

ANALIZA INFLUENȚEI BUCLEI DE REGLARE ASUPRA REGIMULUI TRANZITORIU AL CONVERTOARELE STATICE ÎN COMUTAȚIE

Nicolae FULGA*, Mihai Octavian POPESCU**, Claudia Laurenta POPESCU**

**) S.C. Electrotehnica S.A. București*
***) „Politehnica” University of Bucharest*

This paper analyses the control of dc-dc converters using the small-signal control-to-output and line-to-output transfer functions. The switching dc-dc converters must be insensitive with respect to load disturbances and fluctuations of the voltage sources. Therefore, the main control objectives are to reject these kinds of disturbances with a minimum transient behaviour. A linear PID controller was designed using Bode diagrams and the phase margin test. The large signal transients are analysed through the simulation considering both open loop and closed loop boost converter.

I. INTRODUCERE

Convertoarele statice cc-cc în regim de comutație se conectează între o sursă de tensiune continuă constantă și sarcină asigurând la bornele de ieșire o tensiune de valoare medie reglabilă. De asemenea funcționarea surselor de tensiune continuă în comutație având la intrare o tensiune continuă de o anumită valoare (de obicei nestabilizată) și la ieșire o tensiune continuă stabilizată se bazează pe utilizarea convertoarelor cc-cc.

Aceste convertoare sunt cu comutație comandată și în general majoritatea funcționează pe principiul modulării în lățime a pulsurilor (PWM - Pulse Width Modulation). Valoarea medie a tensiunii la ieșire se poate regla prin variația duratelor de conducție t_{on} și de blocare t_{off} ale comutatorului, considerând frecvența de comutație f_s constantă. Deci prin modificarea raportului de conducție $D=t_{on}/T_s$ ($T_s=1/f_s=t_{on}+t_{off}$) se poate controla tensiunea medie la ieșire.

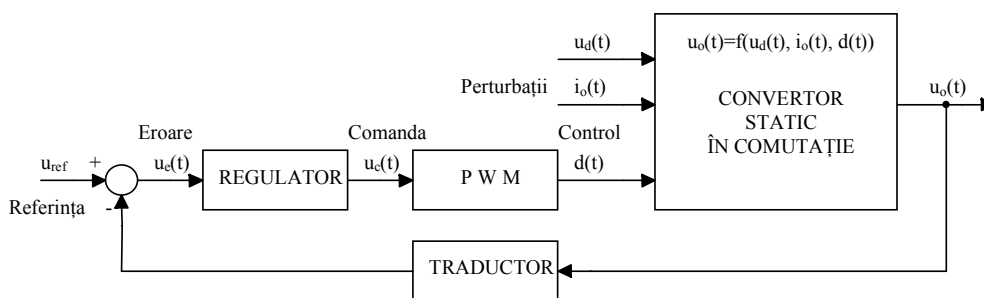


Fig.1.1 Schema bloc a convertorului static cu buclă de reglare.

Tensiunea de ieșire u_o a convertorului static în comutație depinde de: raportul de conducție d , tensiunea de intrare u_d și curentul absorbit de receptor i_o : $u_o(t)=f(u_d(t), i_o(t), d(t))$.

Obiectivul sistemului de reglare: menținerea tensiunii de ieșire $u_o(t)$ la o valoare constantă U_o cu o anumită precizie, în toate condițiile normale de funcționare.

Există variații (perturbații): ale tensiunii de intrare u_d și ale sarcinii (curentului de ieșire i_o). Există incertitudini: în valorile componentelor (datorită toleranțelor, variațiilor cu temperatura sau din cauza îmbătrânirii), zgomote de măsură, etc.

Prin urmare, nu se poate ca prin fixarea raportului de conducție la o anumită valoare să se obțină tensiunea de ieșire dorită constantă în toate condițiile de funcționare. Pentru obținerea tensiunii de ieșire specificate cu o precizie ridicată este necesar un circuit cu reacție negativă care să regleze automat raportul de conducție potrivit.

II. MODELUL CANONIC ȘI FUNCȚIILE DE TRANSFER ALE CONVERTOARELOR CC-CC ÎN COMUTAȚIE

Toate convertoarele cc-cc în comutație îndeplinesc aceleași funcții de bază:

- conversie cc-cc a nivelului de tensiune și curent, cu randament 100% în cazul ideal;
- filtrare trece-jos a formelor de undă;
- control al mărimilor prin intermediul raportului de conducție.

Prin urmare, ne așteptăm ca modelele circuitelor echivalente să fie calitativ similare.

Model canonic: o formă standard pentru modelul circuitului echivalent, care prezintă proprietățile de mai sus.

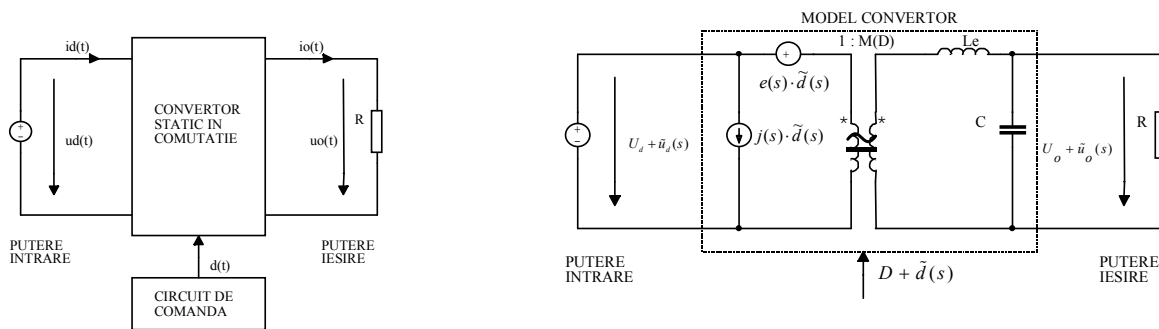


Fig.2.1 Modelul canonic al convertoarelor cc-cc în comutație.

Pentru un convertor cc-cc ideal (randament 100%), în regim staționar, puterea de intrare este egală cu puterea de ieșire. Neglijând riplul se poate scrie:

$$U_o = M(D) \cdot U_d \quad I_d = M(D) \cdot I_o \quad M(D) = \frac{U_o}{U_d} \quad (2.1)$$

Aceste ecuații sunt valabile pentru regimul staționar. Pe durata regimului tranzitoriu, datorită energiei înmagazinate în elementele de filtrare, puterea de intrare poate fi diferită de puterea de ieșire. Parametrii modelului canonic al convertoarelor cc-cc în comutație sunt prezentați în tabelul 2.1.

Tabel 2.1.

Convertor	M(D)	e(s)	j(s)	Le
Buck	D	$\frac{V_o}{D^2}$	$\frac{V_o}{R}$	L
Boost	$\frac{1}{1-D}$	$V_o \left(1 - \frac{sL}{(1-D)^2 R} \right)$	$\frac{V_o}{(1-D)^2 R}$	$\frac{L}{(1-D)^2}$
Buck-boost	$-\frac{D}{1-D}$	$-\frac{V_o}{D^2} \left(1 - \frac{sDL}{(1-D)^2 R} \right)$	$-\frac{V_o}{(1-D)^2 R}$	$\frac{L}{(1-D)^2}$

Pentru determinarea funcțiilor de transfer ale convertoarelor cc-cc în comutație se folosește modelul canonic din fig.2.1.

Convertorul are două intrări, $d(s)$ și $u_d(s)$ și o ieșire, $u_o(s)$. Prin urmare, variația tensiunii de ieșire poate fi exprimată folosind superpoziția celor două intrări:

$$\tilde{u}_o(s) = G_d(s) \cdot \tilde{d}(s) + G_u(s) \cdot \tilde{u}_d(s) \quad (2.2)$$

Funcțiile de transfer pot fi scrise sub forma standard:

$$G_d(s) = G_{d0} \cdot \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}; \quad G_u(s) = G_{u0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (2.5)$$

Parametrii funcțiilor de transfer ale converttoarelor cc-cc în comutație sunt prezentați în tabelul 2.2.

Tabel 2.2.

Convertor	G_{u0}	G_{d0}	ω_0	Q	ω_z
Buck	D	$\frac{V_o}{D}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$R\sqrt{\frac{C}{L}}$	∞
Boost	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{V_o}{(1-D)}$	$\frac{(1-D)}{\sqrt{LC}}$	$(1-D)R\sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{(1-D)^2 R}{L}$
Buck-boost	$-\frac{D}{1-D}$	$\frac{V_o}{D(1-D)}$	$\frac{(1-D)}{\sqrt{LC}}$	$(1-D)R\sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{(1-D)^2 R}{DL}$

III. EFECTUL REACȚIEI NEGATIVE ASUPRA FUNCȚIILOR DE TRANSFER ALE CONVERTOARELOR CC-CC ÎN COMUTAȚIE

Schema bloc cu funcții de transfer a sistemului regulator este prezentată în figura de mai jos:

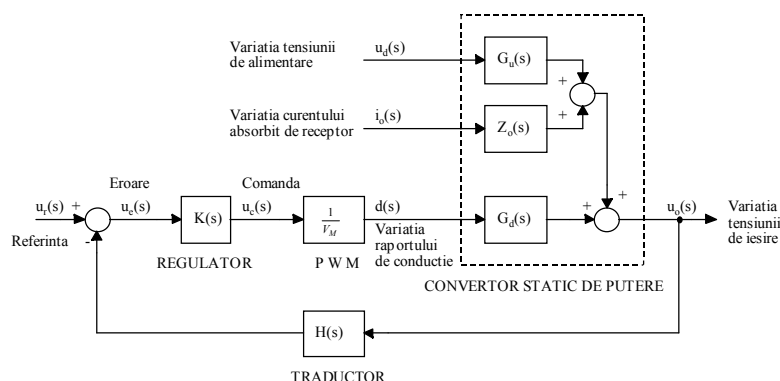


Fig.3.1. Schema bloc cu funcții de transfer.

Folosind schema bloc cu funcții de transfer rezultă pentru tensiunea de ieșire expresia:

$$u_o = u_r \cdot \frac{K \cdot G_d / V_M}{1 + H \cdot K \cdot G_d / V_M} + u_d \cdot \frac{G_u}{1 + H \cdot K \cdot G_d / V_M} + i_o \cdot \frac{Z_o}{1 + H \cdot K \cdot G_d / V_M} \quad (3.1)$$

care poate fi scrisă sub forma:

$$u_o = u_r \cdot \frac{1}{H} \cdot \frac{T}{1+T} + u_d \cdot \frac{G_u}{1+T} + i_o \cdot \frac{Z_o}{1+T} \quad (3.2)$$

unde: $T(s) = H(s) \cdot K(s) \cdot G_d(s) / V_M =$ "funcția de transfer a buclei" (3.3)

În tabelul 3.1. sunt prezentate comparativ funcțiile de transfer în buclă deschisă și funcțiile de transfer în buclă închisă.

Tabel 3.1.

Funcțiile de transfer în buclă deschisă		Funcțiile de transfer în buclă închisă	
• raport de conducție-tensiune de ieșire	$G_d(s)$	• referință-tensiune de ieșire	$\frac{1}{H(s)} \cdot \frac{T(s)}{1+T(s)}$
• tensiune de intrare-tensiune de ieșire	$G_u(s)$	• tensiune de intrare-tensiune de ieșire	$\frac{G_u(s)}{1+T(s)}$
• impedanța de ieșire	$Z_o(s)$	• impedanța de ieșire	$\frac{Z_o(s)}{1+T(s)}$

□ Reacția inversă (feedback) face ca funcția de transfer referință - tensiune de ieșire să fie insensibilă la variațiile mărimilor de pe calea directă a buclei.

Dacă funcția de transfer a buclei $T(s)$ are amplitudine mare, atunci variațiile componentelor din $K(s)$, $G_d(s)$ și V_M au efect neglijabil asupra tensiunii de ieșire.

□ Reacția inversă (feedback) are ca efect reducerea funcțiilor de transfer dintre perturbații și ieșire.

Dacă $T(s)$ are amplitudine mare, atunci variația tensiunii de ieșire ca urmare a variației tensiunii de alimentare este atenuată de bucla de reglare. De asemenea, este redusă impedanța de ieșire și influența variației curentului de sarcină asupra tensiunii de ieșire.

IV. PROIECTAREA UNUI REGULATOR PID PENTRU CONVERTORUL BOOST

Există mai multe metode pentru proiectarea reguletoarelor. Pentru convertoarele statice de putere se utilizează în mod obișnuit diagramele Bode și se bazează pe modelarea funcției de transfer a buclei pentru a asigura frecvența de tăiere și marginea de fază dorite. Ca o alternativă, se pot calcula parametrii regulatorului pentru a obține o funcție de transfer în buclă închisă optimă a sistemului.

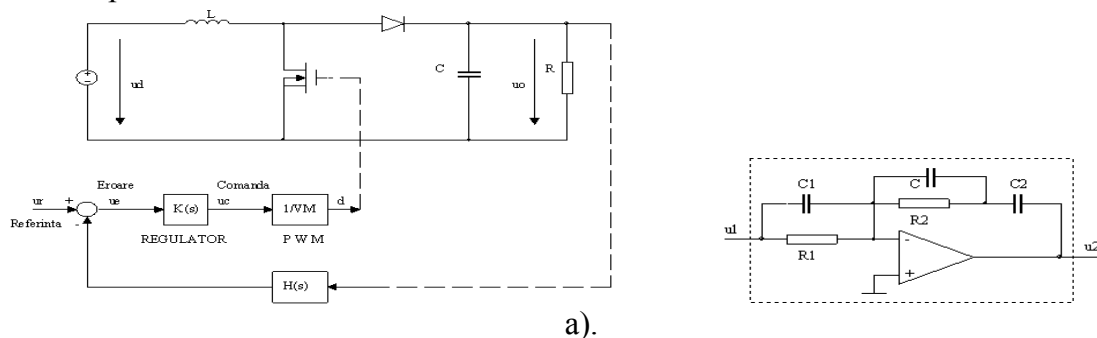


Fig.4.1. a).Schema electrică a convertorului boost cu buclă de reglare. b). Regulator PID realizat cu amplificator operațional.

Convertorul are următoarele date: $U_d=24V$, $U_o=50V$, $R=40\Omega$, $L=1,5mH$, $C=10\mu F$, $f_s=40kHz$. Trasarea diagramelor Bode se realizează cu ajutorul programului MATLAB. Un sistem stabil prezintă margine de fază și margine de amplitudine pozitive. Primul pas al procedurii de proiectare este trasarea răspunsului în frecvență al convertorului pentru a identifica tipul de regulator adecvat.

Funcția de transfer a buclei necompensate $T_u(s) = (T(s))$ pentru $K(s)=1$ și funcția de transfer a regulatorului PID, $K_1(s)$:

$$T_u(s) = T_{u0} \cdot \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad K_1(s) = K_0 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{\omega_L}{s}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (4.1)$$

Diagramele Bode ale sistemului necompensat sunt prezentate în fig. 4.2. a). Marginea de fază este negativă și prin urmare sistemul este instabil. Se utilizează un regulator PID pentru creșterea frecvenței de tăiere ($f_c=2\text{kHz}$), rezultând un răspuns rapid și o margine de fază mărită. Pentru a minimiza eroarea de regim staționar este necesară mărirea amplificării la frecvențe joase. Diagramele Bode ale sistemului cu regulator PID sunt prezentate în fig. 4.2. b).

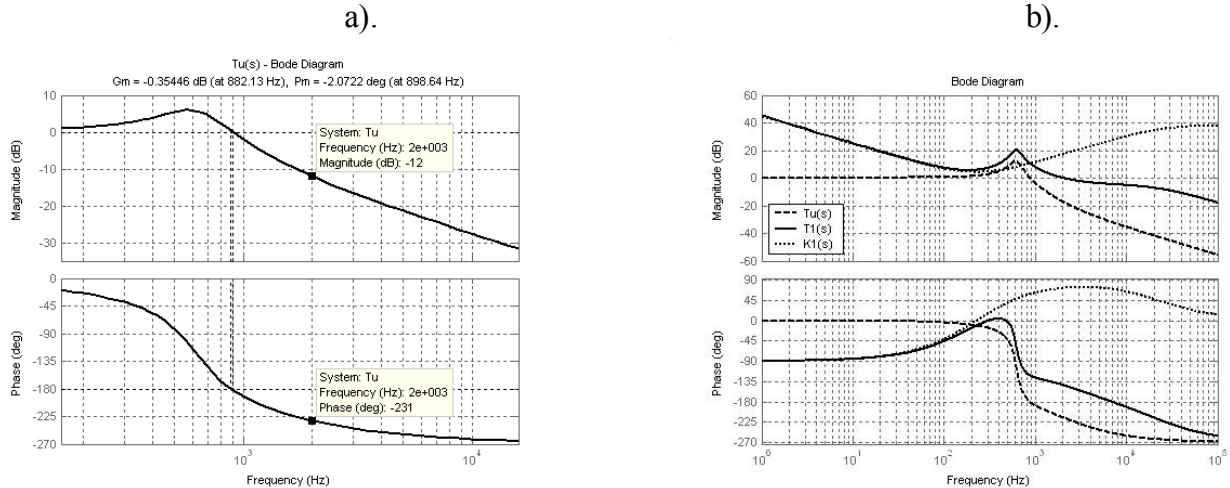


Fig.4.2. Diagramele Bode ale sistemului necompensat a) și ale sistemului cu regulator PID b).

Regulatorul de tip proporțional-integral-derivativ (PID) realizat cu amplificator operațional este prezentat în fig. 4.1.b).

$$\frac{u_2}{u_1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{(1 + \omega R_1 C_1) \cdot \left(1 + \frac{1}{\omega R_2 C_2}\right)}{(1 + \omega R_2 C)} \quad ; \quad K_1(s) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{1/R_1 C_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{1/R_2 C_2}{s}\right)}{\left(1 + \frac{s}{1/R_2 C}\right)} \quad (4.2)$$

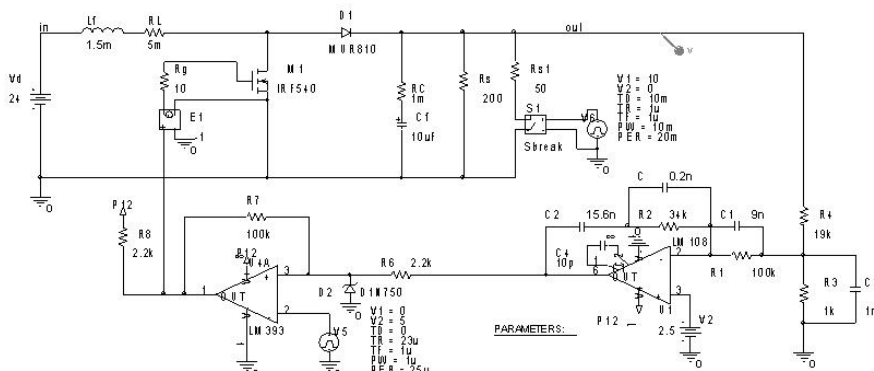
Valorile condensatoarelor și rezistoarelor se determină prin egalarea relațiilor corespunzătoare funcției de transfer $K_1(s)$ din (4.1) și (4.2).

V. SIMULAREA REGIMURILOR TRANZITORII ALE CONVERTORULUI BOOST

Utilizând programul pentru simularea circuitelor electronice PSPICE, s-au studiat regimurile tranzitorii ale convertorului boost în buclă deschisă și în buclă închisă cu regulatorul PID proiectat în capitolul precedent.

Rezultatele simulării regimurilor tranzitorii ale convertorului boost la variația curentului de sarcină și la variația tensiunii de alimentare sunt prezentate în figurile 5.2 și 5.3.

Fig.5.1. Schema electrică folosită pentru simulare.



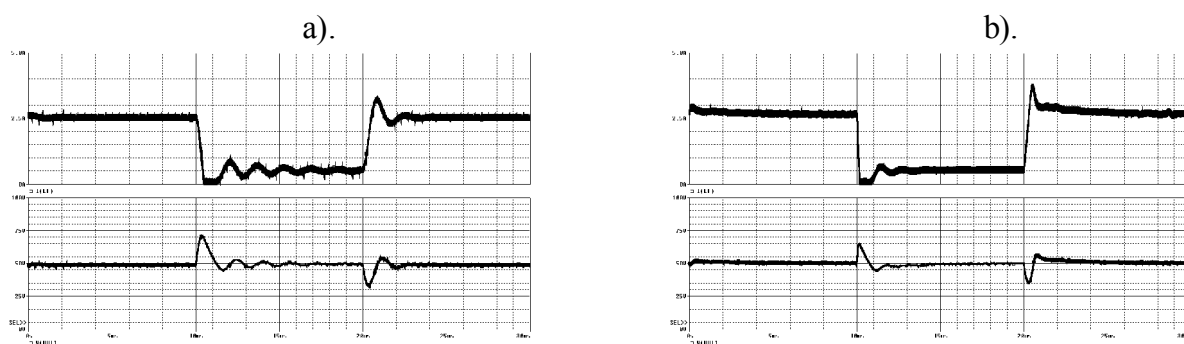


Fig.5.2. Regimul tranzitoriu la variația sarcinii. a). în buclă deschisă, b). în buclă închisă.

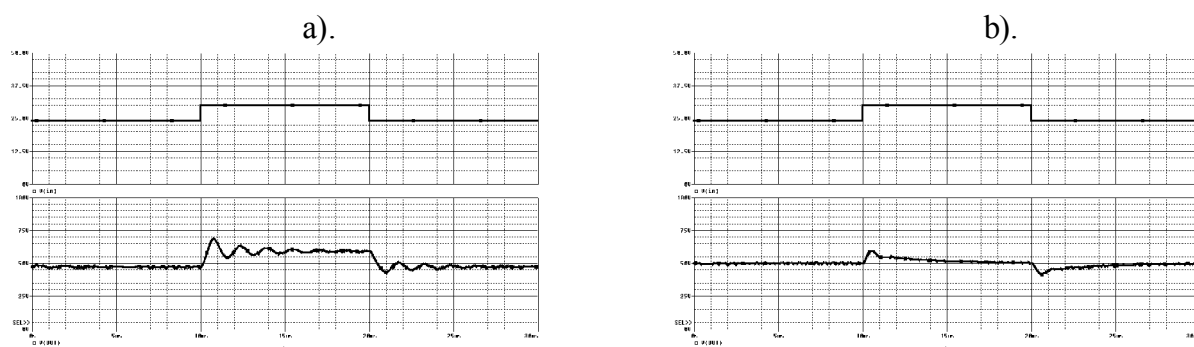


Fig.5.3. Regimul tranzitoriu la variația tensiunii. a). în buclă deschisă, b). în buclă închisă

VI. CONCLUZII

Obiectivul sistemului de reglare este menținerea tensiunii de ieșire $u_o(t)$ la o valoare constantă U_o cu o anumită precizie, în toate condițiile normale de funcționare (variații ale tensiunii de intrare u_d și ale sarcinii, incertitudini în valorile componentelor, zgomote de măsură, etc.). Utilizarea unui sistem de reglare cu reacție inversă (feedback) adecvat are ca efect reducerea funcțiilor de transfer perturbății – tensiune de ieșire și face ca funcția de transfer referință - tensiune de ieșire să fie insensibilă la variațiile mărimilor de pe calea directă a buclei.

Metoda clasică de proiectare a reguletoarelor pentru convertoarele statice se bazează pe folosirea diagramelor Bode și impunerea unei valori corespunzătoare a marginii de fază PM pentru funcția de transfer a buclei. Un sistem stabil prezintă margine de fază și margine de amplitudine pozitive.

Analizând rezultatele obținute prin simularea regimurilor tranzitorii ale convertorului boost la variația sarcinii și a tensiunii de alimentare se constată că în cazul sistemului cu buclă de reglare performanțele sunt îmbunătățite (regimul tranzitoriu este mai puțin oscilant, suprareglajul mai mic și timpul de stabilizare mai redus).

BIBLIOGRAFIE

- [1] Erickson R.W. – Fundamentals of Power Electronics. New York, Chapman and Hall, 1997.
- [2] Popescu M., Radomirescu B., Popescu Cl. - Convertoare statice c.c.-c.c. cu comutație forțată. București, Ed. ICPE, 1999.
- [3] Ionescu F., Floricău D., Nițu S., Fodor D., ș.a. - Electronică de putere. Modelare și Simulare. București, Ed. Tehnică, 1997.
- [4] Mohan N. - Power Electronics - Computer Simulation, Analysis, and Education Using PSpice. Minneapolis, 1992.
- [5] Popescu M., Fulga N., Popescu Cl. - Asupra regimurilor tranzitorii ale convertoarelor elementare buck și boost. Simpozion SIELMEC'99, Chișinău, 1999.