULTS

The electrical measurements performed on the designed generator are demonstrated in figure 7. In this figure the waveform of the output voltage for open circuit and the shape of the short circuit current is presented for different output impedances. As this figure shows, the short circuit current without any additional output resistors is the standard impulse current. This particular waveform is suitable for tests on surge arresters as varistors, air gaps, etc. If lower energy of the output signal is required, a serial resistor will reduce the output current, but in this case the shape of the current is similar to the waveform of the impulse voltage.

VI. CONCLUSIONS

A high voltage impulse generator was designed following the specifications of the standard impulse voltage (1.2/50μs) and current (8/20μs) with an equivalent output resistance less than 2Ω. Use of additional resistors provides the variable output impedance. Design goals were validated by numerical SPICE simulation of the generator. Measurements confirmed the output behaviour of the generator in all instances considered.

Instrument's output characteristic makes it useful for surge arresters or other insulating materials characterisation even for high energy or smaller energy demands.

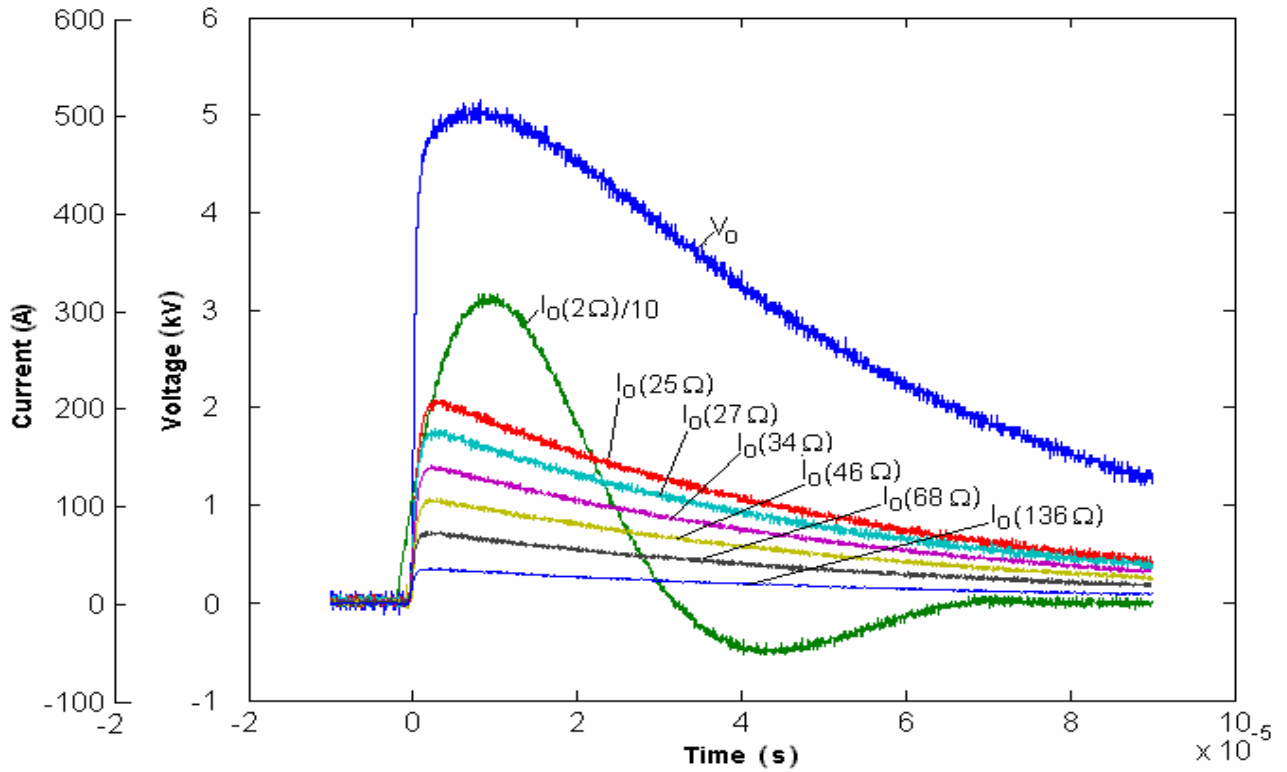


Figure 7. Output voltage (1,2/50μs) measured in open circuit, and output short circuit currents for different output impedances. Typical 8/20μs curve achieved for minimal impedance.

REFERENCES

- [1] IEC 61180-1: *High-Voltage Test Techniques for Low-Voltage Equipment, Part 1: Definitions, Test and Procedure Requirements*, 1992.
- [2] IEC 61000-4-5: *Electromagnetic Compatibility (EMC) – Testing and Measuring Techniques – Surge Immunity Test*, 1995.
- [3] R. Diaz, F. Fernandez, “High-current tests with an high-voltage generator”, IWD 36 CIGRE WG33.03, 1998.
- [4] M. Gundersen and G. Roth, “High power switches,” in “The Handbook of Accelerator Physics and Engineering,” Eds. A. Chao and Maury Tigner, World Scientific Publishing Co. (1999)

CONSIDERAȚII CU PRIVIRE LA MODELAREA INTERFAȚĂRII ÎN CADRUL SISTEMELOR DE MĂSURARE

Monica-Anca CHIȚĂ

Universitatea din Pitești, Facultatea de Electronică și Electromecanică, Catedra de Electronică și Calculatoare, Strada Târgul din Vale, Nr. 1, 110040, Pitești, România; E-mail: monica@electra.upit.ro și chita_monica@yahoo.com

Abstract. În această lucrare sunt prezentate o serie de considerații cu privire la modelarea interfațării senzorilor în cadrul sistemelor de măsurare. Astfel noile tehnologii de realizare și utilizare a senzorilor impun o modelare energetic/informațională, care să țină cont de interacțiunile ce au loc la conectarea senzorului la sistemul de măsurare.

1 Introducere

Procesul de măsurare este un proces complex care reprezintă ansamblul de operații experimentale necesare privind solicitarea, obținerea, transmiterea, recepția și prelucrarea semnalului metrologic în vederea obținerii valorii mărimii măsurate.

Sistemele de măsurare pot fi reprezentate ca veritabile rețele de captare, transmitere și recepție a informației de măsurare, formate din convertoare de măsurare diferite conectate astfel încât să permită stabilirea unei dependențe între mărimea de măsurat și utilizator [1].

Convertoarele de măsurare se împart, sub forma cea mai generală, în trei categorii și anume:

- convertoare de intrare, care transformă mărimea de măsurat într-un semnal electric (senzori și traductoare);
- convertoare de prelucrare, care transformă semnalul electric astfel încât acesta să poată acționa convertorul de ieșire (multiplicatoare, comparatoare, circuite de logaritmare, etc.);
- convertoare de ieșire, care dau utilizatorului posibilitatea citirii și înregistrării valorii mărimii măsurate.

Progresele înregistrate în domeniul senzorilor și traductoarelor, dezvoltarea tehnicilor de măsurare, încorporarea microprocesoarelor în structura aparatelor electrice de măsurare care au început să devină sisteme de măsurare, a făcut posibilă realizarea unor sisteme automate de măsurare.

Interconectarea și dialogul subansamblurilor unui sistem automat de măsurare a impus efectuarea controlului său de către un mini sau microcalculator. Astfel arhitectura primei generații de sisteme automate de măsurare era organizată în jurul calculatorului, toată circulația de informații și date fiind adaptată specificului calculatorului. La aceste sisteme din prima generație dialogul exista doar între calculator și fiecare dintre celelalte componente de sistem, întregul schimb de informații fiind guvernat de către calculator prin intermediul unei unități de schimburi multiple numită “controler”. Sistemele de acest tip au dezavantajul unui trafic exagerat de informații pe magistrală, ceea ce în ultimă instanță duce la “sufocarea” calculatorului și la limitarea numărului de componente de sistem care pot fi controlate în timp real. Pe de altă parte aceste periferice lucrând sub controlul exclusiv al calculatorului au o funcționalitate redusă, ceea ce raportat la scara întregului sistem nu permite decât o flexibilitate limitată.

A doua generație de sisteme automate de măsurare a eliminat aceste dezavantaje majore prin distribuirea “capacității de prelucrare” a semnalelor măsurate între diferitele componente ale sistemului. Astfel componentele au devenit aparate de măsură de sine-stătătoare, crescând astfel

flexibilitatea sistemului pe de o parte, iar pe de altă parte reducându-se esențial volumul traficului pe magistrale.

Următoarea generație este cea a sistemelor de măsurare inteligente, sisteme care se pot realiza în jurul unui microprocesor care stabilește un dialog permanent cu diferitele componente prin intermediul magistralei interne. Realizarea acestor sisteme a condus la extinderea proprietății de inteligență și asupra traductoarelor utilizate în aceste sisteme, traductoarele inteligente constituind o inovație tehnologică majoră în domeniul instrumentației, participând la ameliorarea considerabilă a disponibilității, securității și rentabilității sistemelor de măsurare.

2 Considerații privind problema conectării senzorilor

Senzorii asigură conversia mărimii de măsurat aplicată la intrare în altă mărime fizică, de aceeași natură sau de natură diferită. Tendința actuală este de a dezvolta lanțul de măsurare atașat senzorului, fabricanții producând, pe scară din ce în ce mai mare, traductoare ce conțin în afara senzorului și sistemul de condiționare și de prelucrare a semnalului furnizat de senzor și care sunt ușor de utilizat în diverse aplicații cu grade de complexitate diferite.

În prezent, pentru asigurarea unei exactități ridicate a rezultatelor măsurării, pentru automatizarea operațiilor, pentru prelucrarea datelor și luarea deciziilor în timp real este necesar ca lanțul de măsurare să conțină tehnică de calcul (microprocesoare, calculatoare personale) și în consecință, semnalul informațional care circulă în interiorul lanțului de măsurare este un semnal de tip electric [2].

Din acest motiv sunt preferați senzorii generatori (activi) cu semnal de ieșire: tensiune electrică, intensitatea curentului sau sarcină electrică.

În situația în care mărimea de ieșire a senzorului, modificată de mărimea fizică de măsurat, este o mărime electrică pasivă (rezistență, capacitate sau inductivitate), lanțul de măsurare conține obligatoriu un bloc de condiționare a senzorului, care permite obținerea unui semnal de ieșire sub forma unei tensiuni electrice. Transformarea în alte mărimi electrice (intensitatea curentului, frecvență) se întâlnește, în special, în situațiile în care semnalul electric este transmis prin cablu prin medii ostile din punct de vedere electromagnetic.

Pentru analiza integrității semnalului în lungul lanțului de măsurare este necesară modelarea electrică a senzorului. Mărimile de intrare pot fi foarte diferite; mărimea de ieșire fiind tensiune, senzorul admite o modelare tip Thevenin (sursă ideală de tensiune E_s în serie cu un rezistor R_s), în fig. 1 fiind prezentată acest tip de modelare pentru un senzor generator de tensiune.

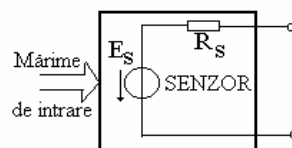


Fig. 1: Model Thevenin pentru un senzor generator.

Puțini senzori sunt însă capabili să livreze curenți cu intensități ridicate. Pe lângă faptul că tensiunea electromotoare E_s este, cel mai des, de valoare mică, rezistența lor internă de valoare ridicată impune soluții speciale de interconectare cu blocul următor.

Astfel o problemă importantă în alegerea unei soluții de interfațare o constituie modul de conectare la masă a sursei de semnal informațional.

Deoarece tensiunea electrică nu este o mărime absolută, ci reprezintă o diferență de potențiale electrice, în scopul stabilirii și menținerii reproductibile a tensiunilor din circuit este necesară

stabilirea unui punct unic de referință față de care să fie măsurate toate tensiunile, numit punct de masă. Dacă în trecut se folosea ca referință de potențial pământul, în prezent, conectarea la pământ se folosește aproape numai în scop de protecție a operatorului (masă de protecție).

Un sensor generator poate fi conectat în două variante (fig. 2): cu un punct conectat la masă sau fără conectare (flotant).

Astfel în fig. 2.a este prezentată schema echivalentă a unui sensor activ cu un punct la masă, iar în fig. 2.b sensorul este conectat fără punct de masă (flotant), în acest ultim caz, potențialul fiecărui terminal fiind independent de cel al masei.

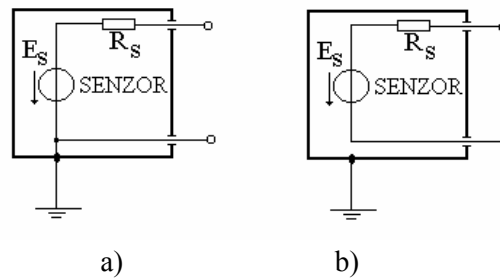


Fig. 2: Modalități de conectare la masă: a) cu un punct; b) flotant.

O situație similară poate fi pusă în evidență și în cazul senzorilor pasivi (fig. 3).

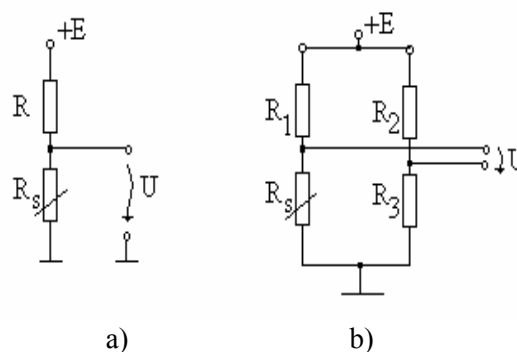


Fig. 3: Blocuri de condiționare și conexiuni la masă.

În fig. 3.a este prezentat un sensor care își modifică rezistența electrică sub influența mărimii de intrare. Sensorul este introdus într-un circuit de condiționare de tip potențiometric, mărimea de ieșire (tensiunea electrică U) fiind referențiată la masă. În fig. 3.b este prezentat un bloc de condiționare de tip punte, semnalul informațional (tensiunea electrică U) fiind de natură diferențială.

Montajul din fig. 3.a are avantajul simplității, dar este mai susceptibil la perturbații exterioare și la degradarea informației utile.

În situația în care nivelul semnalului este mic, o ieșire diferențială, de tipul celei din fig. 3.b, permite o mai ușoară discriminare a schimbărilor survenite la nivelul mărimii fizice.

Montajele de condiționare de tip diferențial fiind foarte răspândite în tehnica măsurărilor, s-au realizat amplificatoare speciale, numite de instrumentație, pentru amplificarea semnalelor diferențiale și obținerea unor noi semnale de tensiune referențiate la masă.

3 Modelarea interfațării senzorilor în cadrul sistemelor de măsurare

Ca parte integrantă a sistemului de măsurare sensorul are rolul de interfață cu mediul din care se dorește obținerea unei anumite informații.

Corectitudinea alegerii unui senzor pentru o aplicație dată și a posibilităților de interfațare cu blocurile sistemului de măsurare conduce la utilizarea unor metode de modelare specifice, bazate pe diverse criterii.

Întrucât măsurarea este un proces desfășurat în scopul obținerii unei informații cantitative asupra unei mărimi, un model matematic larg acceptat consideră procesul de măsurare ca fiind un proces fizic experimental de comparație a unei mărimi de măsurat X cu o altă mărime de aceeași natură cu aceasta U_n , considerată unitate de măsură:

$$X = n \cdot U_n \tag{1}$$

unde n reprezintă valoarea numerică a mărimii de măsurat care arată numărul de unități de măsură U_n cuprinse în mărime de măsurat.

Astfel relația (1) reprezintă ecuația fundamentală a măsurării și arată că valoarea unei mărimi este unică, adică aceasta nu se schimbă atunci când se schimbă unitatea de măsură, în acest caz schimbându-se doar valoarea numerică..

Definiția procesului de măsurare se poate generaliza pentru pentru o mărime de măsurat X care are m stări x_i :

$$X = \{x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_m\} \quad n \in N \tag{2}$$

operația de măsurare constând în aflarea mulțimii de numere reale Y :

$$Y = \{n_1, n_2, \dots, n_j, \dots, n_m\} \quad n \in N \tag{3}$$

care permite ca prin intermediul unei funcții de măsurare să se realizeze o corespondență între fiecare element $x_i \in X$ și fiecare element $n_j \in Y$.

Procesul de măsurare este descris de funcția:

$$f : X \rightarrow Y \tag{4}$$

constând deci conform modelului matematic în atribuirea de numere reale r_i mărimilor x_i , astfel încât să poată fi descrise relații între acestea, aceste numere r_i fiind denumite valori numerice ale mărimilor măsurate x_i . Astfel expresia unei mărimi sub formă numerică se numește valoarea mărimii respective.

Bazat pe aceste considerente modelul matematic al procesului de măsurare (atât modelul teoretic, cât și modelul real) este prezentat în fig. 4.

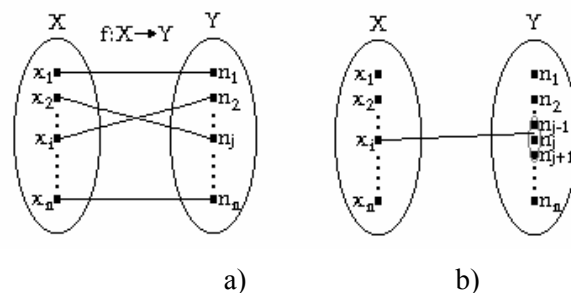


Fig. 4: Modelul matematic al procesului de măsurare: a) teoretic; b) real.

Se remarcă faptul că funcția f este o aplicația bijectivă și, dacă în mulțimea X se dă o relație de ordonare, f devine un izomorfism de la X la Y .

Orice măsurare este însă însoțită inerent de erori. Astfel mărimii x_i aflate în realitate în clasa i , i se atribuie o valoare diferită de cea adevărată (fig. 4.b), cuprinsă în intervalul (n_{j-1}, n_{j+1}) și prin urmare alături de obținerea valorii măsurate este necesară și estimarea incertitudinii care însoțește măsurarea.

Acest model matematic al procesului de măsurare indică elementele necesare pentru interfațarea corectă a senzorului atât cu mediul exterior, cât și cu sistemul de măsurare și anume:

- mărimea de intrare a senzorului să fie observabilă și mulțimea stărilor sale să reprezinte o mulțime ordonată (între toate perechile de stări ale mulțimii se pot defini relațiile $<$, $=$, $>$);
- existența unei scale de măsurare, care să stabilească o corespondență univocă între mărimea stărilor și mulțimea numerelor reale;
- existența unei metode care să permită comparația cu unitatea.

Totuși acest tip de modelare nu permite o analiză completă, deoarece nu se pot explica relațiile energetice care intervin în transferul informației de la mediul exterior la sistemul de măsurare. Astfel noile tehnologii de realizare și utilizare a senzorilor, care nu fac apel la observația umană ca metodă de comparare, impun o modelare energetic/informațională care să țină cont de interacțiunile care au loc la conectarea senzorului la sistemul de măsurare (fig. 5).

Mediul înconjurător conține practic o infinitate de mărimi și implicit de informații, senzorul trebuind să selecteze numai o singură mărime din imensa varietate de mărimi din locul în care se desfășoară procesul de măsurare și să reușească să transforme această mărime într-un semnal afectat de cât mai puține erori.

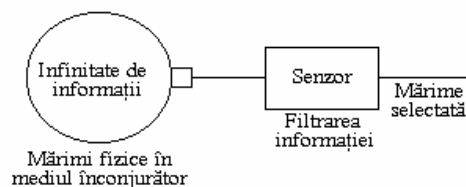


Fig. 5: Model energetic/informațional al senzorului.

4 Concluzii

Modelul energetic/informațional ilustrează că: energia este implicată în procesul de conversie de la nivelul senzorului, există o infinitate de informații în energia sistemului studiat, informația solicitată este dată de modulația energiei și faptul că senzorul constituie, de fapt, un filtru al informației.

Acest model arată clar existența conexiunilor energetice între fenomenul studiat, senzor și sistemul de măsurare. Astfel o proiectare corectă a sistemului de măsurare implică o perturbare energetică cât mai mică a fenomenului supus măsurării, deci o alegere corectă a senzorului și a modului său de cuplare cu blocul de condiționare și prelucrare de semnal.

Referințe

- [1] P.A. Paratte, P. Robert. *Systèmes de mesure*, Edition Dunod, Paris, 1993.
- [2] A.D. Helfrich. *Modern Instrumentation and Measurement Techniques*, Edition Prentice Hall, London, 1990.

SISTEM DE RECUNOAȘTERE AUTOMATĂ A VORBIRII BAZAT PE REȚELE NEURONALE FUZZY

Monica-Anca CHIȚĂ, Cosmin ȘTIRBU

Universitatea din Pitești, Facultatea de Electronică și Electromecanică, Catedra de Electronică și Calculatoare, Strada Târgul din Vale, Nr. 1, 110040, Pitești, România; E-mail: monica@electra.upit.ro și chita_monica@yahoo.com

Abstract. În această lucrare este prezentat un sistem de recunoaștere automată a vorbirii bazat pe rețele neuronale fuzzy, ca elemente de clasificare și recunoaștere a eșantioanelor vocale prezentate sistemului. Sistemul prezentat este capabil să realizeze recunoașterea frazelor discrete, independent de vorbitor, pe baza unor serii de timp ale rapoartelor de formanți. Sistemul a fost implementat pe un PC cu soundcard și microfon, iar aplicațiile software utilizate au fost programul GoldWave, pentru înregistrarea on-line a eșantioanelor vocale și mediul de programare MatLab, pentru prelucrarea semnalelor și simularea rețelei neuronale.

1 Introducere

Interesul actual generat de rețelele neuronale fuzzy este determinat în mare parte de speranța că aceste tehnologii, bazate pe modelul creierului uman, vor fi capabile să rezolve categorii de probleme aflate acum mult dincolo de capacitățile de rezolvare ale calculatoarelor din ziua de azi [1] (funcții extrem de complexe, din punct de vedere al posibilităților de calcul, pentru calculatoarele numerice convenționale, cum sunt înțelegerea vorbirii sau a stimulilor vizuali, sunt mult mai eficient realizate de sistemele neurologice ale organismelor biologice). Studiul rețelilor neuronale a determinat apariția unor categorii de arhitecturi de rețele care să modeleze capabilitățile creierului uman.

Recunoașterea automată a vorbirii reprezintă un element important în sistemele de înțelegere a vorbirii, care tinde să îmbunătățească ușurința cu care oamenii interacționează cu calculatorul. Astfel, comunicația cu calculatorul prin vorbire permite utilizatorilor accesarea de la distanță a serviciilor furnizate de calculator chiar și prin linii telefonice standard. Cerințele pentru aceste tehnologii sunt determinate în principal de rațiuni economice, dar și de dezvoltarea de noi tehnologii în domeniul telefoniei.

Astfel recunoașterea automată a vorbirii se referă la utilizarea unor instrumente pentru a realiza identificarea unor elemente lingvistice prezente în exprimarea limbajului uman. Sistemele de recunoaștere automată a vorbirii reprezintă primul pas în dezvoltarea unui sistem care recunoaște cuvintele unei persoane, interpretează sensul și furnizează un răspuns adecvat.

Actualmente atât din rațiuni economice, cât și financiare se dorește realizarea unor sisteme de recunoaștere automată a vorbirii capabile să învețe rapid noi seturi de eșantioane vocale, independent de vorbitor sau de limbaj. Ideal, eșantioanele vocale trebuie memorate într-o manieră modulară astfel încât aceste submulțimi de informații să poată fi combinate în pachete adaptate fiecărei noi aplicații, fără necesitatea unei reinstruirii pentru extinderea sistemului.

2 Etapele procesului de recunoaștere automată a vorbirii

Procesul de recunoaștere automată a vorbirii poate fi descris ca un proces în patru etape și anume: înregistrarea eșantioanelor vocale, prelucrarea semnalelor, extragerea caracteristicilor și clasificarea exprimărilor [2].

Prima etapă este cea a înregistrării eşantioanelor vocale, în care este extrem de importantă recepția eficientă și conversia semnalului acustic provenit de la vorbitor într-un echivalent electronic care poate fi memorat pentru prelucrări ulterioare.

A doua etapă este etapa de prelucrare a semnalelor și constă în principal în analiza spectrală a semnalului electronic pentru a obține o reprezentare parametrizată care codifică informația spectrală.

Etapa a treia este etapa de extragere a caracteristicilor și se referă în principal la eliminarea informațiilor nerelevante sau redundante din prezentarea parametrizată obținută în etapa a doua. Se obține astfel o compresie a datelor și o reducere a încărcării pentru prelucrările ulterioare.

Ultima etapă este etapa de clasificare a exprimării și constă în identificarea cuvintelor rostite. Această etapă implică recunoașterea fonemelor, grupelor de foneme, cuvinte sau fraze, cu ajutorul rețelelor neuronale, a modelării Markov ascunse [3].

3 Sistem de recunoaștere automată a vorbirii bazat pe rețele neuronale fuzzy

Sistemul de recunoaștere automată a vorbirii bazat pe rețele neuronale fuzzy a fost implementat pe un PC cu soundcard și microfon, iar aplicațiile software utilizate au fost programul GoldWave, pentru înregistrarea on-line a eşantioanelor vocale și mediul de programare MatLAB, pentru prelucrarea semnalelor și simularea rețelei neuronale.

Prezentarea sistemului de recunoaștere automată (ASR – Automatic Speeck Recognition) se face pe baza celor patru etape ale procesului de recunoaștere automată a vorbirii, descrise anterior.

3.1 Înregistrarea eşantioanelor vocale

Necesitatea efectuării unor teste cât mai apropiate de realitate exclude utilizarea unor eşantioane vocale înregistrate într-un interval restrâns de timp. Este necesară deci o bază de date de eşantioane vocale înregistrate pe o perioadă mare de timp, pentru a îngloba astfel variațiile zilnice care apar în vocea unui vorbitor. Pentru optimizare, s-a utilizat un set de mai multe fraze, înregistrate într-un interval larg de timp și memorate în fișiere pe calculator.

Pentru a obține un sistem robust este important să se țină cont de diverși factori implicați în metodele utilizate privind mediul acustic, sistemul de microfoane, sistemul de transmitere și variabilitatea specifică vorbirii, astfel încât eşantionarea și memorarea semnalelor să se realizeze cu minimum de distorsiuni.

Toate eşantioanele vocale au fost numerizate utilizând placa de sunet a calculatorului. Semnalele audio au fost numerizate utilizând o rată de eşantionare de 22050 Hz cu o rezoluție de 16 biți.

3.2 Prelucrarea semnalelor

În prima etapă, semnalele vocale au fost eşantionate și convertite într-un format digital, cu o rată de eşantionare de 22050 Hz și o rezoluție de 16 biți pe eşantion. Înregistrările cu ajutorul telefonului au fost eşantionate cu o rată de 8000 Hz, de o rezoluție de 16 biți pe eşantion.

În etapa a doua s-a realizat analiza spectrală a semnalelor eşantionate, cu ajutorul unui program elaborat în limbajul MatLAB, care utilizează o fereastră Hamming de 512 puncte de eşantionare. Amplitudinea semnalului în domeniul timp a fost normalizată înainte de calcularea spectrogramei. Pragul relativ al zgomotului de fond variază puternic între eşantioanele vocale, astfel încât utilizarea unui prag fix al zgomotului de fond poate constitui o sursă de erori.

Eșantioanele vocale au fost împărțite în segmente de lungime fixată (1 s), s-a calculat spectrograma pentru fiecare segment, iar spectrograma finală a fost obținută concatenând spectrogramele rezultate pentru fiecare segment în parte.

Pentru îndeplinirea cerințelor de memorare, s-au memorat în fișierul de ieșire doar părțile din spectrogramă care reprezentau frecvențele mai mici de 5000 Hz.

Spectrograma finală obținută cu ajutorul programului elaborat în limbajul MatLAB este reprezentată în figura 1.

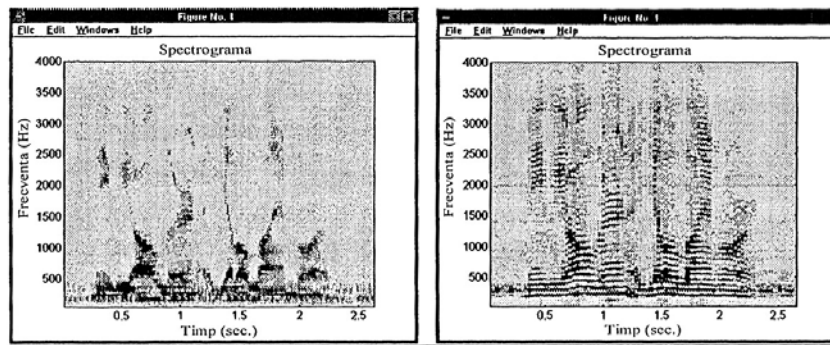


Fig. 1: Spectrograma totală a semnalului.

3.3 Extragerea caracteristicilor

Etașa a treia se referă la izolarea caracteristicilor lingvistice din spectrogramele eșantioanelor vocale, după eliminarea datelor nerelevante, pentru a reduce încărcarea în etapele de calcul ulterioare.

Pentru filtrarea zgomotelor de fond care apar evident în eșantioanele vocale s-a construit o mască de zgomot, utilizând eșantioane cu zgomot de fond prelevate la diferite intervale de timp. Pentru construcția acestei măști, s-a calculat o spectrogramă pe o secundă a zgomotului de fond eșantionat, s-a identificat amplitudinea maximă pentru fiecare bandă de frecvență din spectrogramă zgomotului, obținându-se astfel un vector-mască. Acest spectru de valori maxime ale amplitudinii zgomotului a fost scăzut din fiecare secvența de timp a spectrogramelor calculate mai sus, eliminându-se astfel orice contribuție posibilă a zgomotului de fond. Valorile negative obținute în urma calculelor au fost considerate nule. Utilizarea acestei metode de mascare a zgomotului a îmbunătățit identificarea frecvențelor formanților. Vectorii de mascare obținuți sunt prezentați în fig. 2, iar spectrograma semnalului după mascarea zgomotului de fond este indicată în fig. 3.

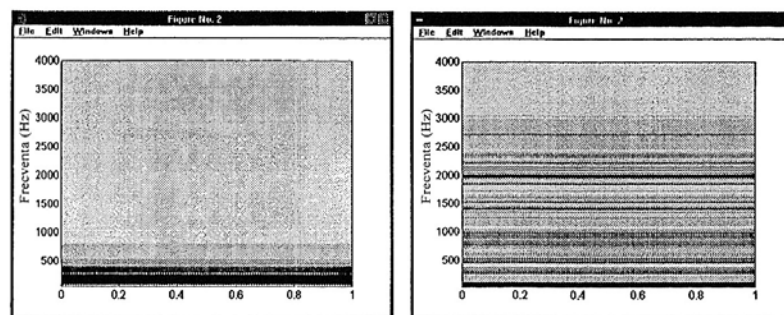


Fig. 2: Mască de zgomot în cazul înregistrării cu ajutorul microfonului/telefonului.

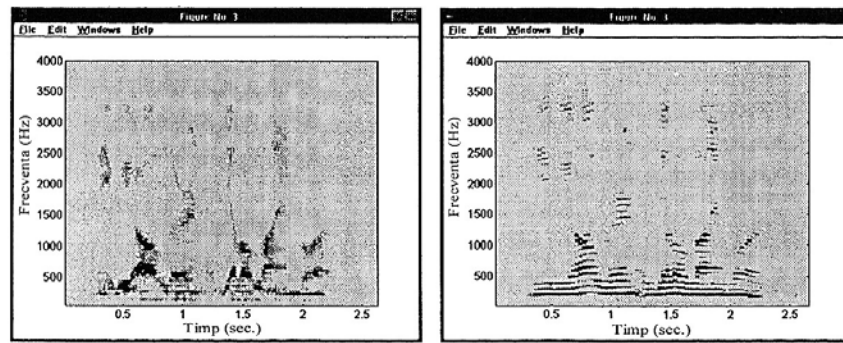


Fig. 3: Spectrograma semnalului după mascarea zgomotului.

Eliminarea perioadelor de pauză din eșantionul vocal s-a realizat pe baza unei curbe de energie pe termen scurt, obținută din spectrograma eșantionului. Fiecare punct al curbei corespunde sumei amplitudinilor în frecvență pentru o secvență de timp dată. Deoarece formații apar doar în porțiunile de eșantion în care se vorbește, este importantă izolarea acestor porțiuni pentru a obține îmbunătățirea înregistrării formațiilor.

Întrucât aceste porțiuni au energie relativă mai mare în comparație cu perioadele de pauză, toate secvențele de timp în care curba de energie scade sub un anumit prag (fixat la un procent din maximumul de energie din curbă) sunt eliminate.

Pentru fiecare bandă de frecvență dintr-o secvență de timp dată dintr-o spectrogramă, se compară amplitudinea frecvenței cu cele ale frecvențelor învecinate într-o fereastră de dimensiuni fixe, și în care banda de frecvență respectivă este poziționată la mijlocul ferestrei. După ce au fost identificate toate maximele locale, se memorează doar acelea cu amplitudinea cea mai mare ca fiind valori utile pentru localizarea frecvențelor formațiilor.

Prin procesul de separare se elimină secvențele de timp din spectrogramă care au estimări eronate ale frecvențelor formațiilor. Dacă prima frecvență este estimată la mai mult de 1200 HZ, sau dacă nu există trei estimări pentru o secvență dată, atunci secvența respectivă este eliminată. Rezultatul obținut reprezintă o serie de estimări considerate corespunzătoare, care sunt apoi memorate într-un vector formant.

3.4 Clasificarea exprimărilor

În această etapă, rețeaua neuronală fuzzy este utilizată pentru a clasifica vectorii reprezentând eșantioanele vocale obținuți în etapa a treia. Rețelele neuronale fuzzy bazate pe teoria rezonanței adaptive combină logica fuzzy și procesele bazate pe teoria rezonanței adaptive de instruire, rezonanță, selectarea clasei. Valorile de intrare variază continuu între zero și unu, astfel că intrările pot fi atât analogice cât și binare, sistemul fiind capabil să realizeze o instruire nesupervizată la prezentarea la intrare a unor modele arbitrare în timp ce se mențin stabilitatea și plasticitatea, utilizând complet capacitățile de memorie. Astfel arhitectura rețelelor neuronale fuzzy bazate pe teoria rezonanței adaptive diferă de cea a rețelelor neuronale obișnuite, avantajul principal fiind acela că sistemul este proiectat să funcționeze corect și autonom, să învețe într-o manieră cât mai stabilă și într-un mediu care variază continuu când este expus unei secvențe arbitrare de modele la intrare, până la utilizarea completă a capacităților de memorie [4].

Figura 4 prezintă procesul de clasificare prin trei grafice. În primul grafic se află reprezentarea ca vector raport tri-format (TRFV – Tri Formant Ratio Vector) a eșantionului vocal prezentat rețelei. Cel de-al doilea grafic indică vectorul regăsit de rețeaua propusă ca răspuns la intrarea rețelei, iar ultimul grafic indică o comparație între cei doi vectori.

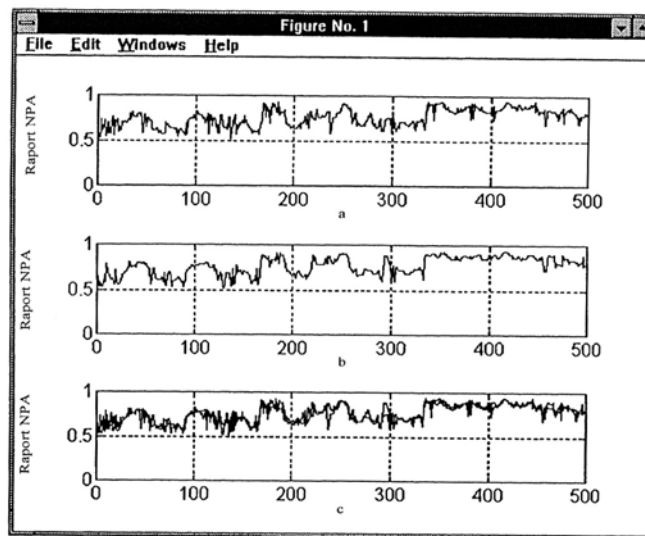


Fig. 4: Recunoașterea formelor cu ajutorul rețelei neuronale pentru un semnal obținut prin microfon.

4 Concluzii

Lucrarea demonstrează aplicabilitatea rețelelor neuronale fuzzy în cazul procesului de recunoaștere automată a vorbirii prin implementarea unui sistem care utilizează rețeaua fuzzy ca element de recunoaștere. Sistemul de recunoaștere automată a vorbirii prezentat este capabil să realizeze recunoașterea frazelor discrete, independent de vorbitor, pe baza unor serii de timp ale rapoartelor de formanți.

Procesul de conversie a semnalului acustic într-o reprezentare corespunzătoare pentru intrarea în blocul de recunoaștere a fost descris ca un proces de recunoaștere automată a vorbirii în patru etape, care include înregistrarea eșantioanelor vocale, prelucrarea semnalelor, extragerea caracteristicilor și clasificarea exprimărilor.

Au fost utilizate atât microfonul cât și telefonul în etapa de înregistrare a sunetelor pentru a măsura și compara performanțele sistemului în ambele cazuri de transmitere a semnalului. Semnalele acustice au fost numerizate și convertite într-o spectrogramă. Pentru obținerea primilor trei formanți s-a realizat reducerea zgomotelor, a perioadelor de pauză și o normalizare a amplitudinii în frecvență. Formanții au fost apoi combinați secvențial într-o reprezentare vector raport tri-format, care reduce puternic diferențele între diverse reprezentări ale frazelor rostite, diferențe datorate vârstei și sexului vorbitorului. Reprezentarea a fost apoi normalizată în gama de valori fuzzy și s-a realizat apoi o limitare a vectorului raport tri-format la dimensiunea stratului de intrare al rețelei neuronale.

Cercetări ulterioare pot fi realizate pentru a îmbunătăți analiza erorilor, pentru dezvoltarea unor tehnici de normalizare a amplitudinii în frecvență care să adapteze atenuarea spectrală a unei conexiuni telefonice. Pot fi obținute îmbunătățiri majore prin utilizarea unui sistem de testare on-line, pentru a profita de avantajul măștii de zgomot adaptată pentru fiecare eșantion vocal, și prin îmbunătățirea rezoluției temporale pentru detecta schimbările rapide în semnalul vocal prin utilizarea unei rate de eșantionare mai mari. În final, sistemul poate fi făcut mai rapid prin compilarea sa ca un program executabil.

Sistemele de recunoaștere automată a vorbirii reprezintă primul pas în dezvoltarea unui sistem care recunoaște cuvintele unei persoane, interpretează sensul și furnizează un răspuns adecvat. Cercetările efectuate în acest domeniu sunt importante deoarece dezvoltările ulterioare vor permite

interacțiunea cu calculatorul cu ajutorul vorbirii, ușurând astfel accesul persoanelor neinstruite în domeniul informaticii la resurse controlate de calculator. Aceste noi tehnologii permit executarea de tranzacții on-line, creare de documente și trimitere de faxuri prin simple dictări către un microfon atașat calculatorului, posibilitatea realizării de traduceri bi-direcționale pentru o gamă largă de limbi de circulație internațională.

Referințe

- [1] D. Dumitrescu, H. Costing. *Rețele neuronale – Teorie și aplicații*, Editura Teora, București, 1996
- [2] N. Dixon, T. Martin. *Automatic Speech & Speaker Recognition*, *IEEE Press*, New York, 1999.
- [3] W. A. Ainsworth, *Speech Recognition by Machine*, Peter Peregrinus Ltd., London, 1988.
- [4] G. Carpenter, S. Grossberg, The ART of Adaptive Pattern Recognition by a Self-Organizing Neural Network, *IEEE Computer*, March, 1991.

MODELAREA PROCESELOR ELECTROCHIMICE LA UN SENZOR POTENȚIOMETRIC DE OXIGEN

Luminița Mirela CONSTANTINESCU

Universitatea din Pitești, Târgu din Vale 1, 0300, Pitești; lmconst2002@yahoo.com

Nicolae VOICU

Universitatea "Politehnica" din București, Spl. Independenței 313, 060042, București;

Abstract. În această lucrare se prezintă funcționarea senzorilor de oxigen în condiții speciale de laborator, similare celor reale. Aceștia sunt utilizați în măsurarea oxigenului din gazele de eșapament ale automobilelor cu injecție electronică de benzină. Deoarece, practic, răspunsul senzorilor prezintă o abatere de la valoarea teoretică, s-a pus în evidență experimental o componentă a gazelor de eșapament care influențează comportamentul neideal al acestora. S-a realizat modelarea proceselor electrochimice și s-au trasat experimental curbele caracteristice.

1 Introducere

Deoarece condițiile arderii totale nu sunt niciodată întrunite simultan, arderea amestecului carburant în motoarele cu ardere internă este incompletă sau imperfectă. Prin urmare gazele de eșapament au în componență o serie de substanțe poluante cum ar fi: CO, H_xC_y , NO_x , etc. Pentru a satisface standardele în continuă creștere, privind controlul și micșorarea emisiilor poluante, a fost necesară adoptarea unor sisteme de control în buclă închisă care neutralizează aceste emisii. Neutralizarea se face cu ajutorul reactorilor catalitici și constă într-o serie de reacții chimice la care sunt supuse gazele de evacuare, care depind de substanțele active cu care sunt căptușite canalele reactorului, de temperatură și de conținutul de oxigen al gazelor de evacuare. Pentru determinarea conținutului de oxigen din gazele de eșapament se utilizează senzorii de oxigen.

În figura 1 se prezintă senzorul de oxigen (sonda lambda), cel mai frecvent utilizat, pentru controlul motoarelor cu ardere internă funcționând cu amestec carburant bogat.

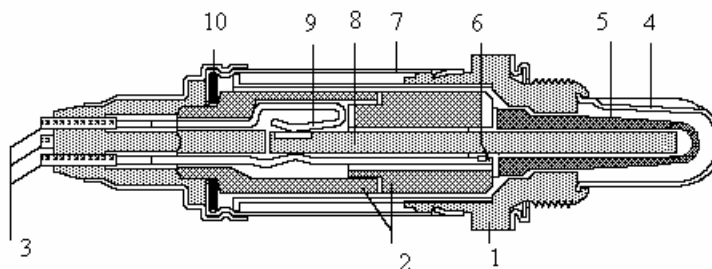


Figura 1: Sonda lambda

1—carcasa metalică; 2—componente ceramice izolatoare electric; 3—conexiuni electrice exterioare; 4—carcasa de protecție a celulei de electrolit; 5—celula de măsură; 6—contact; 7—manta de protecție; 8—element de încălzire; 9—contact elastic cu elementul de încălzire; 10—elemente de etanșare .

Sonda lambda este o celulă electrochimică de concentrație cu electrolit solid și electrozi de gaz difuzivi. Se consideră un electrod din platină, ca *electrod de referință*, în contact cu gazul de referință (aer), iar celălalt electrod de platină, ca *electrod de lucru*, în contact cu gazul de eșapament (gaz). Aceștia sunt separați prin electrolitul solid compus din zirconie stabilizată cu trioxid de ytriu (YSZ). Pila este dată de următorul lanț electrochimic:

$$O_2(p_{O_2}(aer)), Pt|YSZ|Pt, O_2(p_{O_2}(gaz)) \quad (1)$$

Sonda generează un semnal în gol, E , dat de relația lui Nernst:

$$E = \frac{RT}{4F} \ln \frac{p_{O_2}(aer)}{p_{O_2}(gaz)} \quad (2)$$

unde: $p_{O_2}(aer)$ și $p_{O_2}(gaz)$ reprezintă presiunile parțiale ale oxigenului în aer și în gazul de eșapament, $R=8,314 \text{ J/molK}$ constanta universală a gazelor, $T(K)$ temperatura absolută, $F=96500 \text{ C/mol}$ constanta lui Faraday.

Relația (2) exprimă valoarea tensiunii unui senzor de oxigen în condiții ideale, atunci când în gazul de analizat nu mai există și alți compuși față de care electrodul exterior să manifeste proprietăți catalitice sau care să reacționeze cu oxigenul din gazul de analizat.

Astfel prin măsurarea tensiunii la bornele senzorului, cunoscând presiunea parțială a oxigenului în gazul de referință, se poate determina presiunea parțială a oxigenului în gazul de analizat.

2 Influența monoxidului de carbon

O situație diferită de cazul ideal apare la senzorul de oxigen pentru analiza oxigenului din gazele de eșapament în care există și monoxid de carbon. Astfel se găsește o primă explicație a abaterii valorilor experimentale ale tensiunii unei sonde față de valorile teoretice.

Monoxidul de carbon din gazele de eșapament poate influența în două moduri (figura 2) concentrația locală a oxigenului de măsurat din gazele de eșapament [1], [3]:

- poate micșora concentrația locală de oxigen și atunci tensiunea celulei electrochimice va fi:

$$E = \frac{RT}{4F} \ln \frac{p_{O_2}(aer)}{p_{O_2}'(gaz)} \quad (3)$$

unde p_{O_2}' este presiunea parțială de oxigen care rezultă local în gazul de eșapament.

- poate participa direct la procesele electrochimice și atunci tensiunea celulei electrochimice va fi:

$$E_{CO} = E_{CO}^0 + \frac{RT}{2F} \ln \frac{p^{1/2}_{O_2}(aer) \cdot p_{CO(gaz)}}{p_{CO_2}(gaz)} \quad (4)$$

unde $p_{CO(gaz)}$ și $p_{CO_2}(gaz)$ sunt respectiv presiunile parțiale ale monoxidului de carbon și bioxidului de carbon din gazul de eșapament.

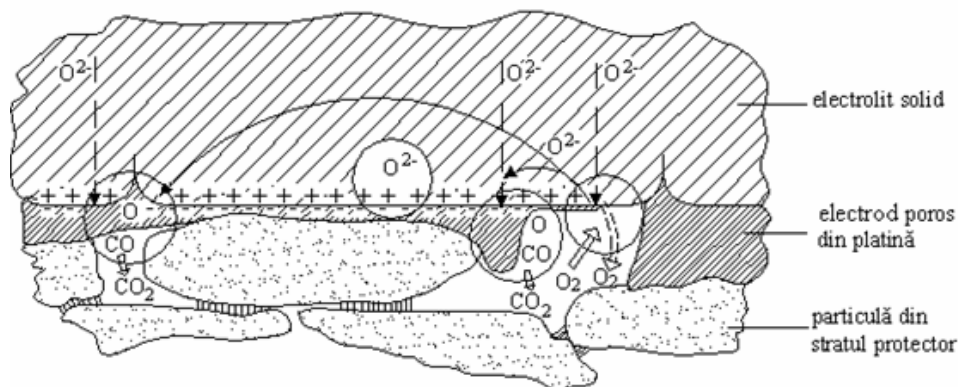


Figura 2. Identificările fizice ale celulelor de tensiune de la electrodul de lucru din gazul de eșapament

În răspunsul final al senzorului tensiunea va fi generată de celule de forma $O_2(p_{O_2}(aer)), Pt|YSZ|Pt, O_2(p_{O_2}(gaz))$ și $O_2(p_{O_2}(aer)), Pt|YSZ|Pt, CO(p_{CO}(gaz))$.

Este important de reținut că aceste reacții globale simple, scrise pentru senzorul de oxigen în vederea determinării concentrației de oxigen din diferite amestecuri gazoase maschează o serie de etape intermediare de disociere, adsorbție, difuzie, desorbție, etc. care au loc la cele două interfețe ale celulei electrochimice și care influențează răspunsul acesteia la echilibru termodinamic.

3 Modelarea fenomenelor electrochimice din structura celulei de concentrație

3.1 Modelul celulei de concentrație

Formal, electrodul corespunde contactului dintre fazele de conducție ionică și electronică, accesibile tuturor reactanților și locul unde se desfășoară reacțiile chimice (punctele triple în care se află: gazul de analizat, Pt și electrolitul).

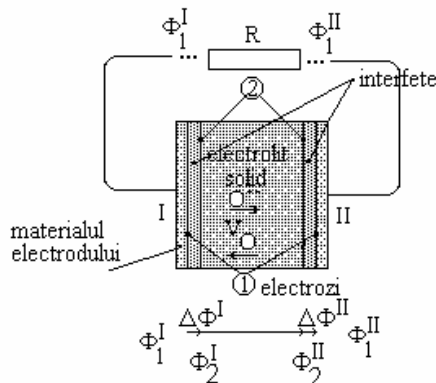


Figura 3: Schema de funcționare a unei celule de concentrație

Termodinamic, fluxurile componentelor ionice din apropierea interfeței (figura 3) trebuie să fie aproape egale în ambele direcții. Se poate presupune că acestea nu perturbă echilibrul local din apropierea interfeței, ceea ce înseamnă că potențialul electrochimic al speciilor încărcate este egal pe ambele fețe 1 și 2 ale interfețelor I și II.

$$(\bar{\mu}_i)'_1 = (\bar{\mu}_i)'_2 \quad \text{și} \quad (\bar{\mu}_i)''_1 = (\bar{\mu}_i)''_2 \tag{5}$$

Aici $\bar{\mu}_i$ este potențialul electrochimic al speciilor încărcate (electroni sau ioni de oxigen), prezente în fazele coexistente în apropierea interfeței. Dacă speciile sunt neutre, el devine egal cu potențialul chimic μ_i .

Când condițiile de reversibilitate sunt satisfăcute, se poate considera că interfața se comportă în oarecare măsură ca o fază separatoare în echilibru termodinamic cu cele două faze adiacente.

Cinetic, viteza reacțiilor la nivelul electrodului trebuie să fie controlată de procesul de difuzie în compusul ionic. Cu alte cuvinte, reacțiile de schimb la interfață sunt în strânsă legătură cu procesele de difuzie în compusul ionic.

3.2 Comportarea celulei de concentrație în gol

Se cunoaște [4] că defectele majoritare în ZrO_2 stabilizat cu Y_2O_3 sunt lacunele de oxigen ($V_{O^{\bullet}}$) și originea lor este datorată echilibrul termodinamic al materialului cu faza gazoasă înconjurătoare și prezenței dopantului Y.

Dacă extremitățile I și II ale celulei (figura 3) sunt legate la un *milivoltmetru* cu rezistență internă mare ($R > 10^8 \Omega$), se poate considera că intensitatea curentului electric de conducție din circuitul exterior este neglijabilă.

Se consideră un amestec de gaze de analizat ce nu conține oxigen, dar conține monoxid de carbon. Astfel la o modificare bruscă a presiunii parțiale a oxigenului într-o latură a celulei electrochimice, dată chiar de absența oxigenului, prin electrolitul solid se stabilește gradual în timp un gradient al concentrației lacunelor de oxigen. În cazul conducției predominant ionice (numărul de transport ionic, $t_i \approx 1$), timpul de atingere a stării stabile este controlat de mișcarea defectelor electronice, deoarece condiția neutralității sarcinilor locale, în condiții de echilibru necesită ca mișcarea ionilor să fie cuplată cu mișcarea electronilor, în procesul de difuzie chimică. În plus, datorită concentrației mari de lacune de oxigen, datorate dopantului, gradientul potențialului chimic al defectelor ionice într-un electrolit expus la o diferență de presiune parțială de oxigen va fi mic. Oricum, prezența unei astfel de presiuni parțiale a oxigenului va avea ca rezultat un puternic gradient de potențial chimic al electronilor care controlează fluxul ionic. Când se atinge starea staționară, curentul total prin electrolit trebuie să fie zero.

Densitățile fluxurilor ionic și electronic sunt legate prin intermediul relației:

$$2j_i + j_e = 0 \tag{6}$$

unde j_i este densitatea fluxului defectelor ionice în electrolit, dat de relația:

$$j_i = \frac{2D_o C_{o--}}{RT} \nabla \bar{\mu}_{o--} \tag{7}$$

iar j_e este fluxul electronilor, dat de relația:

$$j_e = \frac{D_e C_e}{RT} \nabla \bar{\mu}_e \tag{8}$$

cu C [moli/m³] concentrația molară a ionilor de oxigen sau a electronilor și D [m²/s] coeficientul de difuzie al ionilor de oxigen sau al electronilor;

În condiții de circuit deschis, transferul electronilor în electrozi nu are loc. Electrozii sunt *blocanți* pentru electroni și reacțiile la interfețe:



sunt controlate prin *difuzia defectelor electronice prin electrolit*, care sunt defecte minoritare în acest oxid [2]. Cu zirconie stabilizată ca electrolit solid, acoperind părțile opuse cu material de electrod asemănător (Pt), celula electrochimică generează o tensiune dată de relația:

$$E_{gol} = \Phi^I - \Phi^{II} \tag{11}$$

unde: $\Phi^I - \Phi^{II}$ este diferența de potențial electric măsurată la terminalele celulei; $t_i = \sigma_i / (\sigma_i + \sigma_e)$ este numărul de transport ionic, legat de numărul de transport electronic prin relația $t_i + t_e = 1$; σ este conductivitatea electrică; $P_{O_2}^I, P_{O_2}^{II}$ sunt presiunile parțiale ale oxigenului pe fețele I și II;

E_{gol} este tensiunea globală a celulei. Aceasta apare în urma proceselor tranzitorii ca o consecință a fluxului electronic din electrolit ce este compensat la interfață de un flux al lacunelor de oxigen. Această tensiune electromotoare este afectată de tipul electrozilor și poate fi scrisă (vezi Figura 3):

$$E_{gol} = \Phi_1^I - \Phi_1^{II} = (\Delta\Phi^I + \Delta\Phi^{II}) + (\Phi_2^I - \Phi_2^{II}) \tag{12}$$

unde: $\Phi_2^I - \Phi_2^{II}$ este căderea de potențial electrostatic pe electrolit; $\Delta\Phi^I + \Delta\Phi^{II}$ este suma potențialelor electrice de salt peste interfețele I și II, care apar ca urmare a transferului de sarcină între fazele coexistente, la nivelul electrodului.

Aceste două contribuții pot fi determinate separat.

Într-adevăr dacă materialul electrodului este același pe ambele fețe ale celulei, potențialul chimic al electronilor este identic la nivelul electrozilor I și II.

$$\mu_{e_1}^I = \mu_{e_1}^{II} \quad (13)$$

În ipoteza că electrozii sunt reversibili și ținând cont de relația (5) se determină:

$$F(\Delta\Phi^I + \Delta\Phi^{II}) = -(\mu_{e_2}^I - \mu_{e_2}^{II}) \quad (14)$$

Deoarece $\sum z_i j_i = 0$ și $t_i \cong ct.$ se obține:

$$F(\Phi_2^I - \Phi_2^{II}) = \frac{t_i}{4} [(\mu_{O_2})^I - (\mu_{O_2})^{II}] + (\mu_{e_2}^I - \mu_{e_2}^{II}) \quad (15)$$

unde : F- constanta lui Faraday; $\mu_{e_2}^{I/II}$ este potențialul chimic al electronilor din electrolit în apropierea interfeței I/II; μ_{O_2} este potențialul chimic al oxigenului, raportat la presiunea parțială a oxigenului prin relația:

$$d\mu_o = RTd \ln a_o = 1/2RTd \ln P_{O_2} \quad (16)$$

Dar $(\mu_o)_1 = (\mu_o)_2$ la interfețele I și II, din ecuația (5). Mai mult, defectele electronice mobile în zirconie stabilizată sunt în concentrație mică. Astfel se poate scrie: $d\mu_e \cong -\frac{1}{4}d\mu_{O_2}$ care introdusă în relația (15) conduce la:

$$F(\Phi_2^I - \Phi_2^{II}) = -\frac{t_e}{4} [(\mu_{O_2})^I - (\mu_{O_2})^{II}] \quad (17)$$

Deoarece $t_e \cong 0$ în zirconiu dopat, această ecuație indică faptul că potențialul electrostatic ϕ este aproximativ constant în electrolit și căderea de tensiune electrostatică pe electrolit este nulă ($F(\Phi_2^I - \Phi_2^{II}) \cong 0$, $\Phi_2 \cong ct.$).

Ca urmare *tensiunea globală a celulei*, determinată la terminalele sale, este în principal măsura diferenței de potențial chimic al electronilor (potențialul Fermi) din electrolitul adiacent interfețelor I și II (relația (14)).

În final, introducând relațiile (14) și (15) în (12) rezultă:

$$E_{gol} = -\frac{1}{F}(\mu_{e_2}^I - \mu_{e_2}^{II}) = E_{CO}^0 + \frac{RT}{2F} \ln \frac{p^{1/2} O_2(aer) \cdot p_{CO(gaz)}}{p_{CO_2(gaz)}} \quad (18)$$

4 Verificări experimentale pe model fizic

Experimentările pentru determinarea caracteristicilor funcționale ale senzorilor de oxigen s-au realizat în regim static, într-o incintă cu încălzire proprie, în care au fost introduse pe rând amestecuri de gaze având concentrații de CO prestabilite[4]. S-au considerat *doi senzori* și s-au utilizat următoarele amestecuri de gaze precalculate de tip bogat (care au coeficientul de exces de aer $\lambda < 1$): amestec de CO(2,9%) + CO₂(5,8%) + N₂(91,3%) pentru $\lambda=0,943$; amestec de CO(1,9%) +CO₂(8,5%) + N₂(89,6%) pentru $\lambda=0,961$; amestec de CO(0,9%) +CO₂(9,2%) + N₂(89,9%) pentru $\lambda= 0,981$.

Deoarece, practic, funcționarea corectă a senzorilor se consideră în jurul valorii de 600°C a temperaturii, motiv pentru care aceștia pot să fie și dotați cu încălzire proprie, s-au notat valorile tensiunii în jurul acestei temperaturi.

În figurile 4, 5 și 6 sunt trasate curbele de variație ale tensiunilor senzorilor măsurate în funcție de temperatură, respectiv pentru $\lambda=0,943$, $\lambda=0,961$ și $\lambda= 0,981$. În urma analizei acestora se observă că valorile tensiunii depășesc valoarea de prag de 500mV corespunzătoare unui amestec stoechiometric ($\lambda = 1$), la temperatura de 600°C. Prin urmare valorile tensiunii măsurate sunt corecte și corespund tipului de amestec bogat precalculat, similar amestecului

real în care există o lipsă de oxigen față de oxigenul necesar arderii complete. De asemenea, odată cu micșorarea concentrației de CO se constată micșorarea valorii tensiunii senzorilor.

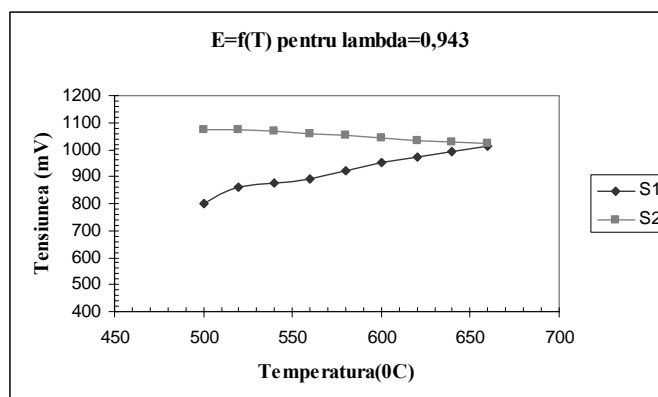


Fig 4: Curbele tensiunilor senzorilor în funcție de temperatură pentru $\lambda=0,943$

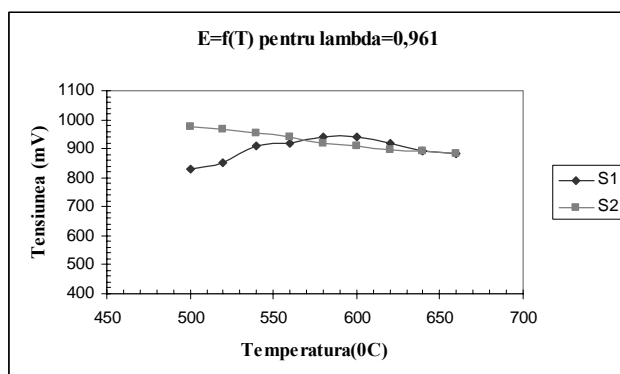


Fig 5: Curbele tensiunilor senzorilor în funcție de temperatură pentru $\lambda=0,961$

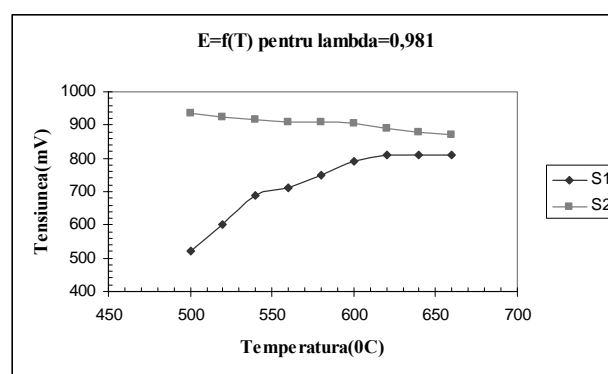


Fig 6: Curbele tensiunilor senzorilor în funcție de temperatură pentru $\lambda=0,981$

5 Concluzii

Chiar dacă în amestecul de gaze analizat nu există oxigen a fost pusă în evidență, experimental, apariția unei tensiuni la bornele senzorilor. Se dovedește astfel funcționalitatea celulei electrochimice în condițiile de laborator realizate. Aceasta demonstrează concret existența celulelor electrochimice formate cu oxigenul din aer și monoxidul de carbon ce există în gazele de eșapament și ca urmare abaterea tensiunii senzorilor de la valoarea ideală, pentru cazul amestecurilor carburante considerate bogate, în care pe lângă oxigen și alte gaze mai există și monoxid de carbon .

Referințe

- [1] W.J. Fleming. *Zirconia Oxygen sensor – An equivalent circuit model*, Transaction SAE, 1980.
- [2] G. Petot-Ervas, A. Rizea, C. Petot. *Electrode materials, interface processes and transport properties of yttria-doped zirconia*, Ionics 3/1997.
- [3] L. M. Constantinescu, Em .Lefter, I. Bostan. *Analiza proceselor care au loc la senzorii de oxigen utilizați în controlul emisiilor poluante de la automobile*, B. Șt. al Universității din Pitești - Seria AR, Nr.3 , Pitești, 1998, pg. 25-30, ISSN 1453-110.
- [4] L. M. Constantinescu. *Studiul proceselor de difuzie cu aplicații la traductoare – teză de doctorat*, București 2004.

SISTEM INFORMATIZAT DE MONITORIZARE

Valentin DOGARU ULIERU, Horia ANDREI,
Adela HUSU, Traian IVANOVICI, Mircea POPA
University "Valahia" Targoviste, Romania 18-24, Bdul. Unirii, Targoviste, Dambovita,
Phone/fax: +40-245-217 683; email: dogaru@valahia.ro

Costin CEPISCA
University "Politehnica" Bucharest, Romania, 313, Splaiul Independentei, 77 206,
Phone: +40-21-410 04 00/ +40-1-410 43 55; email: costin@electro.masuri.pub.ro

Abstract. The paper presents the study and experimental results obtained by the authors in Na and Hg - vapours lamp illuminating devices at high pressure. Therefore a monitoring system was designed consisting in active/reactive power transducers, current transducers and a data acquisition system. The system uses the AT-MIO16XE10 National Instruments data acquisition board and the LabVIEW graphical programming environment.

1 Introducere

Evoluția sistemelor de achiziție și prelucrare a datelor cu calculatorul, a fost influențată de progresul în tehnica integrării circuitelor, evoluția rapidă a structurilor hardware de calculatoare, apariția unor noi sisteme de operare și software dedicat sistemelor de achiziție, evoluția generală a traductoarelor pentru măsurare și tendința spre senzori inteligenți, standardizarea în comunicația datelor, dezvoltarea inteligenței artificiale. Cuplele la calculatoare a sistemului de achiziție de date se poate realiza prin cuplarea pe interfața serie (RS232 sau RS485), cuplare pe interfața paralelă, cuplare pe USB, cuplare pe magistrala internă a calculatorului (ISA, EISA, MCA, PCI, PCMCIA).

2 Condiționarea Semnalelor

Prelucrarea electronică a semnalului de măsurare în scopul creșterii sensibilității și a impedanței de intrare, poate duce la apariția unor erori de măsurare, ca urmare a apariției unor semnale parazite. Semnalele electrice obținute de la senzori și traductoare se împart în trei categorii: tensiuni de nivel mare, tensiuni de nivel mic și curenți. Tensiunile de nivel mare sunt caracterizate prin domenii de variație de la zero la câțiva volți și nu ridică probleme deosebite pentru prelucrare. Pentru a obține o creștere a nivelului de zeci de milivolți la nivelul solicitat de convertorul analog-digital, semnalele care au un nivel mic de tensiune trebuie amplificate și prelucrate. În cazul traductoarelor care lucrează cu semnal unificat, adaptarea semnalului în scopul aplicării la intrarea convertorului se face prin dimensionarea corespunzătoare a unui rezistor și prelucrarea căderii de tensiune pe acesta. Pentru un sistem de instrumentație este necesar să se proiecteze interfața analogică astfel încât excursia tensiunii de ieșire a sensorului după amplificare și prelucrare să egaleze excursia tensiunii de intrare a convertorului analog-digital. Prin utilizarea amplificatoarelor operaționale se pot obține dependențe liniare între nivelul tensiunii de intrare și nivelul tensiunii de ieșire, conform relațiilor:

$$V_{OUT} = m \cdot V_{IN} + b ; \quad V_{OUT} = m \cdot V_{IN} - b$$

$$V_{OUT} = -m \cdot V_{IN} + b ; \quad V_{OUT} = -m \cdot V_{IN} - b$$

3 Sisteme de achiziție și prelucrare a datelor

Un sistem de achiziție de date este o interfață între lumea analogică, reprezentată de senzori și blocurile de condiționare de semnal, și lumea digitală, reprezentată de convertoarele analog-digitale și blocurile de prelucrare și comandă, realizate cu microprocesor. Rezultă că aceste sisteme de achiziții de date sunt circuite complexe, cu rolul de a realiza conversia analog-digitală a uneia sau a mai multor mărimi analogice, în scopul memorării temporare, a transmiterii, prelucrării și vizualizării informației achiziționate. Arhitectura unui sistem de achiziții de date depinde, printre altele, de: numărul de mărimi de măsurat, viteza de variație a acestor mărimi, necesitatea condiționării semnalelor de intrare, rezoluția și exactitatea conversiei analog-digitale, capacitatea sistemului de prelucrare a informațiilor în timp real, prețul de cost.

Elementul esențial al unui sistem de achiziție de date îl reprezintă convertorul analog-digital, în jurul căruia se grupează celelalte blocuri analogice, în diverse configurații, funcție de tipul aplicației. Din punctul de vedere al rezoluției, convertoarele analog-digitale actuale oferă rezoluții de minim 8 biți, utilizându-se tot mai mult cele de 12 biți și chiar de 16 biți. Conversia este precedată, de regulă, de eșantionarea și memorarea temporară a eșantioanelor obținute. Frecvența de eșantionare depinde de frecvența maximă existentă în spectrul semnalului, de viteza de conversie a convertorului analog-digital și de exactitate. Caracteristicile semnalelor analogice de la intrarea sistemului influențează structura acestuia, prin tehnicile speciale de condiționare aplicate: amplificatoare de instrumentație cu câștig programabil, comutarea automată a intervalelor de măsurare și filtrarea semnalelor. Condițiile de mediu în care funcționează sistemul adaugă cerințe suplimentare, legate de ecranări, pentru eliminarea perturbațiilor de tip electromagnetic, eliminarea perturbațiilor de mod comun, ca și de eliminarea influențelor mărimilor perturbatoare (temperatură, umiditate).

În funcție de numărul de canale analogice monitorizate, sistemele de achiziții de date pot fi monocanal sau multicanal. În fiecare din aceste situații se regăsesc diferite variante, funcție de natura mărimii de intrare (continuă sau variabilă), de necesitatea achiziționării pe rând sau simultane a mărimilor etc.

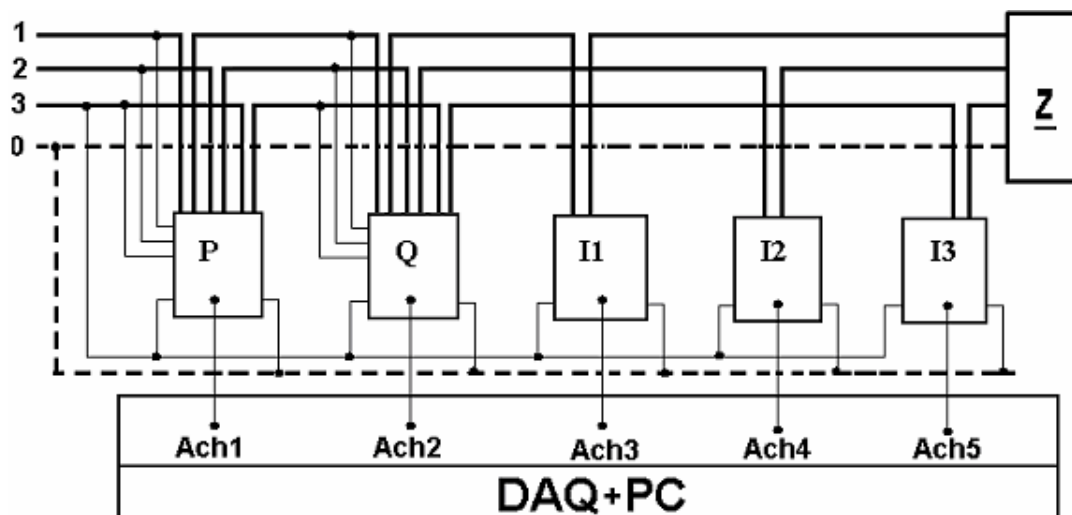


Fig. 1. Schema bloc sistem monitorizare utilizat

Pentru monitorizarea procesului de aprindere a lămpilor cu vapori de sodiu / mercur, s-a utilizat placa de achiziții de date AT-MIO 16XE10 - National Instruments și programarea grafică cu ajutorul mediului de programare LabVIEW. Interfața grafică utilizator (GUI) este

realizată folosind din paleta cu elemente de control și indicatoare, o serie de elemente vizuale: butoane de selecție, câmpuri de afișare, indicatoare luminoase, rezervoare, panouri de reprezentare 2D/3D, osciloscopae multicanal, blocuri de I/O etc. Programarea constă în realizarea diagramei bloc (fig.2) a sistemului: elementele selectate sunt interconectate cu ajutorul mouse-ului, specificând astfel și calea fluxului de date. Oferă avantajele semnificative ale unui mediu multitasking, putând rula simultan mai multe instrumente virtuale. Bibliotecile aferente conțin funcții-sistem puternice, axate pe următoarele domenii: achiziție de date și control (driver pentru dispozitive I/O și automate programabile, regulatoare numerice, dispozitive de înregistrare/vizualizare), control dispozitive, analiză de date (evaluări statistice/elemente de algebră liniară/funcții domeniul timp/frecvență) .

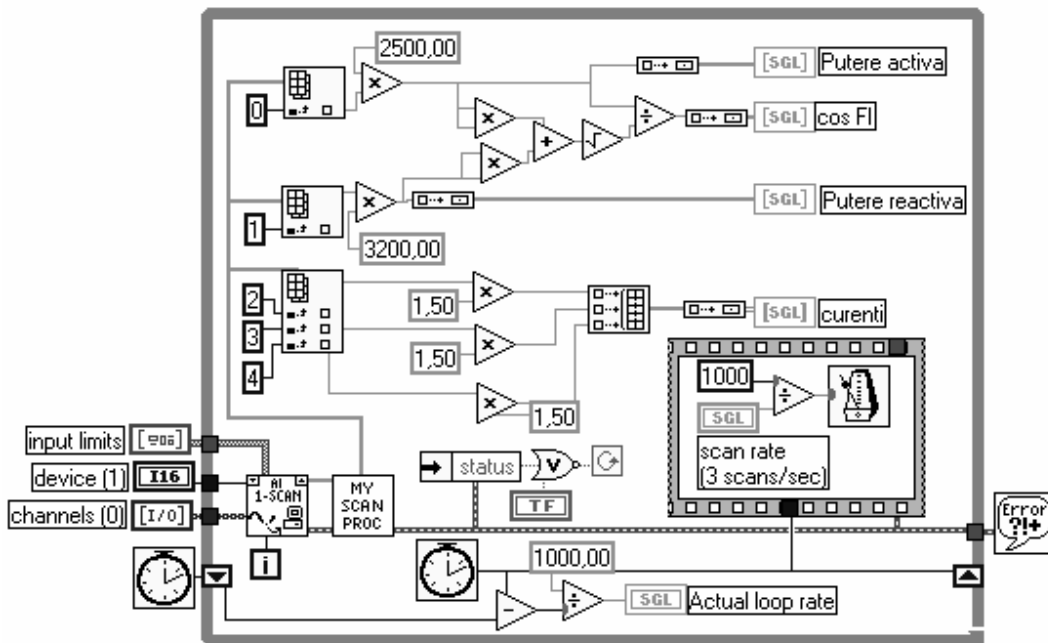


Fig. 2. Diagrama bloc

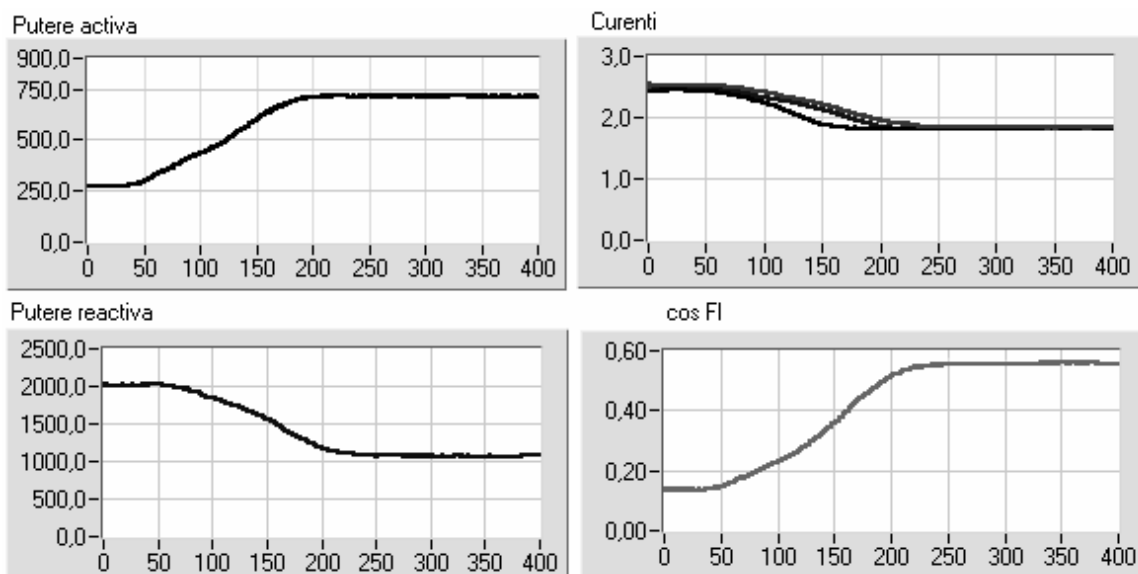


Fig. 3. Rezultate experimentale

Sistemul de măsurare și monitorizare a fost realizat cu ajutorul unor traductoare de putere activă, putere reactivă și curent realizate de IAEM Timișoara. Semnalele de ieșire pentru traductoarele de putere activă / reactivă sunt în domeniul $0\div 10\text{mA}$, iar pentru traductoarele de curent $4\div 20\text{mA}$. Rezultatele experimentale obținute pentru un sistem de iluminat cu lămpi de înaltă presiune cu vapori de mercur, sunt prezentate în figura 3. Deoarece traductoarele IAEM pentru factor de putere, sunt destinate măsurării în domeniul 0,51 inductiv / capacitiv, domeniu care nu corespunde cu variația factorului de putere al sistemului de iluminat ($0,12\div 0,55$), acesta a fost calculat pe baza valorilor obținute pentru puterea activă și reactivă.

4 Concluzii

Sistemele de achiziții de date permit determinarea experimentală a caracteristicilor de funcționare a consumatorilor de energie electrică și prelucrarea rezultatelor experimentale. Exactitatea rezultatelor obținute depinde de parametrii plăcii de achiziție, setării corespunzătoare a domeniilor de măsurare, selectarea corespunzătoare a referinței sistemului de măsurare și de metoda de prelucrare a rezultatelor.

5 Bibliografie

- [1] Antoniu, M., ș.a. – Măsurări electronice, Ed. Satya, Iași, 2001
- [2] Dogaru V., Cepișcă C, ș.a – Aplicații LabVIEW în măsurări, Ed.Conphys, Râmnicu Vâlcea, 2002
- [3] Dogaru V., Cepișcă C – Măsurări și sisteme de măsurare informatizate, Ed. Electra, București, 2004
- [4] Maier V., ș.a. – LabVIEW în calitatea energiei electrice, Ed. Albastră, Cluj-Napoca, 2000
- [5] Szekely, I, ș.a. – Sisteme pentru achiziție și prelucrarea datelor, Ed. Mediamira, Cluj, 1997
- [6] *** - G Programming Reference / LabVIEW User Manual / Academic Resources 2003, National Instruments

INDUCTIVITATI MUTUALE IN TRADUCTOARE DE DISTANTA.

ALEXANDRU-RĂZVAN STĂNCIULESCU¹, EMIL CAZACU¹, IOSIF NEMOIANU¹

Acest articol este dedicat studierii inductivității mutuale dintre două spire, în preajma unui perete perfect conductor magnetic (ferită) și a unui perfect conductor electric (cupru). În aplicatia directă este îmbunătățirea construcției cremalierii unui traductor de distanță, prin adăugarea unor depuneri de cupru pe o ferită, spre a spori diferențele dintre inductivitățile mutuale din pozițiile de maxim și minim.

1. INTRODUCERE

Printre traductoarele inductive de deplasare se numără și traductorul al cărui studiu face obiectul acestei lucrări. Acesta face parte din categoria traductoarelor la care deplasarea relativă dintre elementul mobil și cel fix duce la modificarea unei inductivități mutuale. Este constituit dintr-o piesă feromagnetică mobilă, cremaliera, realizată dintr-un material feromagnetic de mare permeabilitate și cu o conductivitate foarte scăzută.

Într-un plan paralel cu cremaliera, la distanță constantă de planul dinților, se găsește elementul fix al traductorului care conține sistemele emițător (E) și receptor (R). Primul, parcurs de un curent alternativ sinusoidal de frecvență de ordinul zecilor de kHz, are rolul de a produce un câmp magnetic ce urmează a induce în sistemul receptor (ambele sisteme sunt formate din bobine cu o singură spira, decalate spațial, pentru simplificarea modelării numerice) o tensiune alternativă sinusoidală, funcție de poziția dintre circuitul receptor considerat și succesiunea de dinți și goluri care formează cremaliera.

Traductorul este conceput pentru măsurarea cu mare exactitate a unor deplasări medii, de ordinul zecilor de centimetri sau chiar metri, deși deplasările care se măsoară direct cu ajutorul tensiunilor induse în circuitele receptoare nu depășesc valoarea pasului de cremalieră, care este sub 1 mm. Deplasările mai mari decât pasul de cremalieră P pot fi determinate cu ajutorul unui numărător, care contorizează numărul întreg de pași parcurși la începutul deplasării, la care se

¹⁾ Polytechnic University of Bucharest, 313 Splaiul Independenței, 060042 Bucharest, Romania, lixus@elth.pub.ro, cazacu@elth.pub.ro

adaugă fracțiunea de pas corespunzătoare unghiului α . Se poate obține astfel o exactitate de ordinul zecilor de microni, și chiar a micronilor.

2. CALCULUL INDUCTIVITATILOR MUTUALE

Pentru a majora diferențele dintre inductivitățile mutuale corespunzătoare pozițiilor de maxim și minim, studiem influența asupra inductivității mutuale a bobinelor a unui perete de ferită, iar după aceea a unui din cupru (fig. 1).

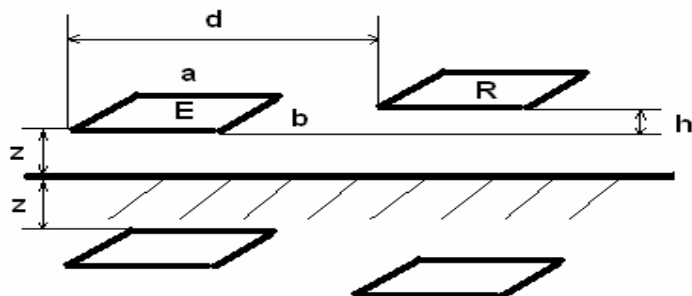


Fig. 1 – Reprezentare a bobinelor, peretelui “de influență” și a imaginilor bobinelor

Inductivitatea mutuală dintre bobine se calculează cu formula lui Neumann (rel. 1), pe segmente, descompunerea în segmente a bobinelor fiind facilitată de faptul că sunt dreptunghiulare. De altfel, laturile perpendiculare nu contribuie la inductivitatea totală. Diferența dintre cele două situații este modul în care se consideră imaginile bobinelor, în cazul peretelui de ferită luăm imaginile parcurse de curenți de același sens, iar pentru cel de cupru parcurse de sens contrar. Astfel, diferența dintre cele două situații va fi dată de dublul termenului ce reprezintă inductivitatea mutuală între bobina emitoare și imaginea celei receptoare (rel. 2).

$$M = \frac{\mu}{4\pi} \oint_{\Gamma_2} \oint_{\Gamma_1} \frac{dl_2 dl_1}{r} \quad (1)$$

unde cu M am notat inductivitatea mutuala.

$$\begin{aligned}
 T = & 8 * (4 * d^2 + 4 * z * h + 4 * z^2 + h^2)^{(1/2)} + 4 * \ln(2 * d + (4 * d^2 + h^2 + b^2 + \\
 & 4 * z * h + 4 * z^2)^{(1/2)}) * a - 4 * (b^2 + 4 * z * h + d^2 + 4 * z^2 + h^2 + 2 * d * a + \\
 & a^2)^{(1/2)} + 4 * \ln(-2 * d + (4 * d^2 + h^2 + b^2 + 4 * z * h + 4 * z^2)^{(1/2)}) * a - \\
 & 4 * b * \ln(-b + (b^2 + 4 * z * h + d^2 + 4 * z^2 + h^2 + 2 * d * a + a^2)^{(1/2)}) - 8 * \ln(-2 * d - \\
 & a + (4 * d^2 + 4 * d * a + a^2 + 4 * z^2 + h^2 + 4 * z * h)^{(1/2)}) * d - 4 * \ln(-2 * d - \\
 & a + (4 * d^2 + 4 * d * a + a^2 + 4 * z^2 + h^2 + 4 * z * h)^{(1/2)}) * a - 4 * (b^2 + 4 * z^2 + h^2 + \\
 & 4 * z * h + d^2 - 2 * d * a + a^2)^{(1/2)} + 4 * (h^2 + 4 * z * h + 4 * z^2 + a^2 + d^2 - \\
 & 2 * d * a)^{(1/2)} - 8 * d * \ln(a - 2 * d + (4 * d^2 + a^2 + 4 * z * h + 4 * z^2 - 4 * d * a + \\
 & h^2)^{(1/2)}) + 4 * (h^2 + 4 * z * h + 4 * z^2 + a^2 + d^2 + 2 * d * a)^{(1/2)} - 8 * b * \ln(- \\
 & b + (b^2 + 4 * z * h + d^2 + 4 * z^2 + h^2)^{(1/2)}) - 4 * (4 * d^2 + 4 * d * a + a^2 + b^2 + \\
 & 4 * z * h + 4 * z^2 + h^2)^{(1/2)} - 4 * (4 * d^2 + a^2 + 4 * z * h + 4 * z^2 - 4 * d * a + \\
 & h^2)^{(1/2)} + 2 * \ln(h^2 + 4 * z * h + 4 * z^2 + a^2 + d^2 + 2 * d * a) * b + 4 * \ln(2 * d + (4 * d \\
 & ^2 + 4 * z * h + 4 * z^2 + h^2)^{(1/2)}) * a + 4 * \ln(-2 * d + (4 * d^2 + 4 * z * h + 4 * z^2 + \\
 & h^2)^{(1/2)}) * a + 8 * (4 * d^2 + h^2 + b^2 + 4 * z * h + 4 * z^2)^{(1/2)} - 8 * (b^2 + 4 * z * h + \\
 & d^2 + 4 * z^2 + h^2)^{(1/2)} - 4 * \ln(-a + 2 * d + (4 * d^2 + a^2 + 4 * z * h + 4 * z^2 - 4 * d * a + \\
 & h^2)^{(1/2)}) * a + 8 * (h^2 + 4 * z * h + 4 * z^2 + d^2)^{(1/2)} - 8 * \ln(-2 * d - a + (4 * d^2 + \\
 & 4 * d * a + a^2 + b^2 + 4 * z * h + 4 * z^2 + h^2)^{(1/2)}) * d - 4 * \ln(-2 * d - a + (4 * d^2 + \\
 & 4 * d * a + a^2 + b^2 + 4 * z * h + 4 * z^2 + h^2)^{(1/2)}) * a - 4 * b * \ln(-b + (b^2 + 4 * z^2 + \\
 & h^2 + 4 * z * h + d^2 - 2 * d * a + a^2)^{(1/2)}) + 16 * d * \ln(-2 * d + (4 * d^2 + 4 * z * h + \\
 & 4 * z^2 + h^2)^{(1/2)}) - 4 * (4 * d^2 + 4 * d * a + a^2 + 4 * z^2 + h^2 + 4 * z * h)^{(1/2)} + \\
 & 16 * d * \ln(-2 * d + (4 * d^2 + h^2 + b^2 + 4 * z * h + 4 * z^2)^{(1/2)}) - 4 * \ln(- \\
 & a + 2 * d + (4 * d^2 + a^2 + h^2 + b^2 - 4 * d * a + 4 * z^2 + 4 * z * h)^{(1/2)}) * a + 4 * \ln(h^2 + \\
 & 4 * z * h + 4 * z^2 + d^2) * b - 4 * (4 * d^2 + a^2 + h^2 + b^2 - 4 * d * a + 4 * z^2 + \\
 & 4 * z * h)^{(1/2)} + 2 * \ln(h^2 + 4 * z * h + 4 * z^2 + a^2 + d^2 - 2 * d * a) * b - 8 * d * \ln(a - \\
 & 2 * d + (4 * d^2 + a^2 + h^2 + b^2 - 4 * d * a + 4 * z^2 + 4 * z * h)^{(1/2)})
 \end{aligned} \tag{2}$$

unde T este dublul inductivitatii mutuale dintre imaginea bobinei receptoare si cea emitoare.

Reprezentand grafic acest termen, in functie de distanta dintre bobine si distanta dintre emitor si planul conductor, obtinem (pentru dimensiunile spirelor impuse la 1mm) – fig. 2. Se observa din grafic ca rezultatele optime se obtin pentru o distanta intre bobine si intre bobine si mediul conductor cat mai mici, astfel incat limitarile ce apar vor fi strict de ordin constructiv. Pentru analizele ce vor urma, am ales ca dimensional: $a = 1\text{mm}$, $b = 5\text{mm}$, $d = 1\text{mm}$, $h = 0$ (bobinele in acelasi plan) si $z = 0,2\text{mm}$ (distanta de la bobine la cremaliera)

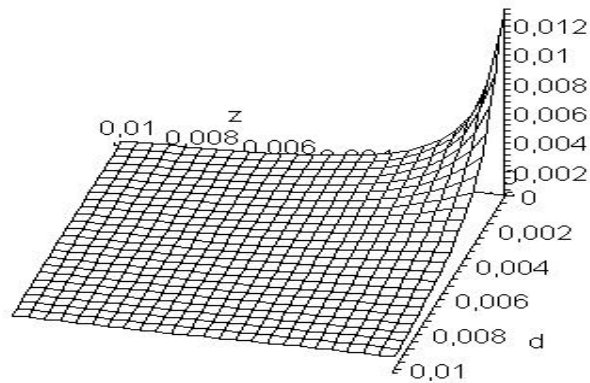


Fig. 2 – T in functie de distanta intre bobine (d) si bobine si plan (z)

3. IMBUNATATIREA CONSTRUCTIVĂ A TRADUCTORULUI

Inlocuind dintii cremalierii cu depuneri de cupru, crestem diferentele de inductivitate mutuala intre pozitiile de minim si maxim. O vedere prin sectiunea traductorului e prezentata in figura 3.

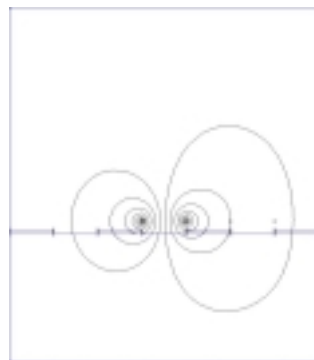


Fig. 3 – Linii de câmp in traductor

REFERENCES

1. I. V. Nemoianu, *Contribuții la studiul câmpului electromagnetic în traductoare de deplasare* – teză de doctorat, U.P.B. 2002.
2. I. V. Nemoianu, *Metode de studiu al câmpului electromagnetic în structuri repetitive extinse* – referat doctorat, Catedra de Electrotehnică UPB, 1999
3. I.V. Nemoianu, *Méthode de calcul de l'inductivité mutuelle entre les spires des transducteurs inductifs de déplacement*, Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg., **47**, 3, 367-374, Bucarest, 2002
4. I.F. Hănțilă, T.Leuca, C.Ifrim, *Electrotehnica teoretică, Editura Electra*, București, 2002
5. I.F. Hănțilă, E.Demeter, *Rezolvarea numerică a problemelor de câmp electromagnetic*, Editura Ari Press, 1995

LOW LEVEL CURRENTS AND VOLTAGES MEASUREMENTS

CĂTĂLIN VOINA ¹, SIMONA MORARU ², ANDREEA COSAC

Key words: analogical data, acquisition.

This paper presents one modern solution in order to read electrical quantities as analogical and digital signals. It can be used in the energetic applications as alternating solution for similar products made from various firms. Measurements instruments can be created and simulated using acquisition boards. Its main advantage, compared with a classical measurement instrument, is that it can be easily converted by soft.

1. INTRODUCTION

With a competitive economics many firms want to increase work's productivity, to solve fast any faults that might appear. So products quality is a very important factor. In order to deal with this, firms use high and expensive technologies.

A new, specialized technology has been developed, so it can solve any measurement, communication and information problems. SCADA systems ("Supervisory Control And Data Acquisition") were realized to solve these potential inconvenients.

One of specialized soft that can monitorize and analyze data is LabVIEW System [1-3]. LabVIEW represents a graphical alternative to the conventional programming design for instrumentation. It is equipped with all necessary tools in order to test any measurement systems. LabVIEW is a graphical developed environment designed for create flexible and scalable tests, to measure and to control faster the applications, with a minimal price. The quickness of this program is high, due to the introduction of an intuitive graphical interface.

LabVIEW uses a general graphical language for programming called „G”, containing wide libraries with proper functions. The LabVIEW programs are called virtual instruments and are made from two parts, distributed in two windows: front panel (containing the necessary elements for interactive operations and the display of the results) and block diagram (actually the source code, this one contains the corresponding instructions, constants, functions and pointers from the front panel).

¹- catalin_voina_g@yahoo.com, Polytechnic University Bucharest

¹- simona492273@yahoo.com, Polytechnic University Bucharest

Flowing data is determined in block diagram using links represented by lines between icons. We will present some analogical low level data acquisitions [4].

2. THEORETICAL CONSIDERATIONS

The rectifier has a converting function for the electrical energy, from AC into DC. Its working is depending on the load type, connected at its output. This dependence is shown in a very simple diagram, see figure 1. The diode should be an ideal one ($u_D=0$ for working state; $i_D=0$ for blocking state).

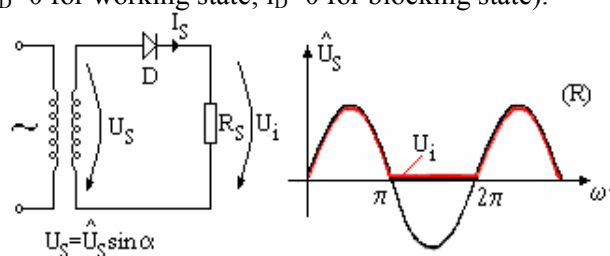


Fig.1 Electrical diagram for one phase rectifier and the output voltage for a resistive load

Sampling Theorem (Shannon, 1949) said that any continuous time signal, with a limited spectrum, can be represented without losing information through a sample series of the original signal, or in other words, through a discrete signal.

Johnson noise [5] is the voltage associated with the motion of electrons due to their thermal energy at temperatures above absolute zero (0K). All voltage sources have internal resistance, so all voltage sources develop Johnson noise. It may be reduced by decreasing the temperature of the source resistance and by decreasing the bandwidth of the measurement.

Magnetic fields generate spurious voltages in two circumstances: if the field is changing with time and if there is relative motion between the circuit and the field. Changing magnetic fields can be generated from the motion of a conductor in a magnetic field, from local AC currents caused by components in the test system or from the deliberate ramping of the magnetic field, such as for magneto resistance measurements. Even the earth's relatively weak magnetic field can generate nanovolts in dangling leads, so leads must be kept short and rigidly tied down.

Noise and error voltages also arise from ground loops. We obtain such a loop when the source and measuring instruments are both connected to a common ground bus. The cure for ground loops is to ground all equipment at a single point. The easiest way of accomplishing this is to use isolated power sources and instruments, than to find a single, good earth-ground point for the entire system.

To operate with discrete amplitude signals means a special attention. The result might be often a sum of quantification noises, with a statistical characterization factors and consequences.

The data acquisition systems principal components are sampled circuits, memorized ones and the analogical-numerical converters. The numerical and analogical signals caused by processing can be used to memorize and give back the information or to command the execution elements (motors, relay), which control the physical processes.

3. PROPER APPLICATION

In our application we read, memorize and compute analogical and digital signals, particular currents and voltages, in order to analyse the behavior of certain system in stationery or permanent modes.

Instrument measurement speed is important in many test situations. When specified, measurement speed is usually states as a specific number of readings per second for given instrument operating conditions. Certain factors such as integration period and the amount of filtering may affect overall instrument measurement speed. There is often a tradeoff between measurement speed and accuracy since changing these operating modes may alter resolution and accuracy. The acquisition board DAQ 6024E can operate with a maximum analogical scan rate of 200000 scans/second.

DAQ 6024E board allows signal acquisition into $\pm 10\text{VDC}$ limits. It's obviously that we need an intermediate electronic board to adapt the real acquired signals to the specified interval ($\pm 10\text{VDC}$), with suitable scan factors. The board admits the independently scanning for each channel.

The two application's windows are described in figure 2 and figure 5. In the program we used many specific functions:

- every channel has its own configuration;
- the operator can select one of the following operations: acquisition, visualization or saving the acquisitioned data in a specific file (figures 2, 3 and 4);
- various possibilities for changing the parameters (scaling factors for each channel, delay factors on the OY axis for each channel, zoom, the used program's memory size, the scan rate, the channels number for reading and displaying, the cursor for reading the exact acquisitioned values);
- operator can process through meaning or filtering the waveforms with another proper program (we use the arithmetical mean, with a setted number of points) – is not this paper purpose.

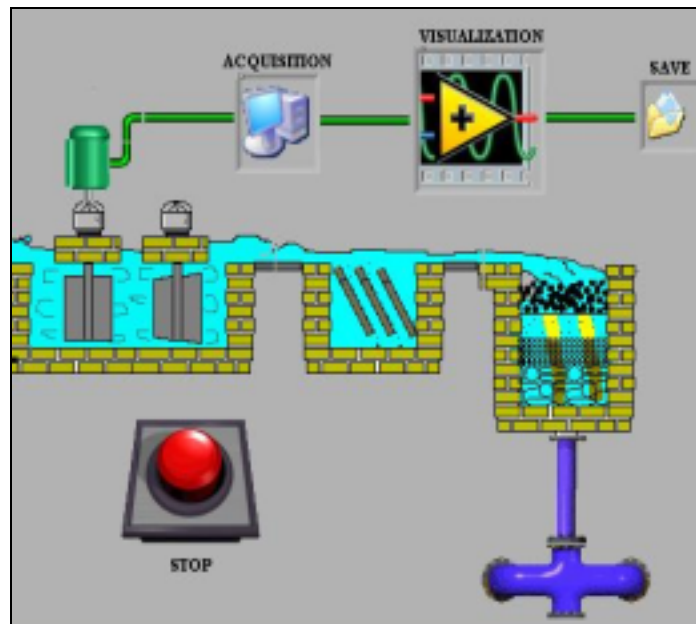


Fig. 2. The Main Front Panel

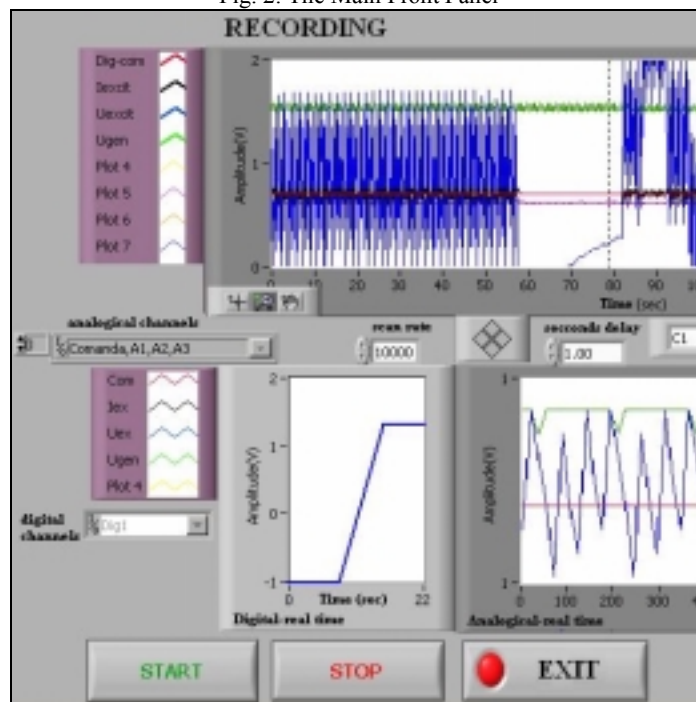


Fig. 3. The Front Panel - Acquisition

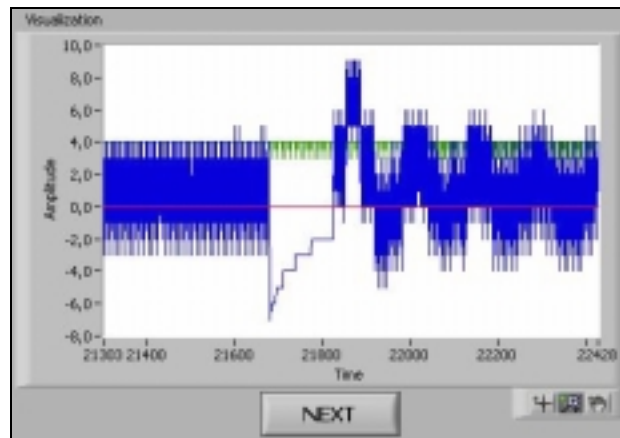


Fig. 4. The Front Panel - Visualization

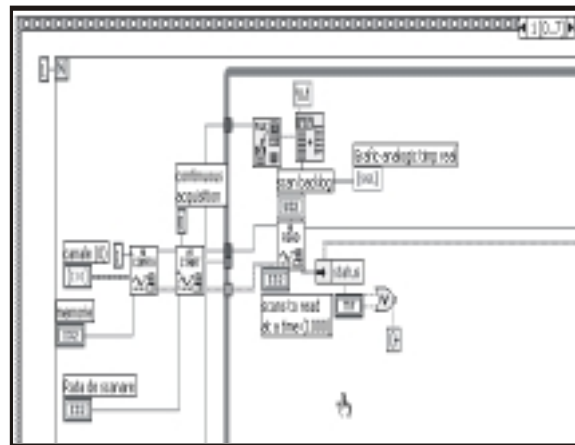


Fig. 5. Bloc Diagram

Data can be displayed in two different ways: in real time (one second constantly updated) and historically (displaying the entire interval ordered by the user). Data reading is made as long as the program goes on.

Data reading is permanent, but data recording has a controlled Start/Stop, given by the operator or presetted. This is a way to avoid a useless loading of memory or even an overcharge of hardware system. The diagrams allow to simultaneously displaying all channels for reading or only a few of them after selection.

The utility of this program is the possibility to use it for tracing and visualization of electrical quantities, any deviation from the normal behavior is unliked and it must be eliminated without any delay. (Example: hydroelectric power stations, power stations – the entire national circuit of electrical and terminal energy).

The possibility of changing the principal parameters, which interfere in the acquisition and in the recording, and also the filtering of the data are very important program performances. We can print all acquired diagrams.

An example of acquisition is the waveform for the current and the voltage obtained at the output of one phase rectifier with a specific load: resistive load (R); inductive-resistive (RL); resistive load and a DC voltage supply (RE); resistive-inductive load and a DC voltage supply (RLE).

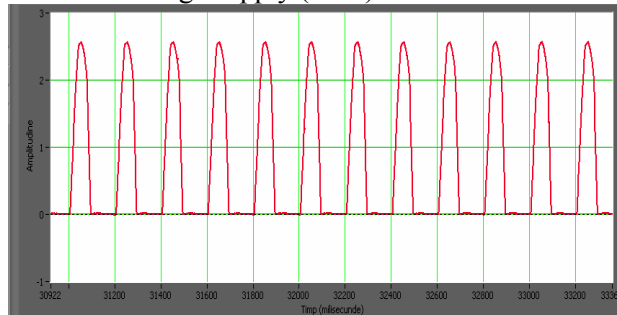


Fig.6. The dropping voltage in case of resistive load for one phase rectifier.

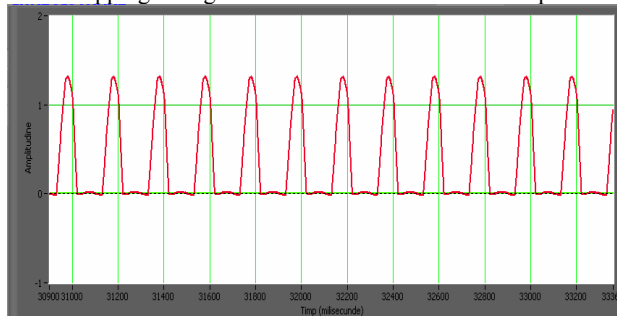


Fig.7. The current in case of resistive load for one phase rectifier.

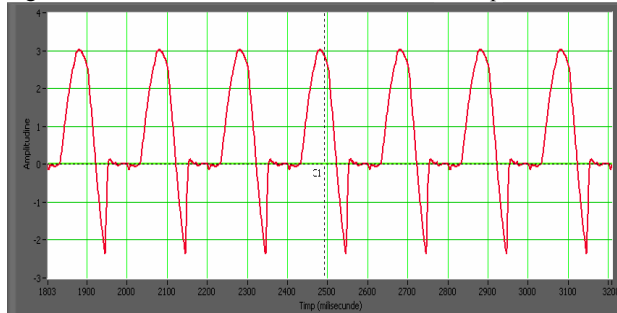


Fig.8. The dropping voltage in case of resistive-inductive load for one phase rectifier.

7

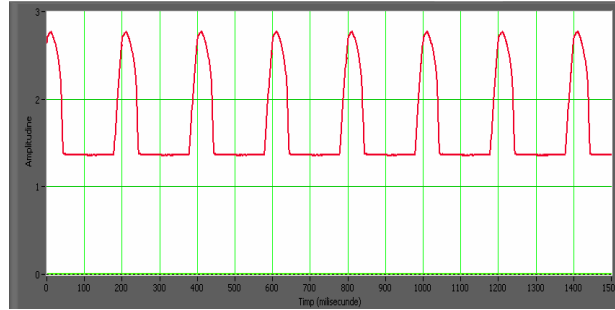
LOW LEVEL CURRENTS AND VOLTAGES MEASUREMENTS

Fig. 9. The dropping voltage in case of resistive load and DC voltage supply for one phase rectifier.

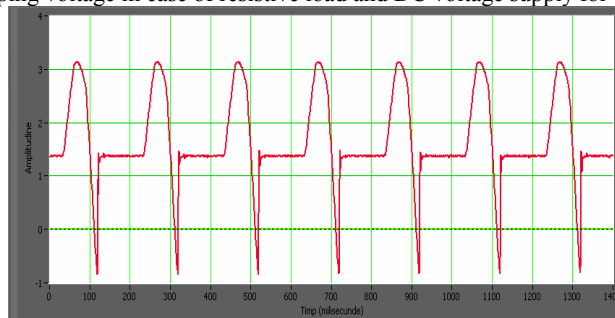


Fig. 10. The dropping voltage in case of RLE load for one phase rectifier.

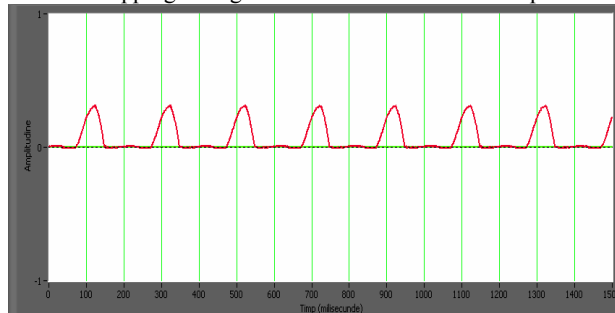


Fig. 11. The current in case of RLE load for one phase rectifier.

4. CONCLUSIONS

The signal is a physical quantity or quality and it takes with him some specified information. For the numerical computation data are transformed first into analogical signals using transducers and than into numerical signals using data acquisition systems. The operation made from the numerical computing systems upon the resulted numerical signals from the acquisition can be: filtering, frequency domain representation, classification, and identification. It obtains computing numerical signals, which contained informations about physical

processes. These informations can be used for memorizing, communication or control.

The numerical computing techniques are limited from the maximum frequency for analogical input signals and also from numerical computed speed point of view. In an application these limitations are depending on the characteristics data acquisition system, on the work speed of the numerical computing systems and on the numerical computing algorithm's complexity.

There are applications in which a real time data computing is demanded; it means that the computing algorithms are correlated with the data access speed. Because of the time axis discretization the analogical signals become discrete. The signal becomes discrete if we will also divide the OY axis.

We are interesting in these requirements because the final purpose of this research paper is to simulate an industrial process, in the aim to know it better, to control and to predict it.

The useful signal, representing the physical phenomenon or system's behavior, is mixed with perturbations, at acquisition and through the transmission channel. The discretization introduces a noise too.

Noise is often a consideration when making virtually any type of electronic measurement, but noise problems can be particularly severe when making low level measurements. Thus, it is important that noise specifications and terms are well understood when evaluating the performance of an instrument. Significant errors may be introduced into low level measurements by offset voltage and noise sources that can normally be ignored when measuring higher signal levels. Noise sources include Johnson noise, magnetic fields and ground loops. An understanding of these noise sources and the methods available to minimize them is crucial to making meaningful low voltage measurements.

The perturbations and noises are continuous time phenomena, like the useful signals. Between them is a subjective difference, the specialist's point of view. Because of the high mathematical level, it is hard to analyze and to separate them.

The virtual instrumentation utilization advantages are decreasing the expenses with new instruments (the system acquisition price, the expenses with the development and the maintenance) and increasing performances (flexibility, reutilization, and reconfiguration). Low prices and high performances are the desired qualities customers expect from their delivers.

REFERENCES

1. F. Cottet, O. Ciobanu, *Bazele Programării în LabVIEW*, Ed. MatrixRom, Bucharest, 1998.
2. V. Maier, C. Maier, *LabVIEW în Calitatea Energiei Electrice*, Ed. Albastră, Cluj Napoca, 2002.
3. *LabVIEW User Manual*, National Instruments, January, 1998.
4. D. Stanomir, *Semnale și Sisteme Analogice*, Ed. Politehnica, Bucharest, 2002.
5. *Low Level Measurements Handbook*, Keithley, 2002.

SISTEM DESTINAT PROCESULUI DE RECUNOAȘTERE A VORBIRII

Anne Marie DUMBRAVĂ

Universitatea "Politehnica" din București, Spl. Independenței 313, 060042, București;

dumbr_anne_marie@k.ro

Abstract

Lucrarea își propune să trateze din punct de vedere tehnic și teoretic o alternativă mai eficientă la sistemele de înregistrare în timp real în scopul de prelucrare și expertizare vocală. Astfel, sunt prezentate o serie de puncte de vedere teoretice și practice despre modalitățile de procesare a semnalelor audio cu descriere unor posibile aplicații care pot fi dezvoltate utilizând sistemele digitale de achiziție și procesare.

Testele efectuate pe un PC standard, utilizând pe rând și, apoi, concomitent, de la una la 4 plăci de achiziție audio Delta1010LT, au dus în final, la înregistrarea semnalelor audio pe toate cele 24 de canale. De asemenea, materialul audio obținut poate fi înregistrat, prelucrat și stocat pentru a fi redat apoi într-o formă cât mai clară și ușor de utilizat în diverse scopuri ulterioare.

1. INTRODUCERE

Recunoașterea vorbirii și identificarea vocală devin din ce în ce mai mult tehnologii populare în societatea de astăzi. Pe lângă faptul că are un cost ridicat și aduce un venit considerabil în toate cazurile în care este folosit, sistemul de recunoaștere a vorbirii se adresează unei mari varietăți de utilizări și implementări. Aceste implementări se întind de la domeniul securității până la tendința sigură de creștere a productivității. Prin fixarea atenției asupra tehnologiei și a companiilor care manevrează sistemele actuale de recunoaștere vocală și de identificare, putem învăța din implementările actuale și să stabilim tendințele viitoare.

De cele mai multe ori recunoașterea și verificarea vorbirii sunt procese de antiteză, prima etapă în acest traseu fiind recunoașterea. Există procese care au ca efect recunoașterea vorbirii, aceste procese fiind evidențiate în figura. 1.1.

Pentru o mai bună înțelegere a procesului de recunoaștere a vorbirii, voi exemplifica fiecare din componentele acestei figuri, astfel:

- analiza acustică este metoda prin care se extrag parametrii auditivi;
- analiza fonetică este metoda prin care ies în evidență caracteristicile sunetelor;
- analiza sintactică este metoda prin care se analizează conținutul sintactic al unui cuvânt pe baza cuvintelor exprimate în prealabil;

O metodă de recunoaștere poate fi evaluată din mai multe puncte de vedere diferite, cu surse de cunoaștere care pot comunica în diferite moduri. Sursele de cunoaștere au înglobate în structura lor următoarele particularități: accentul și intonația vorbirii (prozodie), înțelesul cuvintelor și al frazelor (semantică), modele de sunete de vorbire (lexic), caracteristicile sunetelor de vorbire (fonetică), contextul conversației (pragmatică).



Fig. 1.1. Descrierea procesului de recunoaștere a vorbirii

2. PREZENTAREA SISTEMULUI

Încercările au fost făcute pe un PC PIV la 1,6 GHz și 128 Mb de RAM, folosind în prealabil o singură placă Delta 1010LT și apoi o serie de 2, 3, 4 astfel de plăci, simultan. Software-ul folosit a fost CoolEdit Pro, metoda pe care această placă o permite fiind cea multitrack, adică înregistrare și redare pe mai multe canale de intrare ale plăcii. Placa Delta1010LT sincronizează în mod inteligent începutul și sfârșitul înregistrării de-a lungul tuturor componentelor audio din unitatea calculatoarelor.

Când se utilizează aplicații software capabile să lucreze pe mai multe canale simultan, trebuie aleasă opțiunea „Single and In Sync” (o singură placă cu intrări sincronizată) pentru a permite tuturor canalelor audio să facă playback și/sau să înregistreze în același timp. Există de asemenea și opțiunea „Independent” pentru a permite canalelor audio să lucreze în mod independent una de cealaltă. În cazul în care se dorește sincronizarea a două sau 4 plăci Delta 1010LT, se va selecta opțiunea „Multi card Sync” și pe plăcile următoare.[4]

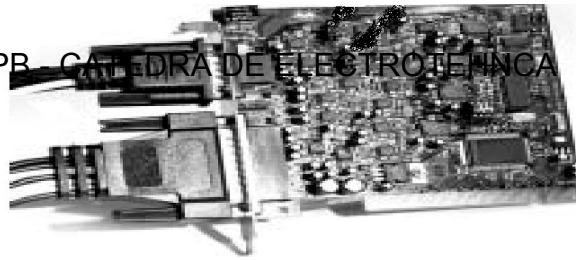


Fig. 2.1. Placa Delta 1010LT

Placa Delta 1010LT PCI are un mixer digital audio construit în chip-controller-ul său care permite intrarea semnalelor audio digitale de la toate mediile audio externe, le mixează cu o precizie internă de 36 de biți și apoi stochează produsul finit în destinațiile anterior stabilite.

Cablul de conectare al plăcii de achiziție este format din: 7.cablu conector; 8.intrări analogice care preiau semnal audio de la o varietate de surse externe; 9.ieșiri analogice care duc semnalul audio spre o varietate de ținte externe; 10.intrări analogice și fiecare dintre ele se mai numesc XLR-mamă. [4]



Fig. 2.2. Cablu de conectare pe placă

Ieșirile plăcii pot prelua semnal audio de la diverse surse externe sau de la surse hardware cum ar fi intrări analogice și digitale sau de la un mixer de monitorizare. Această caracteristică face ca placa Delta 1010LT să fie flexibilă pentru accesarea și monitorizarea oricărui format de fișier audio.

Pentru o funcționare normală, întregul sistem Delta 1010LT este mereu sincronizat la un singur ceas (master clock). Odată ce ceasul sursă a fost selectat, starea sa de sincronizare este monitorizată în mod continuu și afișată sub butoanele de radio ale ceasului master.

Placa prezintă o componentă Mon. Mixer care permite înregistrarea stereo direct de la mixerul digital monitor construit în interiorul plăcii.

De asemenea, placa Delta 1010LT a fost atent proiectată pentru a minimiza numărul de resurse consumate. Oricum, posibilitatea de conflict a resurselor încă există

Mediul multitrack al acestui software permite plasarea oricărui număr de forme de undă în diferite înregistrări pentru procese de playback simultane. Pentru că se poate edita, adăuga și extrage formele de undă din mediul multitrack, CoolEdit Pro trebuie în mod constant să observe schimbările din sesiunea multitrack, cum ar fi o formă de undă mutată sau ștearsă, o schimbare de volum sau un nou material înregistrat. [2]

3. TESTĂRI ȘI DETERMINĂRI EXPERIMENTALE

Opțiunea *Sample Rate* a soft-ului CoolEdit Pro permite ca fișierul audio să fie încărcat la orice rată a eșantionului care este suportată de placa audio a calculatorului. Acest lucru nu va converti datele din fișierul audio la o nouă rată a eșantionului, singurul lucru care se schimbă, fiind viteza de playback, nu informația în sine. Dacă se alege o rată de eșantionare mărită, CoolEdit Pro va face redarea sunetului sub forma unui segment audio lărgit. O rată de eșantionare scăzută va determina un segment de sunet micșorat, acest lucru determinând un fișier de redare mult mai mic.

Rata de eșantionare determină numărul de timpi pe secundă necesari pentru a face o captură de segment audio. Frecvențele de până la jumătatea ratei de eșantionare pot fi obținute automat, așa că pentru a reproduce o frecvență de 10Khz, trebuie aleasă o rată de eșantionare de cel puțin 20Khz. Ratele de frecvență cele mai uzuale sunt următoarele: 8,000Hz pentru calitatea telefonului; 11,025 Hz-calitate scăzută AM Radio; 16,000 Hz compromis rezonabil între 11 KHz și 22 KHz; 22,050 Hz calitate apropiată de FM Radio; 32,075 Hz mai bună decât calitatea FM Radio (anumite plăci suportă 32,000); 44,100 Hz calitatea CD; 48,000 Hz calitatea DAT.



Fig.3.1 Alegerea ratei de eșantionare

Pentru a începe înregistrarea, trebuie alese canalele de intrare ale plăcii. Acest lucru se face din fereastra **Settings** a aplicației **Cool Edit Pro**. În figura 3.2 se prezintă configurația pentru placa Delta 1010LT. Pentru fiecare din mediile audio externe și pentru fiecare din ele se deschide câte o fereastră a soft-ului CoolEdit Pro.

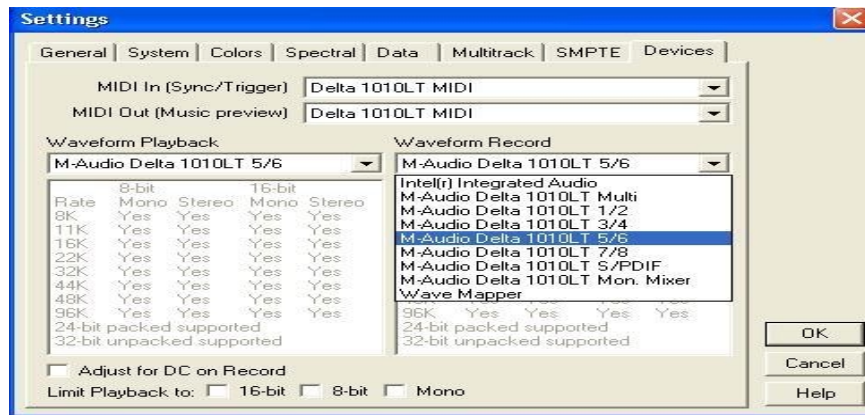


Fig. 3.2 Canalele de ieșire și de intrare ale plăcii Delta 1010LT

În Fig.3.3 se observă captura unei înregistrări pe un singur canal. Porțiunea verde este forma de undă a segmentului audio care este înregistrat. Mai apoi, acesta poate fi salvat în fișiere audio sub diverse formate: .wav, .au, .snd, .vce, .pcm.



Fig.3.3 Segment de fișier audio înregistrat pe o singură placă

Prin metoda multitrack se fac înregistrări în timp real utilizând mai multe canale, după cum se observă în Fig. 3.4. La ieșirile $\frac{1}{2}$ și $\frac{3}{4}$ ale plăcii Delta 1010LT au fost conectate surse externe audio. În prealabil se vor stabili parametrii de înregistrare, după cum urmează: fișierul unde va fi salvat segmentul audio, mărimea acestuia, durata înregistrării.

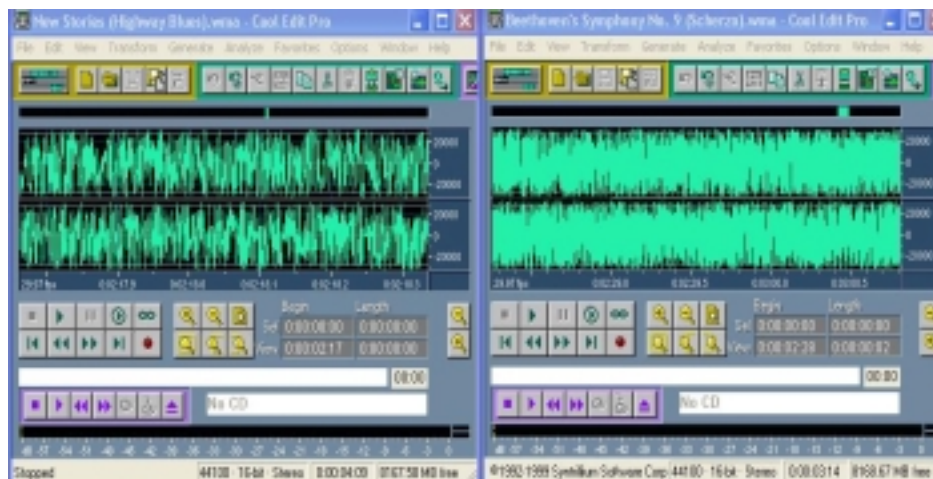


Fig. 3.4 Porțiuni audio înregistrate pe două canale în timp real

Metoda multitrack ușurează munca utilizatorului unei astfel de plăci, prin faptul că poate înregistra în același timp, de la mai multe medii externe audio, obținând segmente audio care pot fi apoi prelucrate în funcție de scopul și destinația acestora.

IV. CONCLUZII

Ca și concluzii imediate, putem vorbi despre confirmarea faptului că această placă poate înregistra în timp real pe mai multe canale prin metoda de „multitrack”, folosind un software compatibil, de tipul CoolEdit Pro.

De asemenea, materialul audio obținut poate fi înregistrat, stocat și prelucrat pentru a fi redat apoi într-o formă cât mai clară și ușor de utilizat în diverse scopuri ulterioare.

S-a observat că placa poate procesa semnale de sunet codate, folosind pentru aceasta doar un DVD și mai are un mixer digital audio construit în chip-controller-ul său care mixează semnalul audio cu o precizie internă de 36 de biți, fapt ce o face flexibilă pentru accesarea și monitorizarea oricărui format de fișier audio.

În viitor se vor analiza mai amănunțit caracteristicile acestei plăci și cu ajutorul unor pachete software de prelucrare a semnalului se va elabora o lucrare aprofundată bazată pe recunoașterea și verificarea vocală.

VI. Referințe

- [1] J. C. Maxwell. *A Treatise on Electricity and Magnetism*, Clarendon Press, London, 1892.
- [2] Stolojanu G., *Metode de estimare a frecvenței fundamentale, Sesiune de comunicări*, Secția de Științe Tehnice a Academiei, București, 1984.

- [3] Stolojanu G., *Tendințe în prelucrarea semnalului vocal în comunicațiile prin voce*,
Simpozionul I.E.E.E. Sistem de comunicații mobile, Academia Tehnică Militară,
București, mai 1995.
- [4] *Delta 1010LT Manual*
- [5] www.cse.scu.edu/~jholliday/COEN150W05/Projects/Voice%20Biometrics.doc.

ALGORITHMS FOR SPEED AND STRECH CONTROL OF THE MAIN DRIVES OF AN STRECH-REDUCING TUBE MILL

Dorian MACREA

SC IPROLAM SA, Negustori 23, Bucharest, Romania: dorian.macrea@iprolam.ro

Costin CEPISCA

Politehnica University, Spl.Independ.313, Bucharest, Romania

Abstract. This paper shows the drive solution, the speed references calculation and the automatic control of all speeds range for the assembly of the 24 stands belonging to a stretch-reducing mill for seamless pipes. The correlation between the speed control and the stretching control of the rolled pipe is also shown. The experimental results are real data associated to the most recent project that has been executed at a seamless pipe plant in China.

1 Introduction

The concept of common drives of the stands using distribution and differential gear-boxes represents a flexibility limitation of the performances of the mill but using it we can sensibly reduce the costs of the drives [1], [2]. Therefore, when we are designing rolling mills of this type, we have to study carefully the necessity and the utility of choosing individual drives for each stand or common drives [3].

If we are using a common reducer driven using main and overlapping drives the rotating speed ratios are changing simultaneously at all stands by control of the rotating speed at both (or one of the two) motors and maintaining the ratios for the rotating speeds of the rolling stands as been established by designing of the gears. Thus, in this drive system we can change only the speed average or the stretching average, but not the distribution of the deformation values in the individual sequence of the stands [4], [5].

If we may give up the advantages of the individual speed control on the pipe deformation and if we except a larger slipping between the rolls and the rolled material (a current status at easier rolling programs) we could accept a common drive with distribution and differential gears [6], [7].

2 Electromechanical drive solution

2.1. Speed control

The 4-motor drive consists of two drive groups which are mechanically separated from one another and, therefore, allow effective crop end control (CEC) even with close sequences of tubes. For this purpose, the entry mill stand group features exceptionally high gear ratios to obtain particularly large elongations (Figure 1). The roll speeds for stand position (i) are calculated as,

In the entry side drive group:

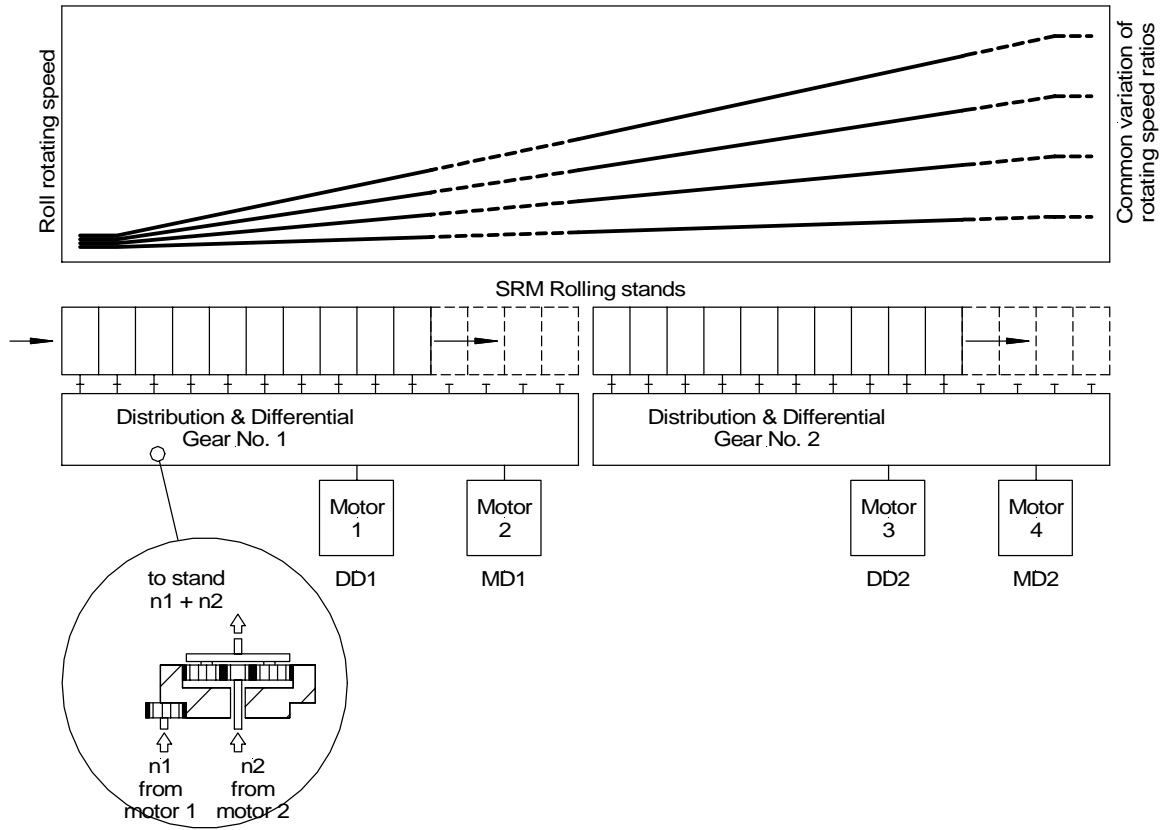


Figure 1: Schematic for SRM with Common Drive with Distribution and Differential Gears

$$Roll\ speed(i) = \frac{IGRSMD(i) * ISMD1}{IGRMD2} + \frac{IGRSDD(i) * ISDD1}{IGRDD1} \tag{1}$$

With respect to the drive group on the run-out side:

$$Roll\ speed(i) = \frac{IGRSMD(i) * ISMD2}{IGRMD2} + \frac{IGRSDD(i) * ISDD2}{IGRDD2} \tag{2}$$

The basis speed curve is characterized by high gear ratios in the entry drive group to enable positive differential gear action also in this area, i.e. identical direction of rotation of both basic and differential drives.

During the steady-state phase of the rolling process, the basic drives of this system run at identical speeds while the differential drive units operate at exactly synchronized speeds. The speeds are related by the following term:

$$\frac{ISDD1}{IGRMD} = IKM * \frac{ISMD2}{IGRMD2} + IKD * \frac{ISDD2}{IGRDD2} \tag{3}$$

$$\frac{ISMD1}{IGRMD1} = ICF * \frac{ISMD2}{IGRMD2} \tag{4}$$

whereby IKM and IKD are constants. The motors are synchronized automatically in the basic automation system.

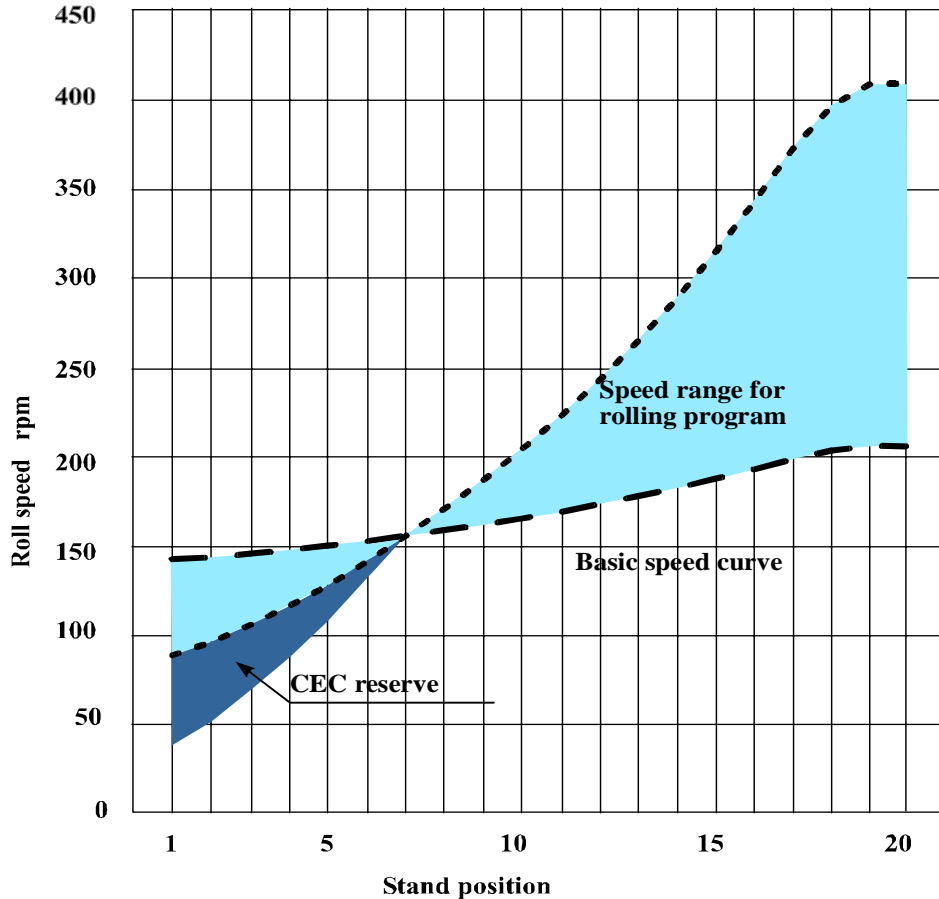


Figure 2 : Speed diagrams of the tandem differential drive

2.2 Strech control

The motor speeds at changes in elongation are calculated with the rotational speed values resulting from the calculation of the changes in speed. This method ensures that the operator can effect a change in elongation by means of a change in speed, if necessary, if motor speed limits are reached with no change in speed. One input value is used for the change in elongation.

Input range: -100 ... +100%
 Standard: 0 % (in rolling program)

Calculation: Conversion of the entered value P:

$$PS = 1 + P / 100 * P_{max} / 100 \tag{5}$$

with P_{max} as internal limiting value, e.g. 20% in the actual project.

The following calculation results in a “pivoting” of the speed diagram with the pivot point $IPSPP$ (Figure 2). One stand position is defined as the pivot point: $IPSPP = IPSI$.

This has the effect that the entry speed and thus the throughput of material remain more or less constant.

Each gearbox is assigned to one motor. A characteristic value which is determined together with the rolling program, determines the gear stage (0 or 1). The corresponding gear ratios are indicated in the Table 1.

Further calculation of new motor speeds: $IGRMD$ $I=1$ or gear ratio of the switching step chosen. The same is to be applied for $IGRMD2$, $IGRDD1$ and $IGRDD2$. For calculation reasons we define the variables $X=IKM$ and $Y=IKD$.

Table 1

		Gear ratio			
		$IGRMD1$	$IGRDD1$	$IGRMD2$	$IGRDD2$
Gear stage	0	1	1	1	1
	1	1	1	1	1

If only the stand group on the inlet side is occupied by roll stands and the drives on the run out side are not used to drive guide stands etc. the following applies:

$$ISMD2 = \frac{ISMD1}{IGRMD1} * IGRMD2 \quad \text{and} \quad X=0 \quad Y=1 \tag{6}$$

Final calculation of new motor speed:

$$OSDD1 = \frac{UAV * \left(\frac{ISMD1}{IGRMD1} + \frac{ISDD1}{IGRDD1} * IGRSDIGRSMD \right)}{IGRSDDIGRSMD * UAV + ZMW * ICF * IGRSSDD(IPS1) - YRAP * ICF * IGRSDD(IPSF) * IGRDD1} \tag{7}$$

$$OSMD1 = \frac{\frac{ISMD1}{IGRMD1} + (ISDD1 - OSDD1)}{(IGRDD1 * IGRSDDIGRSMD)} * IGRMD1 \tag{8}$$

$$OSDD2 = \frac{YRAP * \left(\frac{ISDD1}{IGRDD1} \right) - XY * \left(\frac{OSMD1}{IGRMD1} \right)}{(ICF * IGRDD2)} \tag{9}$$

$$OSMD2 = \frac{\left(\frac{OSMD1}{IGRMD1} \right)}{ICF} * IGRMD2 \tag{10}$$

After every calculation of a motor speed, limit values are checked and corrected accordingly. The change in inlet and outlet speed can be calculated with the basic equation:

$$IS = G * AJ + IOS \tag{11}$$

with:

- IS - Inlet or outlet speed after change in elongation [m/s];
- G - Gradient relationship of inlet or outlet speed [(m/s)/%] (in Rolling program);
- AJ - Adjusted input value P [%];
- IOS - Inlet or outlet speed at default settings of the motors [m/s].

If only the stand group on the inlet side is occupied by roll stands and the drives on the run-out side are not used to drive guide stands, the following applies: $OSDD2 = 0$, $OSMD2 = 0$.

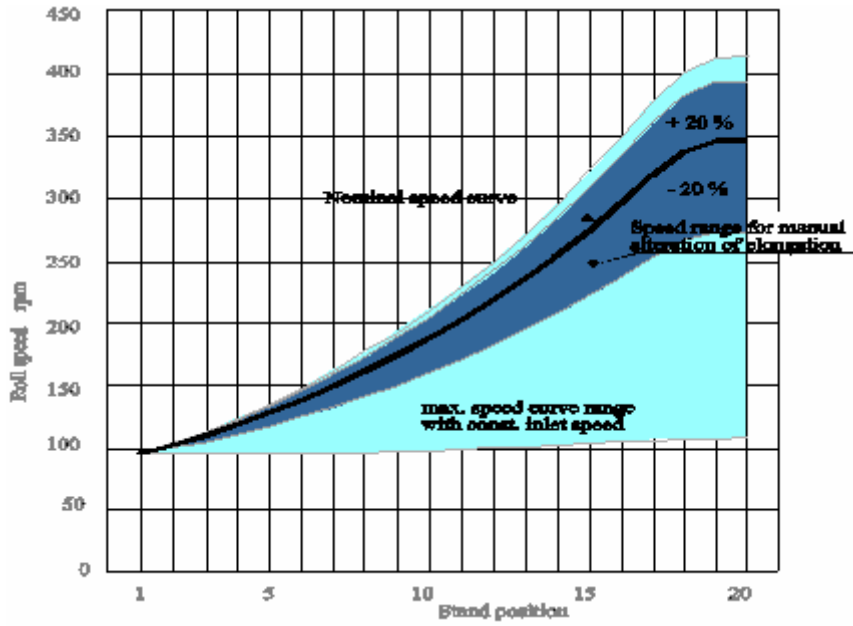


Figure 3: Speed diagram ranges.

3 Experimental results

Table 2

Motor speeds:

	MD1	OD1	MD2	OD2
Nominal	970.74	503.42	970.74	913.10
P = 100%	1076.64	473.76	1076.64	1142.83
P = - 100%	864.83	533.07	864.83	683.37
	ve[m/s]	va [m/s]		
Nominal	1.13	7.35		
P = 100%	1.16	8.81		
P = - 100%	1.10	5.89		

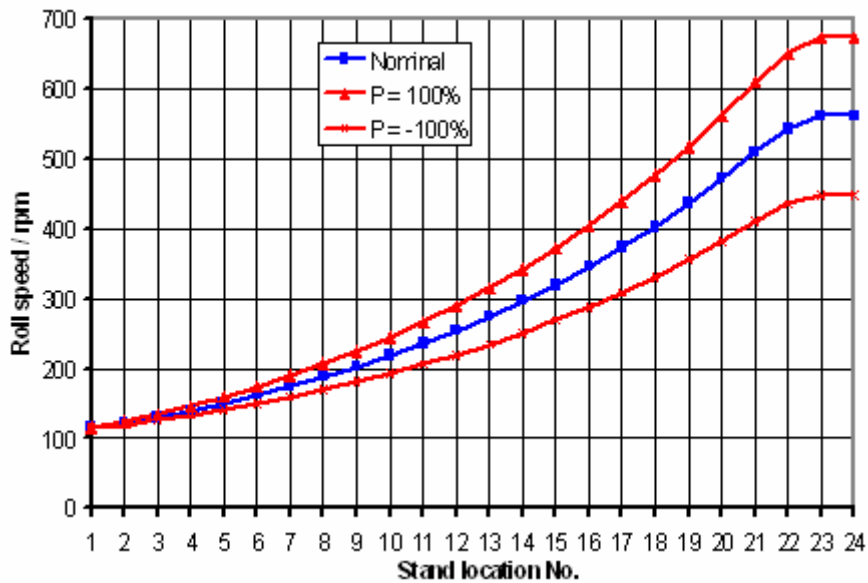


Figure 4: Experimental speed diagram

References

- [1] Pehle H., Process Management System for Streck-Reducing Mills, Ed. MDM-MEER 1991.
- [2] Thieven P., Untersuchungen zur Innenpolygonbildung beim Streck-reduzierung von Rohren, *Stahl und Eisen Revue*, Nr.8/1996, p. 119 –126.
- [3] Macrea D., Florea N., Tudor Gh., Considerations and Achievements in the Field of Process Control of Tube Rolling Mills, *National Conference for Metalurgy*, Bucharest, 29-30 September 1997.
- [4] Pehle H., J., Eicholz H., *Technologische Grundlagen und Entwicklungen des Streckreduzierens von Rohren*, Ed. MDM-MEER 1998.
- [5] Manig G., Muehle U., Rueckert G., *Quality Management in Tube Production with Online Measuring and Control Systems*, Ed. Mannesmannrohren-Werke Sachsen GmbH 1998.
- [6] Macrea D., Florea N., Loghin M., Control and Measuring System for the Rolling Gap at a Continuous Mill, *International Conference for Metrology and Measuring Systems METSIM'2002*, Bucharest 27-28 June 2002.
- [7] Macrea D., Cepisca C., Measuring System and Method of the Dimensions and Shape for Big Diameter Welded Pipes, *TheInternational Symposium "Advanced Topics in Electrical Engineering" -ATEE 2004*, Bucharest 25-26 November 2004.

PROGRAM VARIABLES

<i>IKM, IKD</i>	Rolling mill constants. The values are determined when drawing up the rolling program.
<i>ISMD1</i>	Speed of the basic motor of the inlet side drive group
<i>ISDD1</i>	Speed of the differential drive motor of the inlet side drive group
<i>ISMD2</i>	Speed of the basic motor of the outlet side drive group
<i>ISDD2</i>	Speed of the differential drive motor of the outlet side drive group
<i>IPSPP</i>	Stand position number of the pivot point
<i>IPSI</i>	Stand position number of the initial pass stand
<i>IPSF</i>	Stand position number of the final stand
<i>IGRSMD(i)</i>	Gear ratio at stand position "i" of the basic drive
<i>IGRSDD(i)</i>	Gear ratio at stand position "i" of the differential drive
<i>ICF</i>	Correction factor with unequal speed ranges of the basic motors
<i>IGRMD1</i>	Gear ratio of basic motor 1
<i>IGRMD2</i>	Gear ratio of basic motor 2
<i>IGRDD1</i>	Gear ratio of differential drive motor 1
<i>IGRDD2</i>	Gear ratio of differential drive motor 2
<i>OSMD1</i>	Speed of the basic motor of the inlet side drive group
<i>OSDD1</i>	Speed of the differential drive motor of the inlet side drive group
<i>OSMD2</i>	Speed of the basic motor of the outlet side drive group
<i>OSDD2</i>	Speed of the differential drive motor of the outlet side drive group

Modular Digital Magnetic Recording Channel Software Simulator

P. M. PUTINICĂ, St. STĂNCESCU

*University POLITEHNICA Bucharest,
Iuliu Maniu 1-3 Blvd., Bucharest, ROMANIA*

Abstract. Software simulations are presented for the magnetic and optical recording channels that illustrate the performances, measured in bit error rate (BER) dependence by signal to noise rate (SNR) characteristics of recording digital sequences, calculated for equalized partial response channels followed by Viterbi detection versus decision feedback equalization followed by fixed depth tree search detection (FDTS) and classical methods. A software simulator is used, specially designed to assist signal-processing stages in magnetic and optical recording channels. The simulator includes the concept of partial response channels, adaptive and decision feedback channel equalization and detection algorithms, applied to new and classical methods of recording. BER characteristics are simulated for peak detection/Viterbi/FDTS algorithm, classical/PR4/EPR4/E2PR4/DFE recording channels, with/without equalization.

1. The concept of partial response channel applied to digital recording channels

The basic idea of partial response applied to digital recording channels resides in intersymbol interference ISI combat by accepting it and control it [1]. In view to increase recording densities, adjacent read channel responses to transitions in recording media trend to interact each to other and the ideal single transition shape is degraded randomly, leading to difficulties in considering it as an appropriate transition symbol in detector stages. The partial channel response reside on linear superposition of well known individual symbol shapes so the interference between adjacent transitions can be anticipated and included in detector strategies. Two important modifications are implied to classical channel: the equalization of the response channel to a standard shape and the Viterbi maximum likelihood detector [2]. The equalization favours the ISI control by placing the sampling moments in such positions on response shape that guarantees controlled interference. The Viterbi detector, analyses the received signal shape taking into account the appropriate succession of samples in order to consider a most valuable decision. Partial response channels coupled with appropriate detectors allow for increased density in digital magnetic recording [1]-[3].

A polynomial operator P characterizes the partial response channels that applies to a binary NRZ random initial binary sequence of recording media polarization and convert it to a ternary sequence forwarded to the detector input. The classical channel manifests a $1-D$ polynomial characteristic to express differential action of the media-head interaction, with a single sample in the center of the received symbol. The PR4, first partial response applied in digital magnetic recording channels, has a $(1-D)(1+D)$ characteristic, where the $1+D$ factor designs the two symmetric samples on the equalized symbol response (1, 1 sequence, shown in figure 1). Increasing $1+D$ factors to 2 in the P expression leads to EPR4 (Extended Partial Response 4) channel, with three samples per symbol (two symmetric $\frac{1}{2}$ amplitude samples and one central full amplitude sample – 1,2,1 sequence, shown in figure 2) and E2PR4 for $(1-D)(1+D)^3$ will have two unequal peers of symmetric samples in 1,3,3,1 sequence (figure 3).

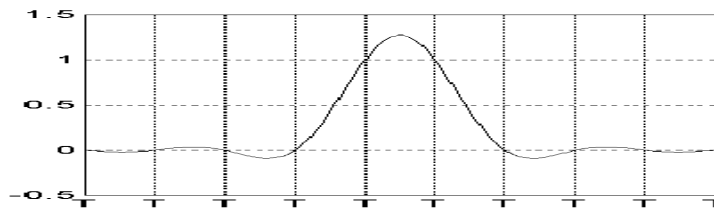


Figure 1: Equalized PR4 pulse shape.

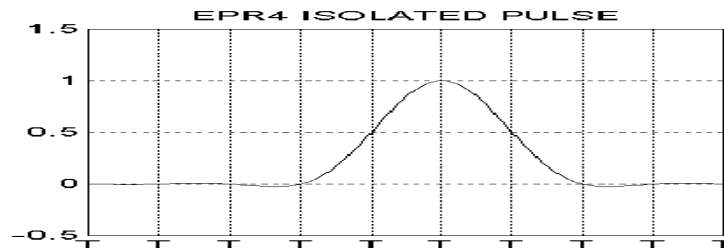


Figure 2: Equalized EPR4 pulse shape.

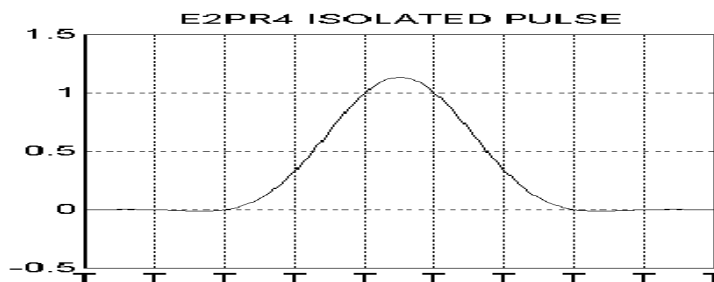


Figure 3: Equalized E2PR4 pulse shape.

2. General principles of decision feedback equalization

The main idea of decision feedback channels is to cancel intersymbol interference (ISI) using a feedback circuit. This approach is different from partial response channels, where the input readback pulse is equalized to a target waveform.

The signal from the isolated transition appears before the head actually travels over the transition center, as shown in figure 4. This part of the signal is called a precursor ISI. The tail of the signal extending after the transition location is referred to as a postcursor ISI.

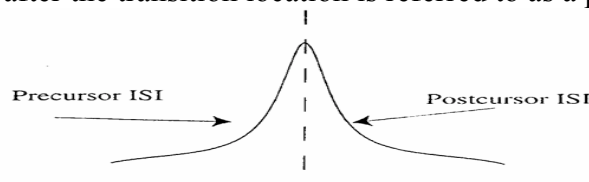


Figure 4: Precursor and postcursor ISI. [1].

To cancel ISI with a feedback circuit, the ISI should be causal, but since the precursor ISI occurs before the transition centre we can't cancel it with a feedback circuit. Therefore, the first step in DFE channels is to minimize the precursor ISI and to translate the pulse energy into

the postcursor time domain. This operation can be done with a simple linear filter which will subtract the delayed voltage pulse $p(t-\tau)$ by the attenuated original pulse original pulse $\alpha p(t)$. Once the precursor is removed, the postcursor can in principle be removed with a feedback loop, if the presence of the transition can be somehow detected. The main concept of DFE channels [4] is to remove the precursor ISI and the postcursor ISI separately while detecting the transitions. The channel has two different equalizers: the forward equalizer that removes precursor ISI, and the feedback equalizer that removes the postcursor ISI. Once a signal comes to the feedback loop, the presence or absence of a transition has to be determined with a certain decision rule. If a transition is detected correctly, a binary "1" is fed into the feedback filter and the postcursor is subtracted from the input signal. If no transition is detected, a binary "0" is fed into the feedback filter, and the incoming signal is unaltered. A threshold or simplified Viterbi (FDTS) detector usually completes a typical DFE channel.

3. Recording channel structure model

A classic magnetic recording channel structure model includes a pre-processing of the write signal, the magnetic head – media interface and the read channel and the more complex read channel, where first the analogue read signal is processed, then samples of the received shape are further processed in digital form. The noise affects the data mostly in the magnetic head – media interface

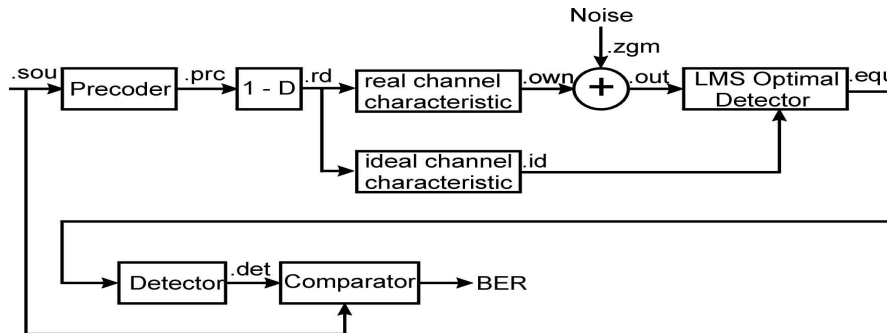


Figure 5: Partial response recording channel structure model

The write channel includes the precoding of data and the digital processing in reading channel includes Viterbi maximum likelihood detector, both with the structure determined by the partial recording model implemented. The precoder block also performs RLL encoding.

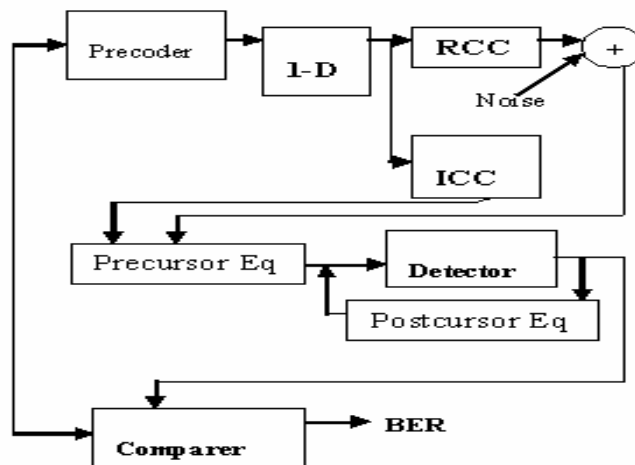


Figure 6: DFE recording channel structure model

For the DFE channel, the same files are used and most of the structural blocks from the first figure are still valid. The only differences are the usage of two equalizers (precursor and postcursor), instead of the LMS equalizer typical for PR channels and the detector, which is typically a threshold or FDTS one, instead of maximum likelihood (Viterbi).

4. The modular structure of the simulation program

The structure of the simulation program follows the channel structures, shown in figures 5 and 6, and is configurable through an interface with the user.

Input / Output module: This part of the program covers the user interface, where the simulation parameters are provided by the user, and the simulation results are stored in files or displayed graphically. The configurable parameters are: the size of the initial random data sequence, the channel type (NRZI, PR4, EPR4, E2PR4, and DFE), the detector type (threshold, Viterbi or FDTS), the equalizer's parameters, the recording density, signal to noise ratio and the type of RLL encoding.

Channel simulation module files: The rest of modules simulate the structure of the real recording channel. Functions in the program simulate phases of the recording process. Data between phases is transferred through files with the signal samples. The file extensions are:

- **.sou** – binary data to be transmitted on the channel;
- **.prc** – the precoded signal before recording;
- **.rll** – the RLL encoded signal before recording;
- **.rd** – the signal generated by the (1-D) simulation of the head;
- **.id** – the signal generated by the ideal channel;
- **.own** – the signal generated by the simulation of the real head;
- **.out** – the signal with noise;
- **.equ** – the equalized samples;
- **.det** – the detected signal;
- **.dec** – the RLL decoded signal after detection.

Precoding: The precoding function is fulfilled before the actual process of recording with the goal to reduce the propagation errors in the detection process. Without precoding, the errors will propagate through the detector. The formulas for precoding are:

a) for NRZI and DFE channel: $(1+D) \bmod 2$; **b)** for PR4 channel: $(1+D^2) \bmod 2$; **c)** for EPR4 channel: $(1-D+D^2+D^3) \bmod 2$. **d)** for E2PR4 channel: $(1-2D+2D^3+D^4) \bmod 2$.

The initial binary **.sou** file will generate **.prc** ternary file. The precoder performs optionally RLL encoding, with RLL (1, 7), RLL (2, 7), RLL (4/5) and RLL (6/7) codes.

Simulation of the ideal and real head: The input data for this module is the **.prc** file. First of all, a simulation of the (1-D) characteristic of the reading head is made and the output is the **.rd** file. This file will be input for the simulation of an ideal channel, meaning (1-D) for NRZI and DFE, $(1-D)(1+D)$ for PR4, $(1-D)(1+D)^2$ for EPR4 and $(1-D)(1+D)^3$ for E2PR4 and the results will be written in the **.id** file. Also, the **.rd** file is input for the simulation of the real analog read channel, which is an ideal (1-D) channel with noise. The read channel analog equalized is implemented as a digital filter with 5 taps for NRZI and DFE, 6 for PR4, 7 for EPR4 and 8 for E2PR4, depending on the sample points for each kind of channel, that equalize the analog shape impulse response to a classical function. There are two kinds of functions who can approximate the channel (Gauss and Lorentz functions). We choose the conventional, well-accepted Lorentz characteristic that approximates better the channel at higher recording densities.

Additive noise: The samples in the **.own** file are added with a Gaussian white noise file (**.zgm**) with a given SNR. A noise generator module integrated in the simulator generates the noise. The corrupted samples result file will be the **.out** file.

Digital adaptive equalization and precursor-postcursor equalization: For equalizing signal in the **.out** file to the PR shape, there are two steps: training and real equalization. The training is done on

a given number of steps and is based on a non-causal version of the LMS algorithm. This algorithm changes filter coefficients with weights obtained by subtracting the ideal samples (.id) from the real ones (.out), for the considered number of steps. After the training the resulting filter processes the .out file, resulting the .equ file. For the DFE channel, the LMS equalizer is replaced by a combined precursor + postcursor equalization mechanism, described in chapter 2.

Detection: This is the final module of the program, where the samples transmitted on the channel are estimated. There are three kinds of detectors: the peak detector, the Viterbi detector and the FDTS detector. The input file is .equ and the results will be written in .det file. BER (Bit Error Rate) will be calculated comparing this file with the initial input file (.sou).

The peak detector is a classic one: if an isolated sample has values between certain margins, will be estimated as information data “0”, otherwise “1”. Simulation states that, at high recording densities, the number of errors signaled by peak detector increase.

The Viterbi maximum likelihood detector is implemented in single stage or two-stage algorithm variants, depending on the channel model, and is based on the survivor selection by LMS distances between paths, at each sample added to the sequence. Practically, the algorithm calculates the path metric, starting from a known state, for each possible trajectory and when two trajectories converge to the same state, it selects the one with a smaller path metric and discards the other. The algorithm stops when only one surviving trajectory is left.

The FDTS detector is a simplified Viterbi detector that provides output after two processing steps, based on a simplified trellis called fixed depth tree. The reduced complexity is compensated by the higher accuracy of equalization in DFE channels.

5. The simulation results

All simulations were performed with the following parameters: 1000 randomly generated samples; 100 training steps; SNR=18 dB (when constant SNR was used); training step: 0.1; Recording density (as defined in [1]) = 2 (when constant density was used). The RLL codes used were RLL (1, 7) with 2/3 code rate and RLL (2, 7) with 1/2 code rate, described in [1].

For DFE channels performance gains are highest when using RLL (1, 7) encoding (figure 7). The MDFE implementation achieves an impressive 50% decrease in BER at densities of over 3.3 over the PRML solutions, while the threshold detector implementation of the DFE channel manages to offer similar performances to the PRML channels, which is quite remarkable considering its relatively reduced complexity. However it must be said that the RLL (1, 7) code isn't quite suitable for high order PRML channels like the EPR4, as shown in [6].

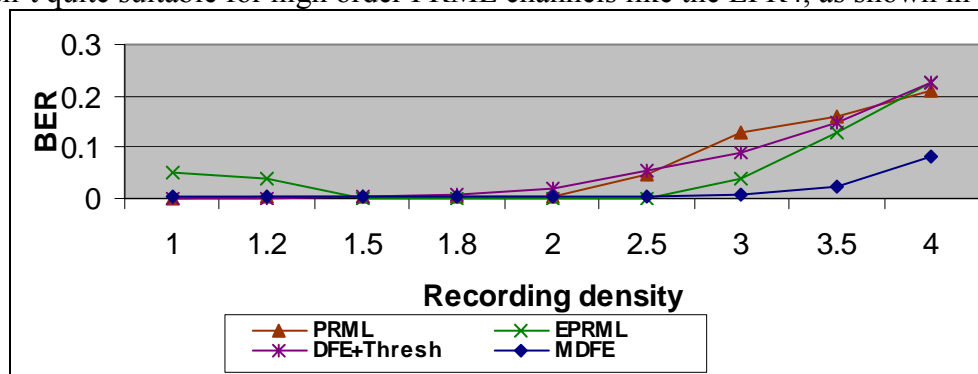


Figure 7: BER versus recording density using RLL (1, 7) encoded bit sequences

Figure 8 shows that the MDFE channel performs very well at low SNR values showing a 5 dB gain compared to the standard DFE channel and achieves similar results with those of the more complex EPRML implementation.

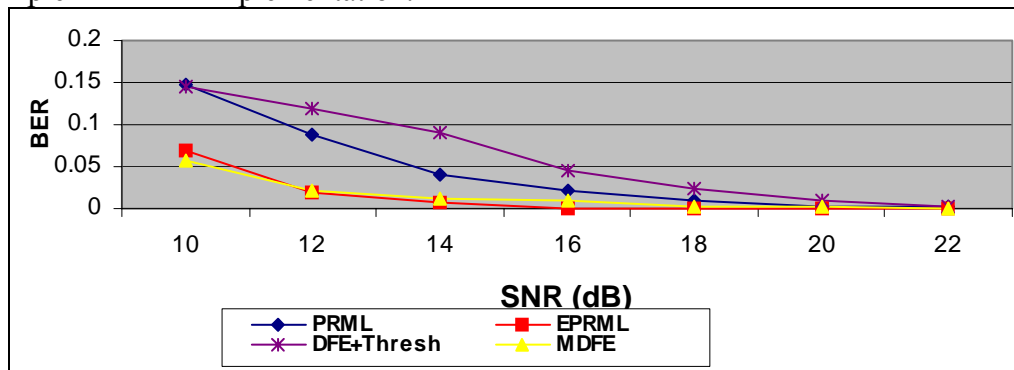


Figure 8: BER versus SNR using RLL (1, 7) encoded bit sequences.

6. Conclusions

Due to its modular structure, the simulator is flexible to measure performances of equalization and detection strategies on classic and partial response (PR4, EPR4, E2PR4) channels and also DFE channels. Presented simulations evidence that the PR channel optimal equalization makes possible a raise of the recording density maintaining the BER in the same limits. Another raise is measured by replacing the peak detector with Viterbi maximum likelihood algorithms based detectors, in view to tolerate the intersymbol interference. In the conditions of the same SNR, a better BER is measured for partial response channels vs. NRZI channels at higher recording densities. Viterbi maximum likelihood detector and partial response optimal equalization improves the general noise immunity of the system. The application also simulates DFE channels with the purpose of revealing the different performances of threshold and FDTS/DF based detectors and also comparing them to the existing PRML solutions. Results show that DFE channels offer better performances especially when combined with FDTS detection and RLL (1, 7) encoding (MDFE). These performances are quite similar and in some cases (at very high recording densities/ low SNR) exceed those of the more complex and more expensive PRML/EPRML implementations.

References:

- [1] Shan X. Wang, A.M.Taratorin, "Magnetic Information Storage Technology", Academic Press, 1999, pages 361-421.
- [2] T. Sugawara, M. Yamagishi, "Viterbi detector including PRML and EPRML", IEEE Trans. on Magnetics, November 1993, pages 4021-4023.
- [3] H.K. Thapar, A.M. Patel, "A class of partial response systems for increasing storage density in magnetic recordings", IEEE Trans. on Magnetics, September 1987, pages 3666-3678.
- [4] V. Yu, Krachkovsky, Yuan X. Lee, G. Matthew, Bin Liu, Maria Y.Lin, R.Wood, "Error Propagation Evaluation for RLL Constrained DFE Read Channels", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 34, No. 1, January 1998.
- [5] Victor Soare, Ștefan Stăncescu, "Modular Partial Response Channel Software Simulator" MeleCon 2000, May 2000, pages 786-789.
- [6] P.M. Putinica, Ș. Stăncescu, "Viterbi Detection Analysis on RLL Encoded Sequences" ICECS 2004, December 2004, pages 551-554.

O METODĂ ELECTRICĂ PENTRU DETERMINAREA TEMPERATURII DE TRANZIȚIE VITROASĂ LA MATERIALE ELECTROIZOLANTE

Florin ENACHE, Gheorghe GAVRILĂ

Academia Tehnică Militară, B-dul George Coșbuc 81-83, 75275, București; florinenache@mta.ro, gravila_g@mta.ro

Abstract. Pentru estimarea duratei de viață a materialelor electroizolante care intră în componența echipamentelor electrice se utilizează îmbătrânirea termică accelerată. Una din cele mai dificile probleme privind îmbătrânirea termică accelerată o reprezintă alegerea domeniului temperaturilor de îmbătrânire pe care se realizează experimentările, astfel încât materialele să nu iasă din starea de stabilitate chimică termică. Temperatura maximă de îmbătrânire trebuie să fie inferioară temperaturii de vitrifiere. Lucrarea prezintă o metodă de determinare a acestei temperaturi prin măsurători de rezistență electrică.

1 Introducere

Materialele electroizolante sunt expuse în timp unui proces complex de degradare, sub influența mai multor factori: căldură, acțiunea câmpului electric, radiații ionizante, solicitări mecanice, etc.. Scopul studiului îmbătrânirii materialelor electroizolante este de a determina durata de viață a acestora, adică a timpului în care o anumită proprietate a materialului electroizolant scade sub o valoare limită.

Determinarea duratei de viață a materialelor electroizolante se face, în general, prin încercări de îmbătrânire accelerată, în cadrul cărora materialul este supus unor solicitări mai severe decât cele nominale.

Estimarea duratei de viață a materialelor electroizolante este necesară pentru orice tip de echipament, dar este imperios necesară în cazul echipamentelor destinate centralelor nucleare electrice.

O problemă delicată în cazul îmbătrânirii termice o reprezintă alegerea plajei temperaturilor de îmbătrânire, așa încât să nu fie depășit pragul de stabilitate chimică termică. Ca urmare, studiul analizei termice în cadrul încercărilor de îmbătrânire termică accelerată este imperios necesar.

2 Considerații teoretice asupra metodei

Stabilirea domeniului temperaturilor de utilizare a materialelor electroizolante și implicit a temperaturilor de îmbătrânire accelerată a acestora este legată de temperaturile tranzițiilor de fază de ordinul I și de ordinul II: temperatura de topire (înmuiere) T_m , respectiv temperatura de vitrifiere T_g .

Implicațiile practice ale determinării temperaturilor de tranziție au dus la elaborarea unui număr mare de metode experimentale de determinare rapidă a acestora. Una dintre acestea o reprezintă metoda de determinare a temperaturii la care are loc tranziția vitroasă, prin măsurători ale variației rezistenței electrice a unui polimer în funcție de temperatură.

Studiile experimentale au arătat că polimerii prezintă o conductivitate preponderent mică. În general, conducția electrică în polimeri este în funcție de mobilitatea purtătorilor de sarcină μ , concentrația n și sarcina q . Conductivitatea electrică este exprimată prin relația:

$$\sigma = qn\mu. \quad (1)$$

Pentru a explicita această relație se consideră următoarea reacție generală de disociere a unui polimer:



Concentrațiile la echilibru a speciilor AB , A^+ și B^- sunt:

$$\begin{aligned} [AB] &= (1-f)n_0 \\ [A^+] &= [B^-] = fn_0 \end{aligned} \quad (3)$$

în care n_0 este concentrația inițială a speciei $[AB]$, iar f reprezintă gradul de disociere.

Conform legii acțiunii maselor, constanta de echilibru a reacției (2) este dată de relația:

$$K = \frac{[A^+] \cdot [B^-]}{[AB]} = \frac{f^2 n_0}{1-f} \quad (4)$$

Această constantă depinde de variația de entalpie liberă ΔG^0 :

$$K = e^{-\frac{\Delta G^0}{kT}} = K_0 e^{-\frac{\Delta w}{\varepsilon_r kT}} \quad (5)$$

unde Δw este energia necesară separării ionilor într-un mediu cu constantă dielectrică egală cu unitatea, ε_r este permitivitatea relativă a mediului, k constanta lui Boltzmann, T temperatura absolută, K_0 constantă ce cuprinde și termenul entropic din ΔG^0 .

Dacă AB este singura specie ionizabilă prezentă în polimer, conductivitatea electrică este dată de relația:

$$\sigma = fn_0 e(\mu_+ + \mu_-) \quad (6)$$

în care μ_+ și μ_- sunt mobilitățile ionilor pozitivi și negativi, iar e este sarcina electronului.

Pentru un grad de disociere mic ($f \ll 1$), din (4) rezultă:

$$f = \left(\frac{K}{n_0} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (7)$$

Din relațiile (5), (6) și (7) se obține următoarea expresie a conductivității:

$$\sigma = (K_0 n_0)^{\frac{1}{2}} e(\mu_+ + \mu_-) e^{-\frac{\Delta w}{2\varepsilon_r kT}} \quad (8)$$

Prezența constantei dielectrice în exponentul ecuației (8) arată că aceasta exercită o influență importantă asupra conductivității. Astfel, absorbția de apă (care are o valoare mare a constantei dielectrice) mărește conductivitatea polimerului, sistemul apă-polimer trebuind să satisfacă ecuația:

$$\ln \sigma = A\varepsilon_s + B \quad (9)$$

unde A și B sunt constante.

Corectitudinea acestei ecuații a fost confirmată de numeroase verificări experimentale.

Deoarece $\Delta w/2\varepsilon_r$ este energia de activare a conducției E_c , iar factorul preexponențial al relației (8) este independent de temperatură, relația conductivității se poate scrie sub forma:

$$\sigma = \sigma_0 e^{-\frac{E_c}{kT}} \quad (10)$$

de unde rezultă:

$$\rho = \rho_0 e^{\frac{E_c}{kT}}, \quad (11)$$

în care, ρ este rezistivitatea electrică a polimerului la temperatura T , iar ρ_0 este o constantă independentă de temperatură.

Pentru domenii largi de temperatură, $\ln \rho$ crește liniar cu $1/T$ fiind verificată ecuația (11) obținută teoretic.

Reprezentând grafic $\ln \rho$ în funcție de inversul temperaturii (curba lui Arrhenius), se obține o dreaptă din a cărei pantă se poate determina energia aparentă a conducției electrice.

Unele materiale (poliesteri, rășini epoxidice, etc.) prezintă schimbări bruște ale pantei dreptei $\ln \rho = f(1/T)$. Aceste schimbări de pantă au loc pe intervale foarte înguste de temperatură și corespund tranziției vitroase a polimerului. Temperatura la care are loc schimbarea pantei se numește temperatura de tranziție vitroasă T_g .

3 Determinări experimentale

Schema instalației utilizate pentru determinarea temperaturii de vitrifiere T_g este prezentată în fig. 1. și cuprinde următoarele echipamente și dispozitive: E_1, E_2 - electrozi metalici, P - folia sau placa de polimer, $T\Omega$ – terraohmetru, t – termometru, T – termocuplu Fe-constantan, C – cuptor electric, R – rezistența de încălzire a cuptorului, TR – termoregulator, CT – contactor, ATR – autotransformator.

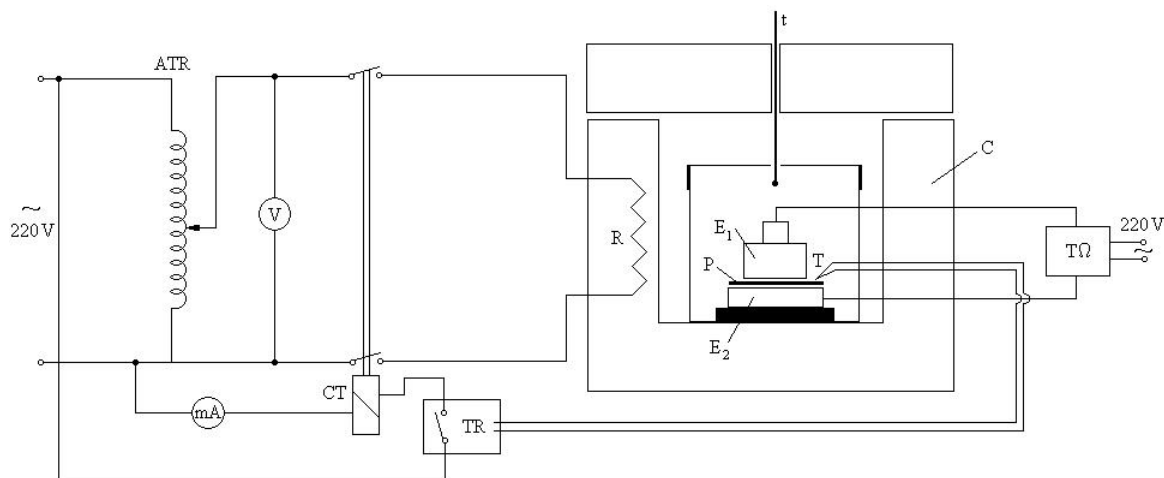


Fig 1: Schema instalației de determinare a temperaturii de vitrifiere.

Pentru ridicarea curbei $\ln \rho = f(1/T)$ se măsoară rezistența electrică a probei de polimer cu un terraohmetru la diferite paliere de temperatură cu precauție astfel încât temperatura maximă să nu depășească temperatura de înmuiere (când au loc transformări chimice ale polimerului).

În figura 2 sunt prezentate curbe $\ln \rho = f(1/T)$ obținute pentru două mostre de policlorură de vinil PVC – I6. Din aceste curbe se observă, că în jurul temperaturii de tranziție vitroasă, are loc schimbarea de pantă a dreptei $\ln \rho = f(1/T)$. Aceasta se întâmplă în jurul temperaturii de 80-90⁰ C, ceea ce este în concordanță cu valoarea indicată în tabele pentru policlorura de vinil (obținută prin alte metode de analiză termică).

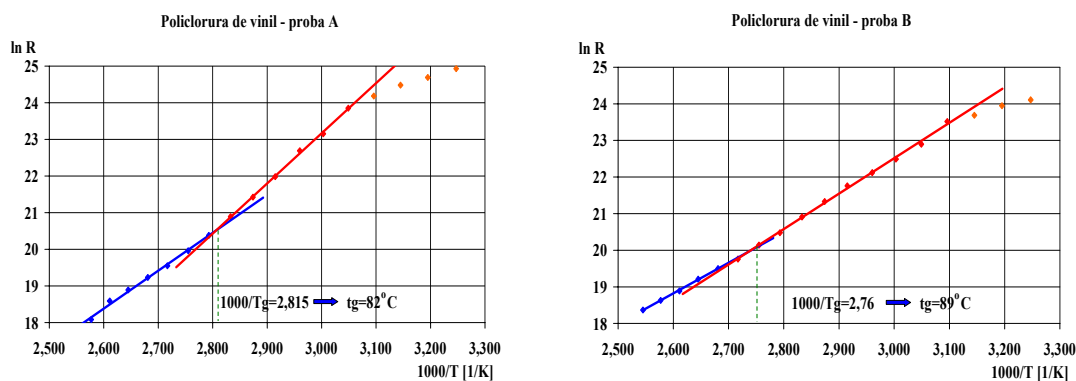


Fig 2: Variația $\ln \rho = f(1/T)$ pentru diferite probe de policlorură de vinil.

Din pantele dreptelor obținute se pot calcula energiile de activare globală w_g ale procesului de conducție pentru cele două domenii de temperatură $T < T_g$ și $T > T_g$. Modificarea valorii energiei de activare globală indică faptul că mecanismul de reacție în material este diferit pentru cele două domenii de temperatură.

4 Concluzii

- Cercetările teoretice și experimentale dovedesc viabilitatea metodei determinare a temperaturii de tranziție vitrosă prin măsurători electrice (de rezistență electrică).
- Precizia măsurărilor este condiționată de precizia termocuplului utilizat la măsurarea temperaturii, precizie care pentru Fe-constantan este de circa 2% în jurul temperaturii de 200⁰ C. Cum temperatura de tranziție vitrosă pentru materialele electroizolante utilizate uzual în industria electrotehnică este cuprins în intervalul 60 – 150⁰ C, precizia de măsurare a termocuplului se consideră suficient de bună.
- Cercetările experimentale efectuate se referă la mostre de PVC. Teoria însă a fost confirmată și pentru alte tipuri de materiale electroizolante.

Referințe

- [1] A. Ifrim and P. Notingher. *Materiale electrotehnice*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1991.
- [2] C. Vasile and E. M. Călugăru. *Comportarea termică a polimerilor*, Editura Academiei, București, 1980.
- [3] F. Enache and A. Ionescu. Determination method of vitreous transition temperature of the electrical insulating materials by electric measurements, *National Energy Conference CNE '94*, Neptun, Romania, Section IX Reports Poster, June 13-16, 1994;

SISTEM DE EXCITATIE DIVIZATA PENTRU TURBOGENERATOARE DE REGLAJ

M.Dogaru – OVM ICCPET

1.Introducere.

În lucrarea de față este analizată mașina sincronă cu poli înecați, echipată cu sistem de excitație divizată, cu înfășurările decalate la 60° , pe baza studiului pe un model fizic de laborator. S-a elaborat metoda de calcul a înfășurărilor rotorice, reliefându-se aspectele practice de realizare a modelului și prezentându-se principalele caracteristici ale acestuia. În sfârșit s-au dat câteva rezultate experimentale.

2.Methodica de calcul a sistemului de excitație divizată.

Sistemul de excitație divizată poate fi realizat în două variante constructive :

a) distribuția uniformă a creștăturilor rotorice în $2p$ zone și realizarea celor două înfășurări prin repartizarea în fiecare creștătură a elementelor de bobinaj care aparțin exclusiv uneia dintre înfășurări;

b) creștarea completă, cu creștături uniform repartizate pe întreaga periferie a rotorului, cu $4p$ zone, fiecare cu dinți de înălțime constantă. Există zone cu creștături având laturi de bobine aparținând ambelor înfășurări.

Condiția fundamentală care stă la baza calculului este ca la sarcină activă constantă nominală și variații ale sarcinii reactive, corespunzătoare defazajului φ , unghiul geometric δ_g între axa armăturii rotorice și axa câmpului rezultat din întrefier să rămână constant, cu respectarea solicitării termice. Pentru aceasta, solenația de excitație, variind între limitele, F_{in} și F_{cn} , este rezultanta celor două componente F_a și F_r de mărime și orientare date. Defazajul dintre aceste solenații este definit de orientarea solenației F_a și a tensiunii E_{oa} , și deci este egal cu δ_a , obținut la $\varphi = 0$.

Fazorul F_a corespunde în regim staționar la un curent de excitație const., la sarcină activă const., iar F_r la un curent de excitație variabil, corespunzător sarcinii reactive.

Rezultă (fig. 1) în u.r. :
$$\operatorname{tg} \delta = \frac{x_d \cdot \cos \varphi_n}{1 + x_d \cdot \cos \varphi_n \cdot \operatorname{tg} \varphi} \quad (1)$$

Pentru $\varphi = 0$:
$$\operatorname{tg} \delta_a = x_d \cdot \cos \varphi_n \quad (2)$$

Dacă în (2) se introduc valorile extreme pentru x_d și $\cos \varphi_n$, rezultă pentru TG $\delta_a = 50^\circ \dots 70^\circ$, domeniu care sugerează $\delta_{\text{amidiu}} = 60^\circ$. În fig.2 s-a reprezentat o secțiune prin armătura rotorică cu dispunerea schematică a celor două înfășurări de excitație la periferia armăturii, în cazul dispunerii separate a elementelor acestora.

Avem
$$\beta = \frac{\alpha_a + \alpha_r}{2} = \frac{\alpha}{2} \quad (3)$$

Notând
$$\gamma = \frac{\alpha \cdot D}{2\tau} = \frac{p \cdot \alpha}{\pi}, \text{ la } p = 1 : \beta = \frac{\alpha}{2} = \gamma \cdot \frac{\pi}{2} \quad (3)$$

În cazul unei singure înfășurări, când $\gamma = \frac{2}{3}$, rezultă $\beta = 60^\circ$.

Pentru $\delta_a = 50^\circ \dots 70^\circ$, din (2) rezultă $0,55 \leq \gamma \leq 0,775$.

Rezultă că defazazul dintre F_a și F_r se poate asigura pentru toate TG de construcție modernă.

Din fig.1, alegînd ca tensiune de referință pe U_n , iar pentru solenații pe aceea care în gol induce U_n

$$E_0^2 = 1 + \left(\frac{x_d \cdot \cos \varphi_n}{\cos \varphi} \right)^2 + 2x_d \cdot \cos \varphi_n \cdot \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} \quad (4)$$

și ținînd de egalitatea solenațiilor cu aceea a tensiunilor (masina nesaturată), iar φ luând succesiv valorile $\varphi_n, 0, -\varphi_n$, în u.r., rezultă :

$$F_{in}^2 = 1 + x_d^2 + 2x_d \cdot \sin \varphi_n$$

$$F_{an}^2 = 1 + x_d^2 \cdot \cos^2 \varphi_n \quad (5)$$

$$F_{cn}^2 = 1 + x_d^2 - 2x_d \cdot \sin \varphi_n$$

De asemenea rezultă:
$$F_m = x_d \cdot \sin \varphi_n \quad (6)$$

Se observă că solenația rezultantă este F_{in} , întru cât:

$$F_{in}^2 = F_{an}^2 + F_{fn}^2 + 2F_{an} \cdot F_{fn} \cdot \cos \delta_a \quad (7)$$

Relația (6) exprimă și condiția ca mașina cu excitație divizată să aibă asigurată la mers în gol prin solenația F_m , tensiunea la borna egală cu U_n și anume dacă: $x_d \cdot \sin \varphi_n \geq 1$.

Fazorii F_{an} și F_{fn} fiind determinați, ca orientare și mărime, dimensionarea celor două înfășurări de excitație se reduce la determinarea numărului de spire și a factorului de bobinaj pentru fiecare în parte. Avem condițiile:

$$W_a + W_r = W \quad \text{și} \quad I_a = I_r = I_{en} \quad (8)$$

unde W se referă la înfășurarea clasică, iar indicii (a) și (r) corespund înfășurărilor sistemului divizat. Considerând în ambele cazuri repartiția trapezoidală, se obține amplitudinea fundamentalelor solenațiilor de forma:

$$F = \frac{4}{\pi} W \cdot K_w \cdot I \quad (9)$$

iar factorii de bobinaj sunt de forma:

$$k_w = \frac{\sin \gamma \cdot \frac{\pi}{2}}{\gamma \cdot \frac{\pi}{2}} \quad (10)$$

fiind îndeplinită condiția: $\gamma_a + \gamma_r = \gamma$ (11)

Luând drept referință solenația $F_0 = \frac{4}{\pi} W \cdot k_w \cdot I_{e0}$ (12), rezultă:

$$F_a = \frac{W_a \cdot k_{wa}}{W \cdot k_w} F_{in} \quad \text{și} \quad F_r = \frac{W_r \cdot k_{wr}}{W k_w} F_{in} \quad (9)$$

$$\text{Avem relațiile : } \frac{W_a}{W} = \frac{\gamma_a}{\gamma} \quad \text{și} \quad \frac{W_r}{W} = \frac{\gamma_r}{\gamma} \quad (13),$$

$$\text{unde } \gamma_a, \gamma_r = f(\gamma, x_d, \varphi_n) \quad (14)$$

Rezultă următoarea schemă de calcul a l excitației divizate: Se determină cu (2) δ_a și respectiv β , iar cu (3) se calculează γ , care se definitivează din condiția $Z_e = \gamma Z_r = 2m$. Se calculează înfășurarea de excitație cu metoda utilizată curent pentru o singură înfășurare. La stabilirea tensiunii de excitație se au în vedere rapoartele $\frac{W_a}{W}$ și $\frac{W_r}{W}$ și se va asigura o solenație suplimentară.

Se determină cu (14) γ_a și γ_r , respectiv W_a și W_r , verificându-se (8) și (11). Valorile lui γ_a și γ_r se definitivează din condițiile :

$$\frac{\gamma_a}{\gamma} Z_e = 2K_1 \quad \text{și} \quad \frac{\gamma_r}{\gamma} Z_e = 2k_2 \quad (15)$$

Se adoptă γ_a și γ_r la valori cât mai apropiate față de cele determinate cu (14) și se recalculează F_a și F_r . Uneori intervine necesitatea realegerii numărului de creștături rotorice.

3. Modelul fizic

Mașina sincronă model a fost realizată dintr-un motor asincron de 3 kW, 940 rpm, 220 / 380 V, cu rotor bobinat. S-a păstrat statorul neschimbat, acționându-se asupra rotorului, prin realizarea unui butuc din oțel masiv în care s-au frezat creștături cu pereți paraleli. Sistemul de inele colectoare a fost modificat corespunzător. Pe axul mașinii este cuplat traductorul de măsurare a unghiului geometric al rotorului în două variante: cu system optic de măsurare și cu disc și inele colectoare. S-a rebobinat statorul, fixând tensiunea pe fază la 133 V. Bobinarea rotorului s-a realizat cu bobine concentrice, cele două înfășurări fiind independente, cu capete de bobină dispuse în plane diferite.

Principalii parametri ai modelului în u.r. sunt următorii :

$$r_{ea} = 0,0699 ; r_{ea} = 0,1800 ; r_a = 0,0247 ; x_d = 2,33 ; x_s = 0,105 ; x_0 = 0,0511$$

$$r_0 = 0,0213 ; r_2 = 0,172 ; x_2 = 0,264 ; T_{dor} = 0,14 \text{ s} ; T_{doe} = 0,065 \text{ s} ;$$

Scema instalației experimentale este prezentată în fig. 3, în care s-au prevăzut ca surse de tensiune ale înfășurărilor de excitație o sursă de c.c., reglabilă manual, alimentând înfășurarea reactivă și respectiv un sistem de excitație statică cu tiristoare, comandat de către traductorul de unghi, alimentând înfășurarea activă. Pentru a realiza reglajul curentului din înfășurarea activă de cuplu, proporțional cu abaterea unghiului geometric al axei rotorului față de axa câmpului rezultat din întrefier, se utilizează un traductor optic, care, cu ajutorul unei fotodiode, comandă faza impulsurilor create ; acestea se aplică prin intermediul unui repetitor catodic la intrarea a două amplificatoare de ieșire, care comandă cele două tiristoare.

4.Rezultate experimentale

Încercările au urmărit scoaterea în evidență a funcțiilor celor două înfășurări și a influenței reglajului excitației înfășurării active asupra comportării mașinii racordate la rețea în cazul unor regimuri staționare sau tranzitorii. Un prim ciclu de încercări a urmărit stabilirea funcțiilor celor două înfășurări de excitație în regimuri staționare. Mașina a fost conectată la rețea la sarcini active diferite, excitate corespunzător prin înfășurarea activă, apoi s-a variat sarcina reactivă, prin înfășurarea de excitație reactivă. La variații ale curentului I_{er} între limitele $0 \dots + I_{er}$ și $0 \dots - I_{er}$, unghiul δ_g rămâne constant. Din oscilogramele realizate, se observă că pentru toate regimurile de sarcină considerate, condiția $\delta_g = ct.$ este satisfăcută, ceea ce confirmă îndeplinirea funcției de bază a sistemului de excitație proiectat. Al doilea ciclu de încercări a studiat comportarea mașinii în regimurile tranzitorii, intervenite la ajustarea curentului I_{er} în domeniul $0 \dots - I_{er}$, în cazurile : a) $U_{ea} = ct.$, în care caz mașina își pierde sincronismul ; b) $U_{ea} = 0$ (se scurtcircuitează), iar înfășurarea reactivă se alimentează de la o sursă exterioară, reglabilă. Oscilogramele prezintă influența favorabilă a cuplurilor suplimentare asupra domeniului de funcționare static stabilă a mașinii în regimurile de sarcină reactiv capacitivă ;

c) înfășurarea activă este supusă reglajului după variațiile $\Delta\delta_g$. Rezultă lărgirea domeniului de funcționare static stabilă la sarcini reactiv-capacitive față de situațiile examinate la punctele a) și b).

5. Concluzii.

Din examinarea rezultatelor încercărilor experimentale, rezultă satisfacerea funcțiilor impuse sistemului de excitație proiectat pentru modelul de laborator cu înfășurări decalate la 60° . Este necesară elucidarea interdependenței reglajului excitației din cele două înfășurări, a solicitărilor termice și a câmpului magnetic frontal la mașinile sincrone TG înzestrate cu sisteme de excitație divizate.

Bibliografie

- 1.C.Apetrei – Elemente privind calculul excitației cu înfășurări divizate la mașinile sincrone cu poli înecați. Studii și Cercetări de Energetică și Electrotehnică, tom 22, nr. 4 / 1972.
2. M.Dogaru- Studiul pe model fizic al unui sistem de excitație divizată. Lucrare ICPET