

CAPITOLUL 1

SIMULATORUL SPICE

1.1. INTRODUCERE

Programele destinate analizei circuitelor electrice și electronice analogice, care utilizează tehnici dependente de topologia circuitului bazate pe formularea teoremelor lui Kirchhoff (KI și KII) și pe ecuațiile constitutive ale elementelor de circuit se numesc *simulatoare de circuit*. Aceste programe au o structură pe patru nivele, de tipul celei prezentate în Fig. 1.1.

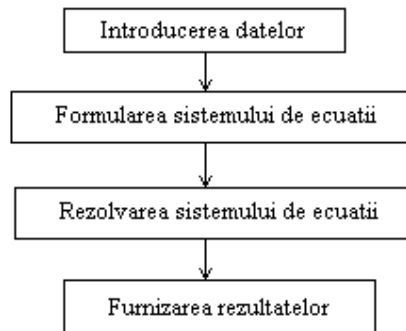


Fig. 1.1. Structura programelor de simulare.

SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis - Program de Simulare Orientat spre Circuite Integrate) este un program care permite proiectarea asistată de calculator a circuitelor analogice, bazată pe simularea acestora pe calculator. Acest fapt permite proiectantului să decidă ce schimbări sunt necesare în circuit pentru a-i optimiza performanțele, fără a realiza fizic circuitul și să verifice dacă circuitul electric proiectat funcționează corect.

Programul original **Spice** a fost dezvoltat în Laboratorul de Cercetări Electronice de la Universitatea Berkeley din California și pus la dispoziția celor interesați în anul 1975. De-a lungul anilor programul s-a dezvoltat, s-a îmbogățit cu numeroase variante și a devenit un standard în mediile industriale și universitare. În momentul de față sunt disponibile variante de pachete software care implementează SPICE pe PC sau stații de lucru.

SPICE are o variantă adaptată pentru calculatoarele personale numită **PSpice**. La rândul său, PSpice are o versiune numită **versiunea școală**, care poate fi multiplicată fără nici o restricție și poate fi furnizată tuturor universităților sau colegiilor interesate în simularea circuitelor electrice și electronice.

Ca majoritatea programelor de simulare a circuitelor electrice și electronice, programul **SPICE** este constituit din subprograme de editare, analiză și prezentare a rezultatelor obținute.

Procedura generală de utilizare a mediului **PSpice** constă din 3 pași de bază:

- *pasul 1*: utilizatorul creează fișierul sursă (fișier de intrare) al circuitului supus analizei. Fișierul sursă cuprinde descrierea circuitului, tipul (tipurile) de analiză ce se va (vor) efectua și modul de furnizare a rezultatelor analizei. Fișierul sursă are extensia *.cir*;

- *pasul 2*: utilizatorul lansează programul PSpice care face calculele și analiza conform comenzilor din fișierul sursă. PSpice furnizează rezultatele analizei în fișierul de ieșire care are extensia *.out*. Dacă tipul de analiză din fișierul sursă presupune și reprezentare grafică, atunci programul PSpice creează și un fișier de date care are extensia *.dat*;
- *pasul 3*: utilizatorul folosește rezultatele din fișierul *.dat* pentru a obține reprezentarea grafică (cu ajutorul programului *PROBE*) a mărimilor sau expresiilor de interes.

1.2. CONDIȚII TOPOLOGICE

Pentru a putea fi simulate, circuitele electrice sau electronice trebuie să satisfacă următoarele condiții:

1. *În orice nod al circuitului trebuie să fie conectate cel puțin două elemente.* În caz contrar nu poate fi scrisă teorema I a lui Kirchhoff.
2. *Din orice nod al circuitului trebuie să existe o cale de curent continuu la masă.* Această condiție include și pe aceea ca graful circuitului să fie conex și este una din condițiile necesare pentru a se putea calcula punctul static de funcționare al circuitului. Nodul care nu are cale de curent continuu la masă este numit *nod flotant*.
3. *Circuitul nu trebuie să conțină bucle formate numai din surse de tensiune și/sau bobine.* Deoarece în c.c. bobinele sunt scurtcircuitate, în acest regim bucla respectivă rămâne alcătuită numai din surse de tensiune și teorema a II-a a lui Kirchhoff poate fi satisfăcută numai în cazuri particulare. *Rezolvarea acestei situații se face inserând în buclă un rezistor de valoare foarte mică* (de exemplu, 0.000001Ω).
4. *Circuitul nu trebuie să conțină secțiuni formate numai din surse de curent și/sau condensatoare* (noduri intersectate numai de surse de curent și/sau condensatoare), deoarece în c.c. condensatoarele reprezintă goluri și prima teoremă a lui Kirchhoff pe secțiunile respective poate fi satisfăcută numai în cazuri particulare. *Rezolvarea acestei situații se face prin introducerea în paralel cu unul din elementele secțiunii a unui rezistor de valoare foarte mare* (de exemplu, $100M\Omega$).

1.3. ARHITECTURA SIMULATORULUI PSpice

În figura 1.2. este prezentată arhitectura simulatorului PSpice. Ea cuprinde interacțiunea programului de analiză, propriu-zis, cu fișierele de date (fișierul de descriere a circuitului, biblioteca de modele) și respectiv, cu fișierele de ieșire care conțin rezultatele simulării (în formă grafică sau numerică).

Fișierul de intrare cu extensia *.cir* conține descrierea circuitului și comenzile corespunzătoare simulării. Modelele dispozitivelor utilizate în realizarea circuitului pot fi luate din fișierul bibliotecă de modele folosind instrucțiunea *.lib*.

Simulatorul interpretează informațiile din fișierul circuitului și, dacă este cazul, din fișierul de modele, efectuează analizele specificate și generează două fișiere în care sunt stocate rezultatele simulării. Cele două fișiere sunt: *fișierul de date*, extensia *.dat* (sau opțional, *.txt*) și *fișierul de ieșire* (extensia *.out*).

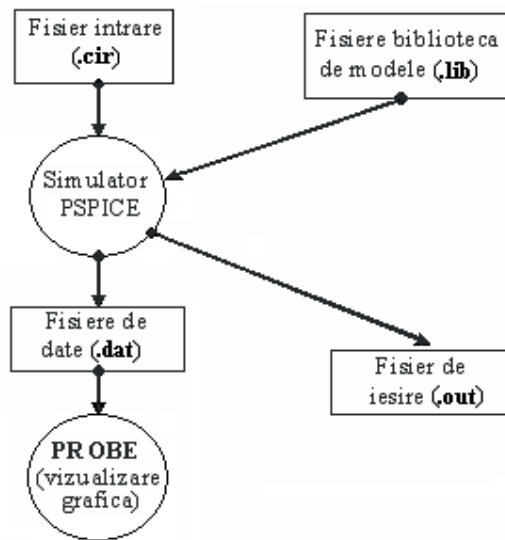


Fig. 1.2. Arhitectura simulatorului PSpice.

Fișierul de date conține rezultatele analizelor fundamentale (DC – analiza de curent continuu, AC – analiza în domeniul frecvenței și TRAN – analiza în domeniul timpului). Datele din acest fișier pot fi procesate în postprocesorul PROBE, unde utilizatorul are posibilitatea să vizualizeze interactiv diverse caracteristici sau forme de undă. Conținutul fișierului este furnizat în format binar, dar opțional se poate ca rezultatele să fie scrise în format text.

Fișierul de ieșire este un fișier în format text în care se scriu date referitoare la punctul static de funcționare, rezultatele analizei cerute precum, dacă este cazul, și informații despre anumite erori sau probleme legate de simulare.

1.4. TIPURI DE ANALIZĂ

Programul PSpice poate efectua următoarele tipuri de analiză: în curent continuu, în curent alternativ (analiza de semnal mic), în regim tranzitoriu (analiza de semnal mare), analiza Fourier, calculul funcțiilor de transfer, analiza de zgomot, analiza de distorsiuni și analiza de sensibilități.

- **Analiza de curent continuu**

.DC – analizează circuitul în c.c. și listează valorile potențialelor nodurilor și curenții surselor independente;

.OP – determină punctul static de funcționare al elementelor neliniare. Această analiză este efectuată automat înainte de analiza în regim tranzitoriu, dacă nu sunt specificate condițiile inițiale, precum și înainte de analiza în regim sinusoidal, pentru determinarea modelelor de semnal mic ale dispozitivelor neliniare de circuit;

.TF – determină orice funcție de circuit în curent continuu considerând modelele de semnal mic pentru dispozitivele semiconductoare, corespunzător punctului static de funcționare;

.SENS – determină sensibilitățile răspunsului circuitului (tensiuni sau curenți) în funcție de toți parametrii modelului de semnal mic corespunzător punctului static de funcționare.

- **Analiza de semnal mic (analiza de c.a.)**

.AC – calculează răspunsul în frecvență al circuitelor liniare și al circuitelor echivalente de semnal mic corespunzătoare circuitelor neliniare liniarizate în punctul static de funcționare (determinat în prealabil printr-o analiză automată în c.c.). Pentru circuitele neliniare, la liniarizarea în jurul punctului static de funcționare se presupune că la intrare se aplică semnale mici.

.NOISE – calculează zgomotul produs la un anumit răspuns (tensiune sau curent) într-o bandă de frecvențe specificată în comanda asociată .AC.

.DISTO – analiza de distorsiuni datorate neliniarităților dispozitivelor semiconductoare.

Notă: Un element neliniar de circuit cu caracteristică liniarizată pe porțiuni funcționează la semnale mici atunci când punctul de funcționare se deplasează pe o singură porțiune liniară. Dacă toate elementele neliniare ale unui circuit îndeplinesc această condiție, se spune că circuitul funcționează la semnale mici.

- **Analiza în domeniul timp (analiza în regim tranzitoriu sau analiza de semnal mare)**

.TRAN – integrează ecuațiile modelului de semnal mare al circuitului pe un interval de timp dat. Dacă nu sunt date în fișierul de intrare, condițiile inițiale sunt calculate printr-o analiză în curent continuu în care se consideră toate sursele independente cu valorile de la momentul inițial.

.FOUR – face analiza armonică a răspunsului circuitului obținut cu comanda .TRAN pentru o frecvență fundamentală dată și un număr specificat de componente armonice. Pspice calculează primele nouă componente ale fiecărui semnal specificat în declarația .FOUR.

Observații :

1. Primul obiectiv al oricărei analize în Spice este determinarea *punctului static de funcționare stabilă* PSF, care se obține pentru alimentarea circuitului în c.c., din analiza .DC. Soluția de c.c. conține două seturi de rezultate :

- DC BIAS SOLUTION care furnizează valorile tuturor potențialelor nodurilor în secțiunea fișierului de ieșire intitulată SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION (SSBS) la analiza .DC, sau INITIAL TRANSIENT SOLUTION (ITS) la analiza .TRAN;
- OPERATING POINT INFORMATION (OPI) cuprinzând informații legate de PSF: curenți, tensiuni de laturi, conductanțele elementelor modelului echivalent de semnal mic, calculate numai pentru elementele neliniare de circuit. Aceste date sunt listate numai dacă acest lucru este cerut printr-o declarație .OP, cu excepția cazului când în fișierul de intrare nu există nici o cerere de analiză.

2. Dacă se urmărește efectuarea unei analize de semnal mic `.AC` se face liniarizarea elementelor de circuit neliniare. Analiza se face pentru semnale sinusoidale de mică amplitudine, astfel încât circuitul să poată fi considerat liniar.
3. Analiza de semnal mare, `.TRAN`, ține seama de toate neliniaritățile circuitului, fiind precedată de determinarea condițiilor inițiale (`ITS`), cu excepția cazului când aceasta este dezactivată explicit cu declarația `UIC` (*Use Initial Conditions*), care specifică valorile inițiale ale potențialelor unor noduri sau ale tuturor, tensiunile la bornele condensatoarelor, sau curenții bobinelor.

În figura 1.3. se prezintă algoritmul de determinare a soluției în SPICE.

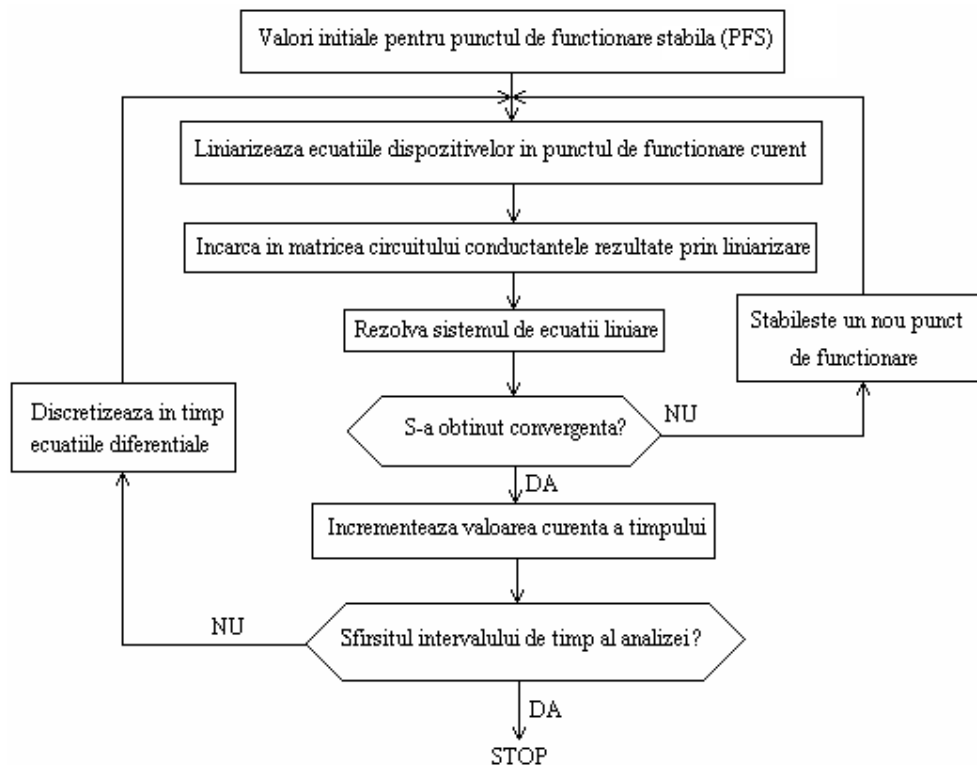


Fig. 1.3. Algoritmul de determinare a soluției în SPICE.

1.5. FORMULAREA ECUAȚIILOR CIRCUITULUI

- În *curent continuu* și în *curent alternativ* se formulează, direct din netlist (fișierul de intrare al circuitului), pe baza contribuției fiecărui element de circuit, ecuațiile corespunzătoare **metodei nodale modificate**.
- Pentru efectuarea analizei în *regim tranzitoriu* programul folosește **modelele companion** ale elementelor dinamice, corespunzătoare unei

anumite metode de integrare numerică, apoi, în circuitul rezistiv care rezultă, se formulează ecuațiile nodale modificate.

1.6. ALGORITMI DE REZOLVARE A ECUAȚIILOR CIRCUITULUI

- **Algoritmii de integrare numerică** folosiți în SPICE sunt :
 - *algoritmul trapezului* – metoda standard;
 - *algoritmul Gear* de ordin 2 până la 6 – metodă opțională în unele variante ale programului, prin opțiunile `METHOD=GEAR MAXORD=2` (sau 3 etc.)
- **Algoritmii de rezolvare a sistemelor de ecuații algebrice liniare** care apar în analiza de c.c. și în cea de c.a. (care implică faptul că circuitele sunt liniare). Ecuațiile de c.c. sunt formulate cu numere reale, iar cele de c.a. cu numere complexe. În SPICE rezolvarea unui sistem de ecuații algebrice liniare se face prin *eliminare gaussiană* și *factorizare LU*.
- **Metoda de rezolvare a ecuațiilor algebrice neliniare** – *algoritmul iterativ Newton-Raphson* atât pentru analiza în curent continuu cât și pentru cea tranzitorie în circuitele cu modele companion.

1.7. FIȘIERUL DE INTRARE

Este un fișier text ce conține descrierea circuitului și comenzile pentru specificarea și controlul simulării. De asemenea, se pot introduce linii pentru comentarii.

Fișierul de intrare este organizat astfel:

- prima linie este rezervată pentru comentariu (titlu); pe ea nu se vor descrie elemente de circuit sau comenzi;
- începând cu linia a doua, se pot descrie dispozitivele din cadrul circuitului și comenzile corespunzătoare. Nu există o ordine preferențială, liniile de comandă putând alterna cu liniile pentru dispozitivele de circuit;
- este util să se facă anumite precizări sau observații în legătură cu circuitul sau cu comenzile care se introduc în anumitele linii de comentariu;
- fișierul se încheie cu comanda `.END`.

Fiecare linie din cadrul fișierului de intrare începe cu un caracter care specifică tipul liniei respective. Astfel, în funcție de primul caracter, semnificația liniilor este următoarea :

- **linii pentru descrierea elementelor de circuit** – aceste linii încep cu o literă corespunzătoare tipului elementului de circuit care se introduce;

Exemplu: R – rezistoare, C – condensatoare, D – diode, Q – tranzistoare bipolare etc;

- **linii pentru comenzi** – aceste linii încep cu caracterul „.” ;

Exemplu:

```
.DC  
.TRAN
```

- **linii pentru comentarii** – aceste linii încep cu caracterul „.” ;

- **linii de continuitate** – aceste linii încep cu caracterul „+” și reprezintă continuarea liniei precedente.

Liniile de continuitate se folosesc atunci când parametrii unei comenzi sau ai unui element de circuit nu încap pe o singură linie. Pot exista mai multe linii de continuitate succesive.

1.8. SIMBOLURILE ELEMENTELOR DE CIRCUIT

Dispozitivele analogice acceptate de programul PSpice se împart în cinci clase. Fiecărui dispozitiv îi este asociată câte o literă cu care începe linia de descriere a acestuia.

Tabel 1

Surse independente	Dispozitive pasive	Surse comandate	Comutatoare ideale	Dispozitive semiconductoare
V – sursă de tensiune	R – rezistență	E – pentru $e(u)$	S – comutator controlat în tensiune	D – dioda
I – sursă de curent	C – condensator	G – pentru $j(u)$	W – comutator controlat în curent	Q – tranzistor bipolar
	L – bobină	H – pentru $e(i)$		J – tranzistor cu efect de câmp unijonțiune
	K – cuplaj inductiv	F – pentru $j(i)$		M – tranzistor cu efect de câmp metal-oxid-semiconductor
	T – linie de transmisiune			Z – tranzistor cu efect de câmp metal-semiconductor

1.9. DESCRIEREA ELEMENTELOR DE CIRCUIT PASIVE LINIARE (simboluri în Fig. 1.4.)

R_num N+ N- Valoare
C_num N+ N- Valoare
L_num N+ N- Valoare

R_num, C_num, L_num – denumirea în circuit a rezistorului, condensatorului sau bobinei necuplate magnetic;

N+, N- – nodul inițial, nodul final între care este conectat elementul de circuit;

Valoare – valoarea parametrului inclusiv unitatea de măsură.

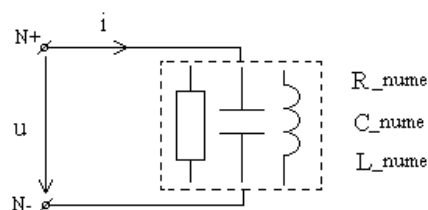


Fig. 1.4.

Notă: Descrierea elementelor de circuit neliniare se va prezenta în Capitolul 2, în cadrul analizei circuitelor rezistive neliniare.

1.10. DESCRIEREA DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE

Dioda (Fig. 1.5.)

D_numename NA NC MOD_numename [ARIA] [OFF] [IC=val]

D_numename – denumirea în circuit a diodei;

NA, NC – nodurile de conectare în circuit (anod, catod);

MOD_numename – numele modelului asociat diodei (începe obligatoriu cu o literă);

ARIA – factor de suprafață (dacă se omite se consideră 1);

OFF – cuvânt cheie pentru condiția inițială în c.c. (semnificația-diode este blocată);

IC=val – condiția inițială pentru analiza .TRAN (U_D la $t = 0$).

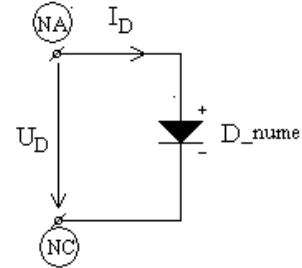


Fig. 1.5.

Tranzistorul bipolar (Fig. 1.6.)

Q_numename NC NB NE [NS] MOD_numename
+[ARIA] [OFF] [IC= V_{BE} , V_{CE}]

D_numename – denumirea în circuit a tranzistorului bipolar;

NC, NB, NE, NS – nodurile de conectare în circuit în ordinea: colector, bază, emitor, substrat (opțional);

MOD_numename – numele modelului asociat tranzistorului bipolar (începe obligatoriu cu o literă);

ARIA – factor de suprafață (dacă se omite se consideră 1);

OFF – cuvânt cheie pentru condiția inițială în c.c. (semnificația- tranzistorul este blocat);

IC = V_{BE} , V_{CE} – condițiile inițiale pentru analiza .TRAN (V_{BE} , V_{CE} la $t = 0$).

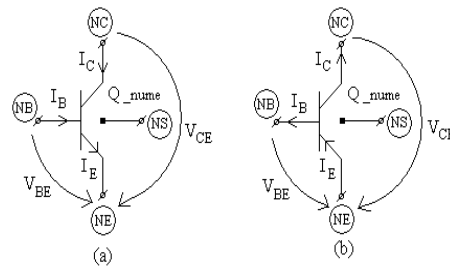


Fig. 1.6.

Tranzistorul unipolar J-FET (Fig. 1.7.)

J_numename ND NG NS MOD_numename [ARIA]
+[OFF] [IC= V_{DS} , V_{GS}]

J_numename – denumirea în circuit a tranzistorului unipolar;

NC, NB, NE, NS – nodurile de conectare în circuit în ordinea: drenă, grilă, sursă;

MOD_numename – numele modelului asociat tranzistorului unipolar (începe obligatoriu cu o literă);

ARIA – factor de suprafață (dacă se omite se consideră 1);

OFF –cuvânt cheie pentru condiția inițială în c.c.(semnificația-tranzistorul este blocat);

IC = V_{DS} , V_{GS} – condițiile inițiale pentru analiza .TRAN (V_{DS} , V_{GS} la $t = 0$).

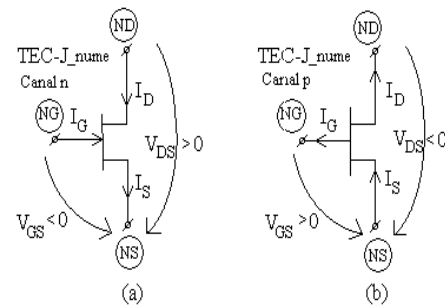


Fig. 1.7.

Tranzistorul cu efect de câmp TECMOS (Fig. 1.8.)

M_ume ND NG NS NB MOD_ume [L=val2] [W=val1] [AD=val3] [AS=val4]
[PD=val5] [PS=val6] [NRD=val7] [NRS=val8] [OFF] [IC= V_{DS0} , V_{GS0} , V_{BS0}]

Semnificația unora din datele din instrucțiunea de descriere este similară cu a celorlalte tipuri de tranzistoare. Opțional se pot da valori pentru dimensiunea canalului (L-lungime, w-lățime), ariile de difuzie a drenei (AD) și sursei (AS), perimetrul drenei (PD) și sursei (PS), numărul echivalent al ariilor de difuzie în drenă (NRD) și în sursă (NRS). Dacă aceste valori sunt omise se consideră valorile predefinite.

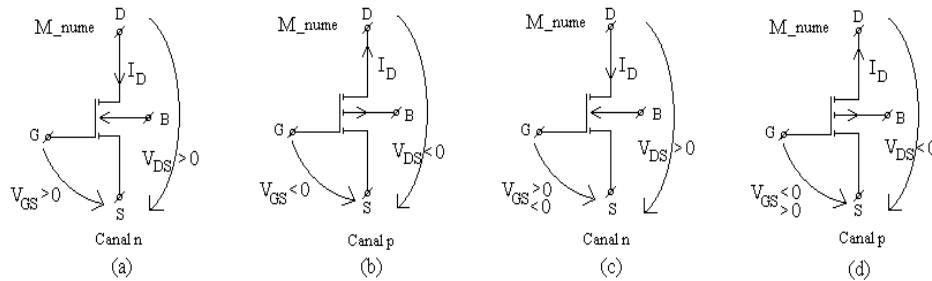


Fig. 1.8.

1.11. DESCRIEREA SURSELOR

1.11.1. Surse independente de semnal și de polarizare – sunt folosite pentru a descrie polarizările și semnalele din cele trei moduri de analiză din Spice: de curent continuu (.DC), de semnal mic (.AC), tranzitorie (.TRAN).

Sursa independentă de tensiune (Fig. 1.9.)

- *semnal continuu*
V_ume N+ N- [DC] Valoare
- *semnal alternativ*
V_ume N+ N- AC Val_ampl Val_faz
- *semnal de c.a. cu componentă continuă*
V_ume N+ N- DC Valoare AC Val_ampl Val_faz
- *semnale folosite în analiza în domeniul timp*
V_ume N+ N- Semnal_timp

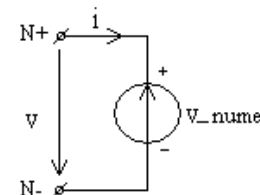


Fig. 1.9.

Sursa independentă de curent (Fig. 1.10.)

- *semnal continuu*
I_ume N+ N- [DC] valoare
- *semnal alternativ*
I_ume N+ N- AC Val_ampl Val_faz
- *semnal de c.a. cu componentă continuă*
I_ume N+ N- DC Valoare AC Val_ampl Val_faz
- *semnale folosite în analiza în domeniul timp*
I_ume N+ N- Semnal_timp

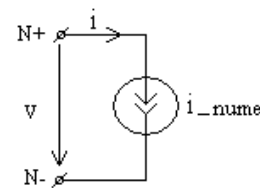


Fig. 1.10.

Observații:

1. Cuvântul cheie DC este opțional. Dacă declarația nu conține nici o altă informație cu excepția numelui și a nodurilor, programul consideră că este o sursă de c.c. cu valoarea 0.
2. Curenții surselor independente de tensiune sunt calculați cu sensul de la N+ la N-;

3. Semnificația mărimilor din declarațiile de mai sus este următoarea:

Val_ampl - amplitudinea semnalului de c.a. Dacă este omisă, valoarea implicită este 1;

Val_faz - valoarea fazei inițiale a semnalului de c.a. Dacă nu se specifică, se consideră valoarea implicită 0;

4. Frecvența semnalului alternativ se specifică în linia de comandă .AC

5. Semnal_timp - pentru analiza în domeniul timp pot fi folosite următoarele tipuri de semnale:

- *exponențial*:

EXP(S_i S_p ti c_tc tf c_ts)

Semnificația mărimilor este cea din figura 1.11. Valorile predefinite pentru c_tc (constanta de timp la creștere) și c_ts (constanta de timp la scădere) sunt Pas_timp, iar pentru tf este ti+Pas_timp.

Poate fi dat sub formă grafică (Fig. 1.11) sau analitică:

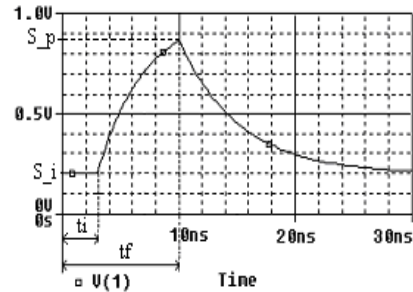


Fig. 1.11.

$$\begin{cases} S_i, & 0 < t < t_i \\ s(t) = S_i + (S_p - S_i) \{1 - \exp[-(t - t_i) / c_{tc}]\}, & t_i < t < t_f \\ s(t) = S_p + (S_i - S_p) \{1 - \exp[-(t - t_f) / c_{ts}]\}, & t_f < t < Timp_final \end{cases}$$

- *impuls*:

PULSE(s1 s2 td trise tfall pw per)

- *liniar pe porțiuni*:

PWL(t1 s1 t2 s2 ...tn sn)

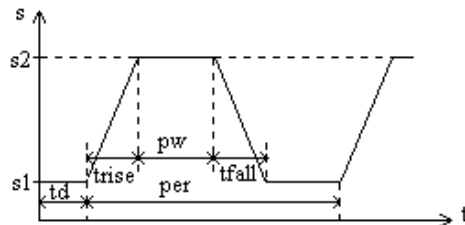


Fig. 1.12.

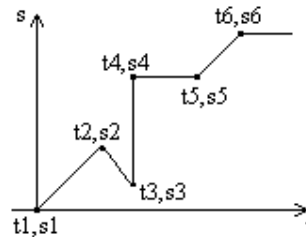


Fig. 1.13.

Valori predefinite: pentru trise și tfall - Timp_start; pentru pw și per - Timp_final.

Observații:

O sursă PULSE poate descrie forme de undă particulare precum:

- *funcția treaptă*:

X_nume N1 N2 PULSE (s1 s2 t_salt)

unde X_nume poate fi V sau I, s1 este valoarea inițială, s2 valoarea finală, iar t_salt timpul la care apare saltul;

- *impulsul dreptunghiular*:

```
X_num N1 N2 PULSE (s1 s2 t_salt 0 0 t_imp)
```

unde X_num poate fi V sau I , $s1$ este valoarea inițială, $s2$ - valoarea finală, t_salt - timpul la care apare saltul, timpii de creștere și de cădere sunt nuli, iar t_imp - durata impulsului. Datorită algoritmului de integrare numerică utilizat în SPICE, schimbarea valorii unei tensiuni sau a unui curent într-un timp nul poate afecta convergența analizei. Pentru a se evita o astfel de situație programul substituie pentru acești timpi valoarea implicită Pas_timp .

- *un semnal periodic dreptunghiular sau triunghiular:*

```
X_num PULSE(s1 s2 td trise tfall pw per)
```

Pentru sursa de tensiune triunghiulară palierul impulsului, pw , trebuie să fie zero, dar pentru că programul nu acceptă valori nule pentru acest parametru, se consideră valoarea implicită $Timp_final$. Deci valoarea pw este mai mică cu două ordine de mărime decât $trise$ și $tfall$.

- *sinusoidal:*

```
SIN(S_cc S_ampl freqv td df faza) - Fig. 1.14.
```

$$\begin{cases} S_cc & 0 < t < td \\ s(t) = S_cc + S_ampl * \exp[-(t-td)*df] * \sin[2\pi * freqv * (t-td) + 2\pi * faza] & td < t < TSTOP \end{cases}$$

unde S_cc este componenta continuă iar S_ampl - amplitudinea semnalului, ambele obligatoriu de specificat, td este timpul de întârziere, iar df - factorul de amortizare. Valoarea predefinită a frecvenței este $1/Timp_final$.

- *sinusoidal modulată în frecvență:*

```
SFFM(S_cc S_ampl f_p i_mod f_s) - Fig. 1.15.
```

$$s(t) = S_cc + S_ampl * \sin[(2\pi * f_p * t) + i_mod * \sin(2\pi * f_s * t)],$$

unde f_p este frecvența purtătoare, f_s - frecvența semnalului, ambele cu valoarea predeterminată $1/TSTOP$, iar i_mod - indicele de modulare. Sursa SFFM este un caz particular al sursei sinusoidale.

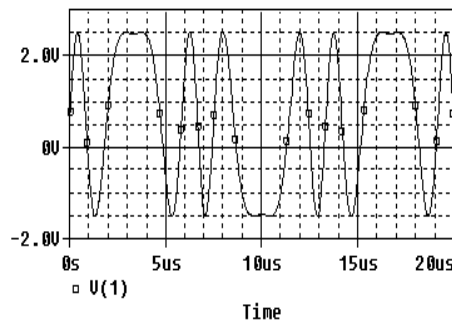


Fig. 1.14.

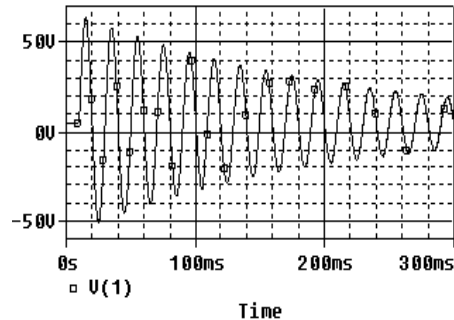


Fig. 1.15.

1.11.2. Surse comandate

Notă: C s-a asociat cu latura de comandă, iar c cu latura comandată.

Sursă de tensiune comandată în tensiune

(Fig. 1.16)

E_nume $Nc+$ $Nc-$ $NC+$ $NC-$ A_val

E_nume – denumirea sursei în circuit;

$Nc+$, $Nc-$ – nodurile de conectare în circuit a sursei de tensiune comandate;

$NC+$, $NC-$ – nodurile tensiunii de comandă;

A_val – valoarea numerică a factorului de transfer în tensiune (amplificare, câștig).

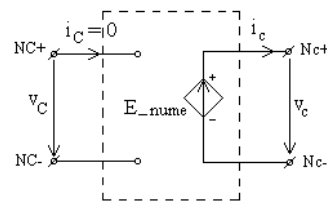


Fig. 1.16.

Sursă de curent comandată în curent

(Fig. 1.17)

F_nume $Nc+$ $Nc-$ VC B_val

F_nume – denumirea sursei în circuit;

$Nc+$, $Nc-$ – nodurile de conectare în circuit a sursei de curent comandate;

VC – numele sursei independente de tensiune cu valoarea zero, introdusă în latura de comandă pentru identificarea curentului de comandă al sursei F_nume . Ea va fi descrisă separat în fișierul de intrare ca o sursă independentă de tensiune;

B_val – valoarea numerică a factorului de transfer în curent (amplificare, câștig).

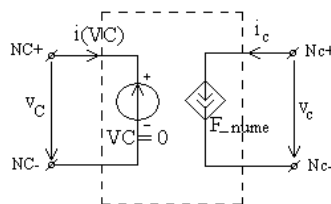


Fig. 1.17.

Sursă de curent comandată în tensiune

(Fig. 1.18)

G_nume $Nc+$ $Nc-$ $NC+$ $NC-$ G_val

G_nume – denumirea sursei în circuit;

$Nc+$, $Nc-$ – nodurile de conectare în circuit a sursei de curent comandate;

$NC+$, $NC-$ – nodurile tensiunii de comandă;

G_val – valoarea numerică a conductanței de transfer a sursei.

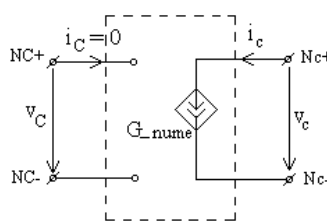


Fig. 1.18.

Sursă de tensiune comandată în curent (Fig. 1.19)

H_nume $Nc+$ $Nc-$ VC R_val

H_nume – denumirea sursei în circuit;

$Nc+$, $Nc-$ – nodurile de conectare în circuit a sursei de tensiune comandate;

VC – numele sursei independente de tensiune cu valoarea zero, introdusă în latura de comandă pentru identificarea curentului de comandă al sursei H_nume . Ea va fi descrisă separat în fișierul de intrare ca o sursă independentă de tensiune;

R_val – valoarea rezistenței de transfer a sursei.

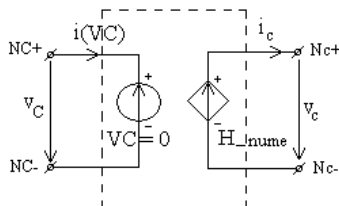


Fig. 1.19.

1.12. LINII DE COMANDĂ

Tabel 2

Tip	Comanda	Semnificația
Analize standard	.DC	Analiză de curent continuu
	.OP	Detalii punct static
	.TF	Funcția de transfer de semnal mic în bandă
	.SENS	Calculul sensibilității
	.AC	Răspuns în frecvență
	.NOISE	Analiză de zgomot
	.TRAN	Analiză tranzitorie
Alte analize	.FOUR	Calculul componente Fourier
	.STEP	Analiză parametrică
	.TEMP	Temperatura
Analize statistice	.MC	Analiză Monte Carlo
	.WCASE	Analiza sensibilității / cazul cel mai defavorabil
Condiții inițiale	.IC	Condiții inițiale
	.NODESET	Punct de start pentru calculul PSF
	.SAVEBIAS	Salvarea PSF
	.LOADBIAS	Încarcă punctul de start
Modelare dispozitive	.MODEL	Modelare dispozitive
	.SUBCKT	Început descriere subcircuit
	.ENDS	Sfârșit descriere subcircuit
	.DISTRIBUTIONS	Distribuție de probabilitate pentru parametrii de model
Controlul ieșirii	.PLOT	Tipărire forme de undă în fișierul de ieșire
	.PRINT	Tipărire rezultate în fișierul de ieșire
	.PROBE	Scriere rezultate în fișierul de date pentru Probe
	.WATCH	Afișare rezultate în timpul simulării
	.WIDTH	Lungimea liniei de caractere din fișierul .out
Prelucrarea fișierului de intrare	.FUNC	Definirea unei funcții
	.PARAM	Definire variabile parametru
	.END	Sfârșit descriere circuit
	.INC	Includere de fișier
	.LIB	Specificare bibliotecii modele
Opțiuni	.OPTIONS	Specificare opțiuni

1.13. CONVENTII PENTRU VALORI NUMERICE SI EXPRESII

La descrierea dispozitivelor de circuit și a comenzilor în fișierul de intrare valorile numerice sunt scrise în format standard cu virgulă mobilă. Totuși pentru scrierea multiplilor și submultiplilor unităților de măsură, la valorile numerice pot fi adăugate o serie de simboluri ca sufixe.

Tabel 3

Nume	Factor scalare	Simbol	Nume	Factor scalare	Simbol
pico-	10^{-12}	P	kilo-	10^{+3}	K
nano-	10^{-9}	N	mega-	10^{+6}	MEG
micro-	10^{-6}	U	giga-	10^{+9}	G
mili-	10^{-3}	M	tera-	10^{+12}	T

Valorile mărimilor pot fi date cu ajutorul factorilor de scalare sau al simbolurilor. Astfel:

100e-06 = 100U;
1500 = 1.5K;
4.5e06 = 4.5MEG

Exemplu de fișier de intrare:

```
Circuit de c.a.
*urmează descrierea dispozitivelor
*din circuit
C2 1 2 1E-05
R3 2 0 100
I4 0 2 3
R4 2 3 100
C5 3 0 1E-09
*sursa de semnal care se aplică la
*intrarea filtrului
V1 1 0 AC 1
*urmează comanda pentru specificarea
*analizei (calculul răspunsului în
*frecvență)
.AC DEC 20 1 10MEG;
.PROBE
.END
```

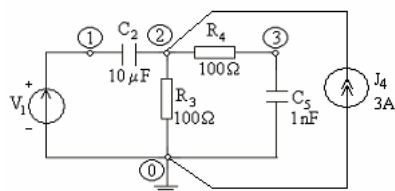


Fig. 1.20. Model de circuit.

Observații :

1. În PSpice numerotarea nodurilor începe cu "0", acesta fiind luat ca nod de referință;
2. Sursele de tensiune se introduc în fișierul de intrare de la N₊ la N₋ (în sensul tensiunii la borne, după convenția de la generatoare);
3. Curenții surselor independente de tensiune sunt calculați cu sensul de la N₊ la N₋;

Funcțiile care pot fi utilizate în cadrul expresiilor sunt prezentate în tabelul următor:

Tabel 4

Funcția	Semnificația	Observații
ABS(x)		
SQRT(x)	$x^{1/2}$	
EXP(x)	e^x	
LOG(x)	$\ln(x)$	log. în baza e
LOG10(x)	$\log(x)$	log. în baza 10
PWR(x,y)	$ x ^y$	
PWRS(x,y)	$+ x ^y (x > 0); \quad - x ^y (x < 0).$	
SIN(x)	$\sin(x)$	x în radiani
COS(x)	$\cos(x)$	x în radiani
TAN(x)	$\tan(x)$	x în radiani
ATAN(x)	$\tan^{-1}(x)$	rezultatul în radiani
ARCTAN(x)	$\tan^{-1}(x)$	Rezultatul în radiani

TABLE(x, x ₁ , y ₁ , ... x _n , y _n)		Rezultatul este valoarea y corespunzătoare lui x, când toate punctele x _i , y _i sunt unite cu linii drepte. Dacă x > x _n , atunci valoarea este y _n . Dacă x < x ₁ , atunci valoarea este y ₁ .
LIMIT(x, min, max)		Rezultatul este min dacă x < min, max dacă x > max și x dacă min ≤ x ≤ max

Sufixe pentru valorile numerice și funcțiile intrinseci, cu unele excepții, pot fi utilizate și în programul de procesare grafică PROBE.

Notă :

1. În programul PROBE se face distincția între litera *m* și litera *M*. Litera *m* ca sufix scalează valoarea numerică cu 10⁻³ (mili-) iar litera *M* scalează valoarea numerică cu 10⁶ (mega-).

2. În acest program de procesare grafică mai pot fi utilizate și alte funcții, prezentate în tabelul 5.

Tabel 5

Funcția	Semnificația	Observații
SGN(x)	+1 (dacă x > 0) 0 (dacă x = 0) -1 (dacă x < 0)	
D(x)	derivata lui x în raport cu variabila de pe axa X	
S(x)	integrala lui x peste domeniul variabilei axei X	
AVG(x)	calculează media lui x în intervalul axei X	
AVGX(x,d)	calculează media lui X (de la x-d la x) în intervalul axei X	
RMS(x)	calculează valoarea efectivă a lui x în intervalul axei X	
M(x)	modulul lui x	
DB(x)	modulul lui x în decibeli	
P(x)	faza lui x	Rezultatul în grade
R(x)	partea reală a lui x	
IMG(x)	partea imaginară a lui x	
MIN(x)	minimumul părții reale a lui x	
MAX(x)	maximumul părții reale a lui x	
G(x)	întârzierea de grup a lui x	Rezultatul în secunde

1.14. CRITERII DE CONVERGENȚĂ A ITERAȚIILOR NEWTON-RAPHSON

1. Eroarea absolută a oricărui curent, calculată la ultimele două iterații, trebuie să fie mai mică decât valoarea parametrului `ABSTOL` (valoare implicită 1 pA).

2. Eroarea absolută a oricărei tensiuni, calculată la ultimele două iterații, trebuie să fie mai mică decât valoarea parametrului `VNTOL` (valoare implicită 1 μ V).

3. Eroarea relativă a oricărui curent sau a oricărei tensiuni, calculată la ultimele două iterații, trebuie să fie mai mică decât valoarea parametrului `RELTOL` (valoarea implicită este 10^{-3}).

Observații :

1. Valorile `ABSTOL`, `VNTOL`, `RELTOL` și numărul maxim de iterații Newton-Raphson pot fi declarate în linia de comandă `.OPTIONS`.

2. Dacă procedeul iterativ nu este convergent se tipăresc potențialele nodurilor calculate la ultima iterație.

1.15. SURSE DE ERORI

1. Erorile de descriere a circuitului sau de calcul se semnalează în fereastra care prezintă, în evoluție, procesele executate în timpul simulării. În fișierul `.out` se face o descriere detaliată a acestora.

2. Erori datorate existenței unor noduri pentru care nu există o cale de rezistență finită spre masă în c.c.





3. Probleme de convergență a iterațiilor Newton-Raphson în c.c. sau în regim tranzitoriu. Se recomandă utilizarea comenzii `.NODESET` pentru fixarea unei alte aproximații inițiale.

1.16. DESCRIEREA MENIULUI DE CONTROL

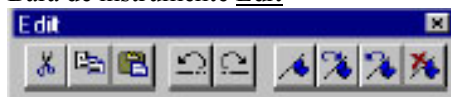
În cele ce urmează sunt prezentate cele mai uzuale comenzi folosite în programul Pspice.






Bara de instrumente File



<i>Instrument</i>	<i>Nume</i>	<i>Descriere</i>
	New	Crează un nou fișier de simulare sau fișier text. Echivalent cu comanda <u>S</u> imulation <u>P</u> rofile sau <u>T</u> ext <u>F</u> ile din meniul <u>F</u> ile
	Open	Deschide un fișier de date. Echivalent cu comanda <u>O</u> pen din meniul <u>F</u> ile
	Save	Salvează fișierul curent. Echivalent cu comanda <u>S</u> ave din meniul <u>F</u> ile
	Print	Tipărește fișierul curent. Echivalent cu comanda <u>P</u> rint din meniul <u>F</u> ile



Bara de instrumente Edit



<i>Instrument</i>	<i>Nume</i>	<i>Descriere</i>
	Cut	Îndepartează obiectul selectat și îl plasează într-un fișier de memorie (Clipboard). Echivalent cu comanda <u>C</u> ut din meniul Edit
	Copy	Copiază obiectul selectat și îl plasează în Clipboard. Echivalent cu comanda <u>C</u> opy din meniul <u>E</u> dit
	Paste	Lipește conținutul din Clipboard acolo unde se află cursorul. Echivalent cu comanda Paste din meniul Edit
	Undo	Anulează ultima comandă executată. Echivalent cu comanda <u>U</u> ndo din meniul <u>E</u> dit
	Redo	Anulează ultima comandă executată <u>U</u> ndo. Echivalent cu comanda <u>R</u> edo din meniul <u>E</u> dit

Bara de instrumente Simulation



<i>Instrument</i>	<i>Nume</i>	<i>Descriere</i>
	Run	Rulează simularea curentă. Echivalent cu comanda Run din meniul Simulation
	Pause	Oprește simularea curentă. Echivalent cu comanda Pause din meniul Simulation

1.17. UTILIZAREA MENIULUI DE CONTROL

- 1) Pentru crearea fișierului de intrare se selectează meniul **F**ile (sau Alt+F de la tastatură);
- 2) Se selectează submeniul New Text File din meniul **F**ile;
- 3) Se face descrierea circuitului pe care dorim să îl analizăm;
- 4) Se selectează din nou meniul **F**ile;
- 5) Se selectează submeniul Save as... din meniul **F**ile și în câmpul File name se introduce numele fișierului de intrare cu extensia **.cir** . Se apasă tasta Enter sau se apasă butonul Save;
- 6) Se selectează din nou meniul **F**ile;

- 7) Se selectează comanda Open Simulation din meniul File; din câmpul Files of type se selectează opțiunea Circuit Files (*.cir), după care se selectează fișierul pe care dorim să îl simulăm; se apasă tasta Enter sau butonul Open;
- 8) Se selectează comanda Run din meniul Simulation; PSpice rulează fișierul sursă și afișează un ecran care prezintă, în evoluție, procesele pe care le execută;
- 9) Se selectează meniul View;
- 10) Se selectează submeniul Output File din meniul View pentru a afișa fișierul de ieșire;

1.18. PREZENTAREA REZULTATELOR SIMULĂRII

Rezultatele simulării pot fi vizualizate sub trei forme:

1. Sub formă de tabel (printed output);
2. Sub formă de grafic de joasă rezoluție (plotted output);
3. Sub formă de grafic de înaltă rezoluție (graphics output).

1. PRINTED OUTPUT

Instrucțiunea `.PRINT` permite listarea rezultatelor sub formă de tabel pentru toate tipurile de analiză.

Sintaxa ei este:

```
.PRINT tip_analiză mărime_ieșire
```

Rezultatul acestei instrucțiuni va fi un tabel, plasat în fișierul de ieșire `.out`, în care fiecare mărime de ieșire (tensiune în nod sau curent prin dispozitiv) are alocată o coloană iar pe fiecare rând al tabelului sunt trecute rezultatele calculate ale mărimilor de ieșire pentru fiecare pas al analizei. Pentru a simplifica examinarea rezultatelor din tabel, Spice plasează în prima coloană valorile variabilei baleiate în analiza indicată.

Example:

```
.PRINT DC V(1) - tipărește tensiunea din nodul 1 pentru valorile sursei baleiate;
.PRINT DC I(R1) - tipărește valoarea curentului prin rezistența R1.
.PRINT DC V(1) I(R1) -tipărește în același tabel valorile mai sus menționate.
```

2. PLOTTED OUTPUT

Interpretarea rezultatelor folosind tabelul realizat de instrucțiunea `.PRINT` este greoaie. PSpice poate tipări grafice în fișierul `.out` folosind instrucțiunea `.PLOT`.

Sintaxa este:

```
.PLOT tip_analiză mărime_ieșire
```

Fiecărei mărimi de ieșire i se alocă un simbol (*, + etc.). Coloanele din stânga reprezintă valorile pe care le ia sursa $V1$ în timpul baleierii domeniului. Pe orizontală este prezentată scara utilizată pentru fiecare mărime de ieșire. În dreptul fiecărei valori este plasat simbolul alocat mărimii respective, poziționat corespunzător pe scara de valori a acelei mărimi.

Exemplu :

```
****          DC TRANSFER CURVES          TEMPERATURE = 27.000 DEG C

LEGEND:
*: V(5,10)
+: V(1,6)
V1          V(5,10)
(*)-----  0.0000E+00  1.000E+00  2.000E+00  3.000E+00  4.000E+00
(+)----- -1.0215E-28  1.000E+01  2.000E+01  3.000E+01  4.000E+01

0.000E+00  2.739E-27 X
1.000E+00  4.869E-08 X
2.000E+00  3.456E-05 * +
3.000E+00  1.210E-02 * +
4.000E+00  1.142E-01 . * +
5.000E+00  2.524E-01 . * +
6.000E+00  3.989E-01 . * +
7.000E+00  5.489E-01 . * +
8.000E+00  7.007E-01 . X
9.000E+00  8.536E-01 . X
1.000E+01  1.007E+00 . +*
1.100E+01  1.161E+00 . + *
1.200E+01  1.316E+00 . . + *
1.300E+01  1.471E+00 . . + *
1.400E+01  1.626E+00 . . + *
1.500E+01  1.782E+00 . . + *
1.600E+01  1.938E+00 . . + *
1.700E+01  2.093E+00 . . + *
1.800E+01  2.249E+00 . . + *
1.900E+01  2.405E+00 . . + *
2.000E+01  2.561E+00 . . + *
2.100E+01  2.718E+00 . . + *
2.200E+01  2.874E+00 . . + *
2.300E+01  3.030E+00 . . + *
2.400E+01  3.187E+00 . . + *
2.500E+01  3.343E+00 . . + *
```

Numărul de coloane pe care pot fi prezentate rezultatele în fișierul de ieșire poate fi setat prin instrucțiunea:

`.WIDTH OUT = valoare`

unde valoare reprezintă numărul de coloane pe care să se facă afișarea și poate fi 80 sau 132.

3. GRAPHICS OUTPUT

Vizualizarea rezultatelor sub formă de grafic de înaltă rezoluție se face cu instrucțiunea `.PROBE`. Instrucțiunea determină salvarea rezultatelor într-un fișier binar sau text, care este utilizat de programul de postprocesare grafică Probe.

Sintaxa este:

`.PROBE`

Vizualizarea mărimilor de ieșire salvate cu `.PROBE` se face selectând comanda Simulation Results din meniul View din meniul principal.

CAPITOLUL 2

ANALIZA DE CURENT CONTINUU

În analiza de curent continuu (.DC) se determină punctul de funcționare static stabil al circuitului și se listează potențialele fiecărui nod, curenții surselor independente de tensiune și puterea cedată de aceste surse. În timpul acestei analize laturile ce conțin condensatoare sunt întrerupte, iar cele cu bobine ideale sunt scurtcircuitate. Una sau mai multe mărimi (surse independente de tensiune sau de curent, rezistențe, capacități, inductivități, sau parametrii ai unor modele de element de circuit) pot fi variate într-un anumit domeniu. Rezultatele analizei pentru fiecare valoare a fiecărei mărimi pot fi tipărite, iar variația curenților și tensiunilor din circuit funcție de mărimea variată se poate reprezenta grafic.

Observații:

1. Programul PSpice calculează automat, pentru fiecare analiză în curent continuu a unui circuit electric rezistiv, valorile tuturor potențialelor nodurilor circuitului, curenții surselor independente de tensiune și puterea cedată de aceste surse. Aceste mărimi sunt listate în fișierul de ieșire în secțiunea SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION (SSBS).
2. Dacă se dorește calculul unui anumit curent, în serie cu elementul de interes trebuie introdusă o sursă independentă de tensiune cu tensiunea nulă, al cărei curent va fi listat în SSBS în mod automat alături de cele specificate la punctul anterior.
3. Mărimile rezultate din analiză (tensiuni între două noduri, potențialele unor noduri, curenții unor laturi, curenții printr-o sursă, caracteristicile dispozitivelor), se pot obține sub formă tabelară (cu .PRINT), sub forma unui grafic alfanumeric (cu .PLOT) sau sub formă grafică (cu .PROBE), dacă sunt cerute printr-o comandă de tip

.PRINT/PLOT Analiză_TIP Var_1 Var_2... sau simplu
.PROBE

4. Simularea funcționării circuitului se face la temperatura nominală de 27°C. Temperatura nominală poate fi însă fixată și la o altă valoare prin utilizarea declarației .TEMP.
5. Informația TOTAL POWER DISSIPATION din fișierul .out reprezintă, în realitate, puterea totală cedată de sursele independente de tensiune. În cadrul bilanțului de puteri ea este egală cu suma dintre puterea disipată în rezistoarele circuitului și puterea corespunzătoare surselor independente de curent.

LUCRAREA I

2.1. ANALIZA CIRCUITELOR REZISTIVE LINIARE RECIPROCE

2.1.1. PUNCTUL STATIC DE FUNCȚIONARE

Exemplul 2.1.1. Să se rezolve circuitul din figura 2.1.1. cu metoda potențialelor nodurilor. Considerând apoi fiecare element ca o latură, să se scrie sistemul de ecuații prin metoda nodală modificată. Să se simuleze circuitul cu PSpice și să se compare rezultatele.

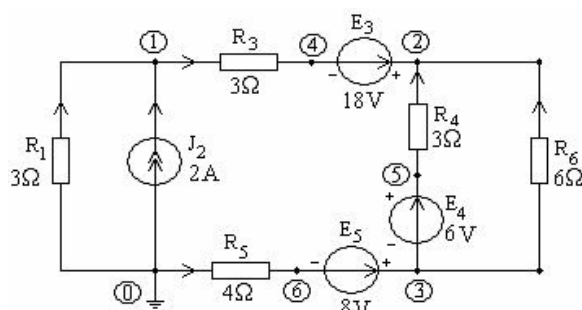


Fig. 2.1.1.

a) Vom scrie sistemul de ecuații prin metoda potențialelor nodurilor, considerând laturile 3,4,5, alcătuite din câte două elemente – rezistența și sursa de tensiune – înseriate. Circuitul are deci patru noduri – 0,1,2,3 și ecuațiile independente sunt:

- (1): $(G_1 + G_3)V_1 - G_3V_2 = J_2 - E_3G_3$
- (2): $(G_3 + G_4 + G_6)V_2 - G_3V_1 - (G_4 + G_6)V_3 = E_3G_3 + E_4G_4$
- (3): $(G_4 + G_5 + G_6)V_3 - (G_4 + G_6)V_2 = E_5G_5 - E_4G_4$

Rezolvând sistemul se obțin valorile potențialelor nodurilor:

$$V_1 = 3V, V_2 = 18V, V_3 = 12V.$$

Curenții laturilor se calculează cu relațiile:

$$I_1 = -G_1V_1 = -1A, I_3 = G_3(V_1 - V_2 + E_3) = 1A, I_4 = G_4(V_3 - V_2 + E_4) = 0, \\ I_5 = G_5(-V_3 + E_5) = -1A, I_6 = G_6(V_3 - V_2) = -1A.$$

Verificăm soluția obținută aplicând ecuația de bilanț al puterilor:

$$P_{gen} = E_3I_3 + E_4I_4 + E_5I_5 = 18 \cdot 1 + 6 \cdot 0 + 8 \cdot (-1) = 10W$$

$$P_{cons} = R_1I_1^2 + R_3I_3^2 + R_4I_4^2 + R_5I_5^2 + R_6I_6^2 + (-V_1)J_2 = \\ = 3 \cdot (2) + 4 \cdot 1 + 6 \cdot 1 + (-3) \cdot 2 = 10W.$$

b) Considerând circuitul cu nodurile 0÷6 și scriind ecuațiile corespunzătoare metodei nodale modificate, obținem

- (1): $(G_1 + G_3)V_1 - G_3V_4 = J_2$
- (2): $(G_4 + G_6)V_2 - G_4V_5 - G_6V_3 - I_3 = 0$
- (3): $G_6V_3 - G_6V_2 + I_4 - I_5 = 0$

$$(4): G_3V_4 - G_3V_1 + I_3 = 0$$

$$(5): G_4V_5 - G_4V_2 - I_4 = 0$$

$$(6): G_5V_6 + I_5 = 0$$

$$(l_3): V_4 - V_2 = -E_3$$

$$(l_4): V_3 - V_5 = -E_4$$

$$(l_5): V_6 - V_3 = -E_5$$

Sistemul are aceleași soluții ca cel anterior.

c) Pentru simularea circuitului se creează fișierul de intrare *ex2_1_1.cir*

```
Circuit de c.c.
R1 0 1 3
I2 0 1 DC 2
R3 1 4 3
V3 2 4 DC 18
R4 5 2 3
V4 5 3 DC 6
R5 0 6 4
V5 3 6 DC 8
R6 3 2 6
.END
```

Dupa rulare se obține fișierul de ieșire *ex2_1_1.out* în care se regăsește descrierea circuitului și informațiile din secțiunea SSBS:

```
Circuit de c.c.
```

```
****      CIRCUIT DESCRIPTION
```

```
R1 0 1 3
I2 0 1 DC 2
R3 1 4 3
V3 2 4 DC 18
R4 5 2 3
V4 5 3 DC 6
R5 0 6 4
V5 3 6 DC 8
R6 3 2 6
.END
```

```
Circuit de c.c.
```

```
****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE    VOLTAGE    NODE    VOLTAGE    NODE    VOLTAGE    NODE    VOLTAGE
(1)      3.0000    (2)     18.0000    (3)     12.0000    (4)     -4.494E-12
(5)     18.0000    (6)      4.0000
```

```
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
```

```
NAME      CURRENT
V3        -1.000E+00
V4        -5.009E-13
V5         1.000E+00
```

```
TOTAL POWER DISSIPATION 1.00E+01 WATTS
```

Observație: PSpice calculează curenții prin sursele de tensiune de la nodul pozitiv la cel negativ, adică în sens invers celui reprezentat în figura 2.1.1. (vezi Capitolul 1).

Pentru a obține valorile curenților prin rezistoare completăm fișierul .cir cu liniile:

```
.DC I2 2 2 2
.PRINT DC I(R1) I(R3) I(R4) I(R5) I(R6)
```

poziționate înainte de linia de comandă .END. Fișierul de ieșire conține informația

```
****      DC TRANSFER CURVES                TEMPERATURE = 27.000 DEG C

I2          I(R1)      I(R3)      I(R4)      I(R5)      I(R6)
2.00E+00    -1.00E+00   1.00E+00   5.009E-13  -1.00E+00  -1.00E+00
```

Exemplul 2.1.2. Să se simuleze circuitul rezistiv liniar din figura 2.1.2.

Fișierul de intrare *ex2_1_2.cir* are structura:

```
Circuit liniar reciproc
*de c.c.
R1 5 1 20
R2 2 5 5
R3 3 2 10
R5 4 3 5
R6 5 0 15
V1 2 1 DC 55
I4 0 3 DC 3
V5 4 0 DC 30
.END
```

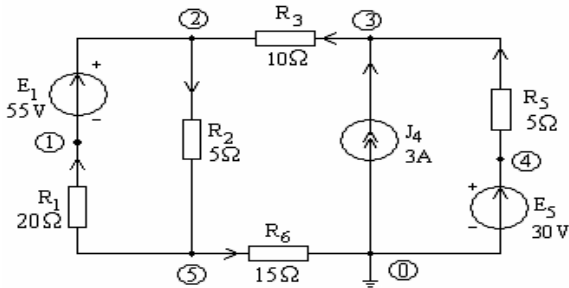


Fig. 2.1.2.

În urma simulării cu PSpice, fișierul de ieșire *ex2_1_2.out* are forma:

```
****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION    TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE
(1) -25.000   (2) 30.000   (3) 40.000   (4) 30.000   (5) 15.000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V1        -2.000E+00
V5        2.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 5.00E+01 WATTS
```

Observație:

Deoarece curenții prin sursele de tensiune sunt calculați de la nodul pozitiv la cel negativ, puterea generată de surse este obținută cu relația

$$P_{gen} = -E_1 I_1 - E_5 I_5 = -55 \cdot (-2) - 30 \cdot 2 = 110 - 60 = 50 \text{ W}.$$

Pentru verificarea bilanțului puterilor completăm fișierul de intrare introducând înainte de comanda .END liniile de comandă .DC și .PRINT cu specificarea uneia dintre surse, respectiv a analizei și a variabilelor de ieșire care interesează:

```
.DC V1 55 55 55
.PRINT DC I(R1) I(R2) I(R3) I(R5) I(R6) V(0,3)
```

Fișierul de ieșire va conține informațiile (suplimentare) cerute:

```
****      DC TRANSFER CURVES                TEMPERATURE = 27.000 DEG C

V1          I(R1)      I(R2)      I(R3)      I(R5)      I(R6)      V(0,3)
5.50E+01    2.00E+0    3.00E+0    1.00E+0    -2.00E+0    1.00E+0    -4.00E+01
```

Temă: Să se rezolve circuitul cu metoda potențialelor nodurilor și să se compare soluția cu cea obținută cu PSpice. Să se verifice bilanțul puterilor.

$$P_{cons} = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 + R_3 I_3^2 + R_5 I_5^2 + R_6 I_6^2 + U_4 J_4 =$$

$$= 20 \cdot 2^2 + 5 \cdot 3^2 + 10 \cdot 1^2 + 5 \cdot (-2)^2 + 15 \cdot 1^2 + (-40) \cdot 3 = 50 \text{ W.}$$

Exemplul 2.1.3.

➤ Să se analizeze circuitul din figura 2.1.3.

Fișierul de intrare *ex2_1_3.cir* are forma:

```
Circuit      electric      liniar
*reciproc
R1 0 1 1
R2 1 2 7
V2 3 2 DC 45
R3 3 4 2
I4 0 3 DC 5
R5 7 0 2
R6 3 7 3
R7 6 7 5
I8 3 6 DC 2
R9 4 5 1
V9 6 5 DC 12
I10 1 4 DC 1
.END
```

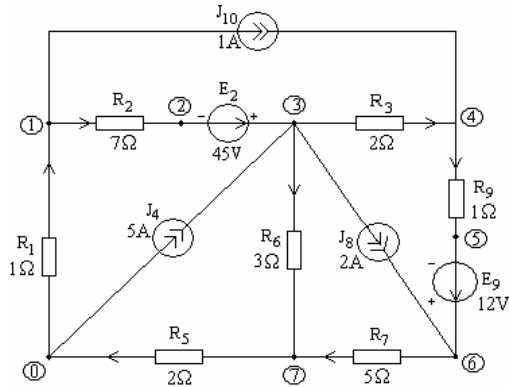


Fig. 2.1.3.

Rezultatul analizei este prezentat în fișierul *ex2_1_3.out*:

```
**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE
(1)   -3.0000 (2)  -17.0000 (3)   28.0000 (4)   26.0000
(5)   24.0000 (6)   36.0000 (7)   16.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
      NAME      CURRENT
      V2        -2.000E+00
      V9        -2.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION  1.14E+02 WATTS
```

➤ Să se verifice bilanțul puterilor folosind rezultatul simulării.

Observație: Pentru aceasta fișierul de intrare trebuie completat cu următoarele linii de comandă poziționate înainte de comanda *.END*:

```
*Marimi necesare pentru verificarea bilantului puterii
.DC V2 45 45 45
.PRINT DC I(R1) I(R2) I(R3) I(R5) I(R6) I(R7) I(R9)
+V(1,4) V(0,3) V(3,6)
```

Fișierul de ieșire *ex2_1_3.out* conține, de această dată, următoarele informații:

```
**** DC TRANSFER CURVES      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
V2      I(R1)      I(R2)      I(R3)      I(R5)      I(R6)
4.50E+01 3.00E+00  2.00E+00  1.00E+00  8.00E+00  4.00E+00
```


I (R7)	I (R9)	V (1, 4)	V (0, 3)	V (3, 6)
4.000E+00	2.000E+00	-2.900E+01	-2.800E+01	-8.000E+00

Bilanțul puterilor pentru circuitul studiat se verifică cu relația:

$$P_{gen} = E_2 I_2 + E_9 I_9 = 45 \cdot 2 + 12 \cdot 2 = 90 + 24 = 114 \text{ W};$$

$$P_{cons} = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 + R_3 I_3^2 + R_5 I_5^2 + R_6 I_6^2 + R_7 I_7^2 + R_9 I_9^2 + (V_0 - V_3) J_4 + \\ + (V_3 - V_6) J_8 + (V_1 - V_4) J_{10} = 114 \text{ W}.$$

Tema 2.1.1. Să se simuleze circuitul din figura 2.1.4 în varianta în care între nodurile 0 și 2 se conectează rezistorul R_5 (a), respectiv sursa de tensiune E_6 (b). Să se verifice bilanțul puterilor și să se comenteze rezultatul simulării.

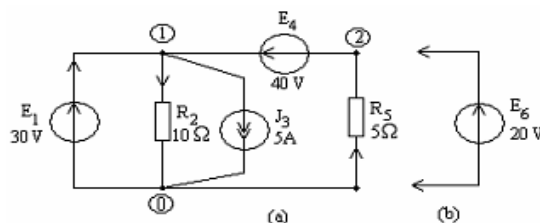


Fig. 2.1.4.

Răspuns:

*** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	30.0000	(2)	-10.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
V1	-6.000E+00
V4	-2.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 2.60E+02 WATTS

*** DC TRANSFER CURVES TEMPERATURE = 27.000 DEG C

V1	I (R2)	I (R5)	V (1, 0)
3.000E+01	3.000E+00	2.000E+00	3.000E+01

Tema 2.1.2. Să se simuleze circuitul din figura 2.1.5 pentru cazul când între nodurile 1 și 3 este conectată rezistența R_1 (a), respectiv sursa de curent J_7 (b). Să se verifice bilanțul puterilor.

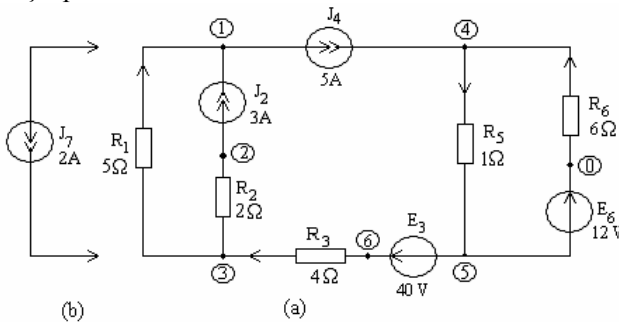


Fig. 2.1.5.

Răspuns:

```

****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
(1)    -2.0000   (2)    2.0000   (3)    8.0000   (4)    -6.0000
(5)    -12.0000  (6)    28.0000

      VOLTAGE SOURCE CURRENTS
            NAME      CURRENT
            V3        -5.000E+00
            V6        -1.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION  2.12E+02  WATTS

****      DC TRANSFER CURVES      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
I2      I (R1)      I (R2)      I (R3)      I (R5)      I (R6)
3.00E+00 2.000E+00  3.000E+00  5.000E+00  6.000E+00  1.000E+00
V(2,1)   V(1,4)
4.000E+00 4.000E+00

```

Exemplul 2.1.4.

Să se determine valoarea rezistenței de sarcină R_s a circuitului din figura 2.1.6., astfel încât puterea primită de la circuit să fie maximă și să se reprezinte grafic caracteristica transferului de putere.

Fișierul de intrare este:

```

Transfer maxim de putere
V1 2 1 DC 12
R3 2 3 1
R4 0 1 2
R5 3 0 6
I2 3 0 DC 2.5
Rs 4 5 {Rs}
.param Rs=0.01
R6 3 4 3
I3 4 5 DC 0
R7 0 5 4
.DC param Rs 0.1 100 2
.probe
.END

```

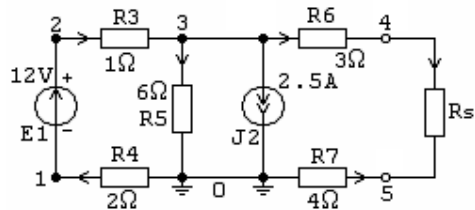


Fig. 2.1.6.

Parametrizând rezistența de sarcină R_s , cu postprocesorul PROBE obținem curba din figura 2.1.7. Din grafic rezultă $P_{\max} = 250\text{mW}$ și $R_s = 9\Omega$.

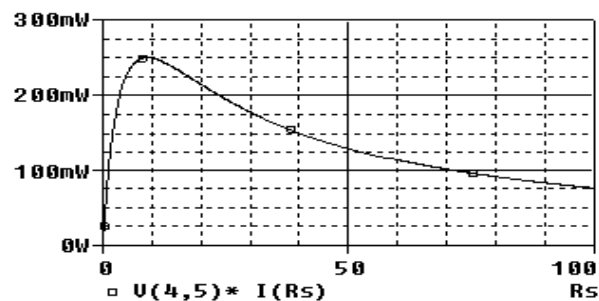


Fig. 2.1.7.

Tema 2.1.3.

Să se determine valorile rezistenței de sarcină, care, conectate alternativ la bornele A,B, respectiv C,D, absorb putere maximă.

Indicație: Se studiază problema parametrizând rezistența de sarcină.

Răspuns:

a) Pentru bornele A,B:

$R_s = R_{AB0} = 9 \Omega$; $P_{\max} = 10,028 \text{ W}$;

b) Pentru bornele C,D:

$R_s = R_{CD0} = 21 \Omega$; $P_{\max} = 107,143 \text{ mW}$.

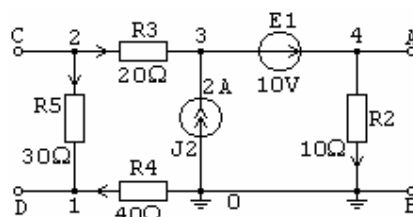


Fig. 2.1.8.

În afara setului de rezultate din secțiunea SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION (DC BIAS SOLUTION) simulatorul PSpice furnizează în cazul circuitelor cu dispozitive electronice (elemente neliniare) un al doilea set de rezultate - OPERATING POINT INFORMATION (OPI) -care conține informații legate de punctul static de funcționare: curenții, tensiunile între terminale și valorile elementelor circuitului echivalent de semnal mic, calculate numai pentru elemente neliniare existente în circuit.

Datele referitoare la P.S.F. sunt listate ca urmare a declarației .OP. Există și o excepție: datele legate de P.S.F. sunt listate în absența declarației .OP dacă în fișierul de intrare nu există nici o cerere de analiză.

Exemplul 2.1.5. Să se analizeze amplificatorul diferențial cu două tranzistoare bipolare complementare din figura 2.1.9.

Fișierul de intrare are structura:

```
Amplificator diferential
VCC 7 0 DC 12
VEE 8 0 DC -12
VIN 1 0
VOUT 5 0
RS1 1 2 1K
RS2 6 0 2K
Q1 3 2 4 MOD1
Q2 5 6 4 MOD1
RC1 7 3 10K
RC2 7 5 10K
RE 4 8 10K
.MODEL MOD1 NPN BF=50 VA=50
+IS=1.0E-12 RB=100
*se determina PSF
.OP
.END
```

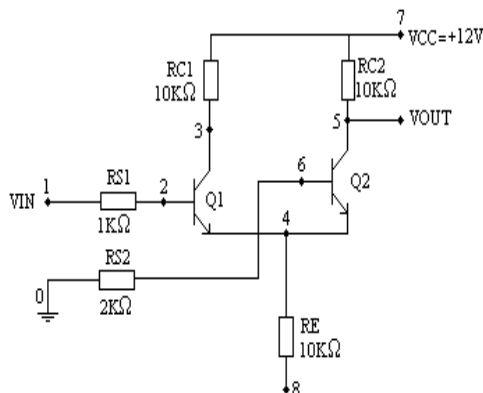


Fig. 2.1.9.

Fișierul de ieșire conține informațiile :

```

****      BJT MODEL PARAMETERS
            MOD1
            NPN
            IS      1.000000E-12 (curentul de saturație)
            BF      50 (câștigul în curent direct)
            NF      1 (coeficientul de emisie direct)
            VAF      50 (tensiunea Early directă)
            BR      1 (câștigul în curent invers)
            NR      1 (coeficientul de emisie invers)
            RB      100
            CN      2.42
            D        .87

****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE
(1)        0.0000      (2)        -.0119      (3)        5.3980      (4)        -.5357
(5)        0.0000      (6)        -.0186      (7)        12.0000      (8)        -12.0000

            VOLTAGE SOURCE CURRENTS
            NAME      CURRENT
            VCC        -1.860E-03
            VEE        1.146E-03
            VIN        -1.191E-05
            VOUT        7.350E-04

            TOTAL POWER DISSIPATION 3.61E-02 WATTS

****      OPERATING POINT INFORMATION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
****      BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS
NAME      Q1      Q2
MODEL     MOD1     MOD1
IB         1.19E-05  9.30E-06
IC         6.60E-04  4.65E-04
VBE        5.24E-01  5.17E-01
VBC        -5.41E+00 -1.86E-02
VCE        5.93E+00  5.36E-01
BETADC     5.54E+01  5.00E+01
GM         2.55E-02  1.80E-02
RPI        2.17E+03  2.78E+03
RX         1.00E+02  1.00E+02
RO         8.39E+04  1.08E+05
CBE        0.00E+00  0.00E+00
CBC        0.00E+00  0.00E+00
CJS        0.00E+00  0.00E+00
BETAAC     5.54E+01  5.00E+01
CBX/CBX2   0.00E+00  0.00E+00
FT/FT2     4.06E+17  2.86E+17

```

După cum se observă, în `SSBS` se listează valorile potențialelor tuturor nodurilor, curenții prin sursele de tensiune precum și puterea cedată de sursele independente de tensiune, iar în `OPI` se listează valorile componentelor echivalente de semnal mic al tranzistoarelor Q_1 și Q_2 .

Dacă circuitul analizat conține mai mult de un tranzistor sau mai mult de un element neliniar de circuit, `OPI` este calculat pentru fiecare din aceste elemente.

Temă: Să se adauge în fișierul de intrare declarația

```
.TEMP 100
```

și, după rularea programului, să se observe modificarea parametrilor de model, a punctului static de funcționare și a puterii disipate în circuit.

Tema 2.1.4. Să se determine punctul static de funcționare al amplificatorului cu reacție negativă de tensiune cu un singur tranzistor *nnp* din figura 2.1.10. Să se simuleze circuitul în c.c. la temperatura nominală și la 80°C și să se comenteze rezultatele.

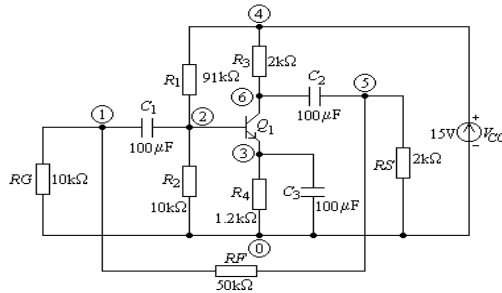


Fig. 2.1.10.

Indicație: Pentru tranzistor se vor folosi următoarele linii:

```
Q1 6 2 3 QMOD
.MODEL QMOD NPN
```

2.1.2. DETERMINAREA CARACTERISTICILOR DE TRANSFER ÎN CURENT CONTINUU

În cadrul acestei analize- denumită analiza de c.c. cu baleiaj- punctele statice de funcționare ale circuitului sunt calculate în funcție de valoarea unei surse de tensiune sau a unei surse de curent care este baleiată pe un interval de variație specificat. Sursa, modul de variație, intervalul de variație și valoarea pasului sunt date prin următoarea declarație:

```
.DC Tip_Variație V/I_ume Val_Initiala Val_Finala Val_Pas
```

Exemple:

- analiza unui circuit în care tensiunea sursei V1 se modifică liniar de la 3V la 5 V, cu pasul de 0.5V:

```
.DC LIN V1 3 5 0.5
```

echivalentă cu

```
.DC V1 3 5 0.5
```

deoarece specificarea cuvântului cheie `LIN` este *opțională*.

- analiza unui circuit în care tensiunea Vin variază cu 5 volți pe octavă sau cu 5 volți pe decadă între 1V și 100 V, folosind *obligatoriu* cuvântul cheie

`OCT` sau `DEC`:

```
.DC OCT Vin 1V 100V 5
```

```
.DC DEC Vin 1V 100V 5
```

- valoarea tensiunii sursei V6 va fi setată succesiv la 1V, 5V și 10V:

```
.DC V6 LIST 1 5 10
```

Observație:

Variabilele care se pot modifica cu comanda `.DC` pot fi de asemenea și:

- parametrii de model. În acest caz se specifică: tip model, nume de model urmat între paranteze rotunde de nume parametru;

Exemplu:

- un tranzistor NPN, model QFAST, al cărui curent de saturație se modifică de la 10^{-10} A la 10^{-8} A, cu pasul de 10^{-12} A:

```
.DC NPN QFAST(IS) 1e-10 1e-8 1e-12
```

- temperatura, pentru care se folosește ca *variabilă* cuvântul cheie `TEMP`;

Exemplu:

- analiză pentru diferite valori tip listă ale temperaturii, la fiecare din tensiunile V1, care variază liniar între 20V și 60V cu pasul de 2V:

```
.DC TEMP LIST 0 20 27 60 LIN V1 20 60
```

- un parametru global precum rezistența, capacitatea, inductivitatea etc. În acest caz, înainte de a specifica numele variabilei, trebuie folosit cuvântul cheie `PARAM`.

Exemplu:

- rezistorul R4 variază de la 100Ω la 300Ω cu pasul de 50Ω ;

```
.DC PARAM R4 100 300 50
```

Observații:

1. Datele indicate de instrucțiunea `.DC` au prioritate față de valoarea sursei indicate în instrucțiunea ce descrie sursa.

2. În PSpice analiza de c.c. cu baleiaj este omisă dacă nu este definită cel puțin o variabilă de ieșire de c.c. fie în declarația `.PRINT`, fie în declarația `.PLOT`.

Exemplul 2.1.6. Să se determine, folosind programul PSpice, valorile curentului prin sursa independentă de tensiune V1 și cele ale tensiunilor de la bornele rezistoarelor divizorului de tensiune din figura 2.1.11, dacă t.e.m. a sursei variază de la 0V la +5V cu un pas de incrementare de 1V.

Fișierul de intrare are forma:

```
Divizor de tensiune
R1 1 2 2K
R2 2 3 4K
R3 3 4 6K
R4 4 5 8K
R5 5 0 10K
V1 1 0 5
*tensiunea sursei V1 variază de
*la 0 la 5V cu pasul de 1V
.DC V1 0 5 1
.PRINT DC I(V1) V(1,2) V(2,3)
+V(3,4) V(4,5) V(5)
*.PROBE
.END
```

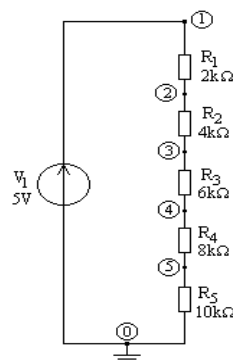


Fig. 2.1.11.

În urma simulării cu programul PSpice, fișierul de ieșire are forma:

```

****      DC TRANSFER CURVES                      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

      V1          I (V1)      V (1,2)      V (2,3)      V (3,4)      V (4,5)      V (5)
0.000E+00  0.000E+00  0.000E+00  0.000E+00  0.000E+00  0.000E+00  0.000E+00
1.000E+00  -3.333E-05  6.667E-02  1.333E-01  2.000E-01  2.667E-01  3.333E-01
2.000E+00  -6.667E-05  1.333E-01  2.667E-01  4.000E-01  5.333E-01  6.667E-01
3.000E+00  -1.000E-04  2.000E-01  4.000E-01  6.000E-01  8.000E-01  1.000E+00
4.000E+00  -1.333E-04  2.667E-01  5.333E-01  8.000E-01  1.067E+00  1.333E+00
5.000E+00  -1.667E-04  3.333E-01  6.667E-01  1.000E+00  1.333E+00  1.667E+00

```

Folosind comanda `.PROBE` se poate vizualiza variația acestor mărimi (Fig. 2.1.12).

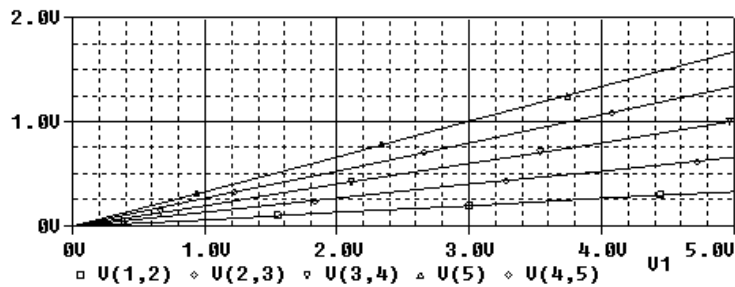


Fig. 2.1.12.

Analiza circuitului pentru diferite valori ale rezistorului R_5 la tensiune constantă $V_1=5V$ necesită următorul fișier de intrare :

```

Divizor de tensiune
R1 1 2 2K
R2 2 3 4K
R3 3 4 6K
R4 4 5 8K
R5 5 0 {R5}
V1 1 0 5
.param R5=1
.DC param R5 1ohm 10kohm 0.5ohm
.PROBE
.END

```

Folosind postprocesorul `PROBE` se obțin curbele prezentate în figura 2.1.13.

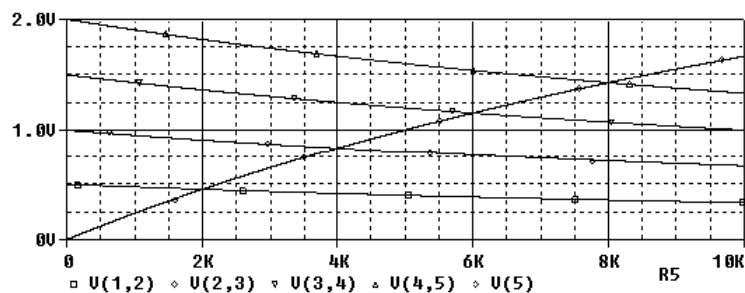


Fig. 2.1.13.

Temă: Să se vizualizeze variația acelorși mărimi folosind comanda `.PLOT`.

- Să se verifice manual cazul corespunzător valorii $R_5=8\text{ k}\Omega$.

2.1.3. DETERMINAREA FUNCȚIEI DE TRANSFER LA SEMNAL MIC

Funcția de transfer de la poarta j la poarta k a unui *circuit liniar dipolar pasiv cu condiții inițiale de zero* se definește ca raportul dintre mărimea de ieșire din latura k , m_k^e , imaginea ei în complex, sau transformata Laplace a acesteia și mărimea de intrare (de excitație) din latura j , m_j^i , imaginea ei în complex, sau transformata Laplace a acestei mărimi:

$$F_{kj} = \frac{m_k^e}{m_j^i}; \quad \underline{F}_{kj} = \frac{\underline{M}_k^e}{\underline{M}_j^i}; \quad F_{kj}(s) = \frac{M_k^e(s)}{M_j^i(s)}.$$

unde mărimea de ieșire poate fi o tensiune sau un curent, iar mărimea de intrare poate fi t.e.m. a unei surse independente de tensiune sau curentul unei surse independente de curent (Fig. 2.1.14 – în cazul operațional).

Cele patru funcții de transfer se definesc cu relațiile:

$$\begin{aligned} R_{ei} &= \left. \frac{dU_e}{J_i} \right|_{I_e=0}, \quad G_{ei} = \left. \frac{dI_e}{E_i} \right|_{U_e=0}, \quad A_{ei} = \left. \frac{dU_e}{E_i} \right|_{I_e=0} \quad \text{și} \quad B_{ei} = \left. \frac{dI_e}{J_i} \right|_{U_e=0}. \\ Z_{ei} &= \left. \frac{dU_e}{J_i} \right|_{I_e=0}, \quad Y_{ei} = \left. \frac{dI_e}{E_i} \right|_{U_e=0}, \quad \underline{A}_{ei} = \left. \frac{dU_e}{E_i} \right|_{I_e=0} \quad \text{și} \quad \underline{B}_{ei} = \left. \frac{dI_e}{J_i} \right|_{U_e=0}. \\ Z_{ei} &= \left. \frac{dU_e(s)}{J_i(s)} \right|_{I_e(s)=0}, \quad Y_{ei} = \left. \frac{dI_e(s)}{E_i(s)} \right|_{U_e(s)=0}, \quad \underline{A}_{ei} = \left. \frac{dU_e(s)}{E_i(s)} \right|_{I_e(s)=0} \quad \text{și} \quad \underline{B}_{ei} = \left. \frac{dI_e(s)}{J_i(s)} \right|_{U_e(s)=0}. \end{aligned}$$

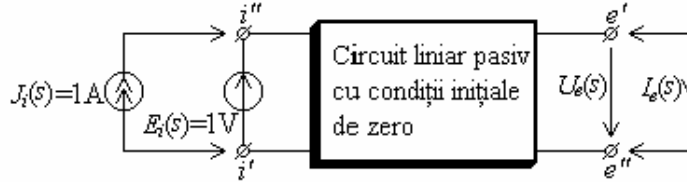


Fig. 2.1.14.

Pentru definirea admitanței (impedanței) de intrare, structura diportului intrare-ieșire este reprezentată, tot pentru cazul operațional, în figura 2.1.15,a , respectiv în figura 2.1.15,b. Analog se definește și structura diportului intrare-ieșire pentru calculul admitanței de ieșire (respectiv impedanței de ieșire).

Pentru un circuit liniar care conține numai rezistoare, bobine, cuplaje magnetice, condensatoare și surse independente (circuit reciproc), sunt satisfăcute relațiile: $Y_{kj} = Y_{jk}$, $Z_{kj} = Z_{jk}$, $A_{kj} = A_{jk}$, $B_{kj} = B_{jk}$, iar pentru $j = k$ (cele două porți coincid), se obțin funcțiile proprii de rețea (de intrare sau de ieșire).

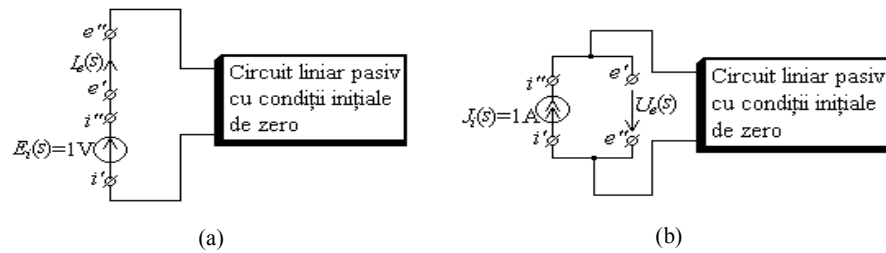


Fig. 2.1.15.

La încheierea analizei de c.c. este disponibil modelul liniarizat al circuitului neliniar descris în fișierul de intrare. Pentru o pereche specificată *mărime de intrare – mărime de ieșire*, programul poate calcula oricare din cele patru funcții de transfer ale modelului de semnal mic al circuitului, cu declarația de comandă

```
.TF Var_ieșire V/I_intrare
```

Variabila de *ieșire* poate avea oricare din formele descrise în declarațiile .PRINT DC sau .PLOT DC, iar *V/I_intrare* specifică o sursă independentă de tensiune sau de curent (oricare dintre sursele independente ale circuitului) reprezentând mărimea de *intrare* a diportului. Funcția de transfer se calculează ca raportul *Var_ieșire/Parametru_Sursă_intrare*.

Tipărirea rezultatelor analizei se face automat, fără să fie nevoie de instrucțiuni .PRINT sau .PLOT. Ca și la analiza .OP condensatoarele sunt considerate întreruperi de circuit, iar bobinele ideale ca scurtcircuite.

În fișierul .out pe lângă funcția de transfer se tipărește valoarea rezistenței de intrare și a celei de ieșire, astfel încât se poate determina circuitul echivalent Thévenin sau Norton în raport cu oricare două borne de acces.

Exemplul 2.1.7. Să se determine cu ajutorul programului PSpice, circuitele echivalente Thévenin, respectiv Norton ale circuitului din figura 2.1.16,a, respectiv b, în raport cu bornele 2 și 3.

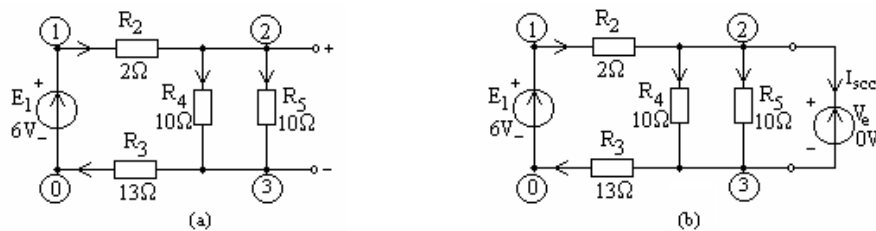


Fig. 2.1.16.

a) Pentru determinarea circuitului echivalent Thévenin se creează fișierul:

```
Circuitul echivalent Thevenin
V1 1 0 DC 6
R1 1 2 2
R2 3 0 13
R3 2 3 10
R4 2 3 10
.TF V(2,3) V1
.END
```

Fișierul de ieșire are forma:

```

****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE
(1)        6.0000      (2)        5.4000      (3)        3.9000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V1        -3.000E-01

TOTAL POWER DISSIPATION 1.80E+00 WATTS
****      SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

V(2,3)/V1 = 2.500E-01
INPUT RESISTANCE AT V1 = 2.000E+01
OUTPUT RESISTANCE AT V(2,3) = 3.750E+00

```

Verificări:

1. Amplificarea în tensiune se calculează cu relația

$$A = \frac{U_{23}}{E_1} = \frac{R_5 I_5}{E_1}, \text{ unde } I_5 = \frac{1}{2} \frac{E_1}{R_2 + R_3 + \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5}} = \frac{1}{2} \frac{6}{2 + 13 + 5} = \frac{3}{20}.$$

Așadar funcția de transfer căutată este $A=0.25$.

2. Rezistența de intrare a circuitului (văzută în raport cu bornele 1,0) este

$$R_{12} = R_2 + \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5} + R_3 = 2 + \frac{10 \cdot 10}{10 + 10} + 13 = 20 \Omega.$$

3. Rezistența de ieșire (văzută de la bornele 2,3) se obține, după pasivizarea sursei E_1 , cu relația:

$$R_{23,0} = \frac{1}{\frac{1}{R_2 + R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}} = \frac{1}{\frac{1}{15} + \frac{1}{10} + \frac{1}{10}} = 3,75 \Omega.$$

4. Determinarea generatorului echivalent Thévenin impune calculul tensiunii de mers în gol între bornele 2,3 ($U_{23,0}$) și al rezistenței circuitului pasivizat văzută în raport cu bornele 2,3 ($R_{23,0}$):

$$U_{23,0} = R_5 I_5 = R_5 \frac{1}{2} \frac{E_1}{R_2 + R_3 + \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5}} = 10 \frac{1}{2} \frac{6}{2 + 13 + \frac{10 \cdot 10}{10 + 10}} = 1,5 \text{ V}.$$

Această tensiune se poate exprima ca diferența potențialelor celor două borne, care sunt listate în fișierul `.out`:

$$U_{23,0} = V(2) - V(3) = 5,4 - 3,9 = 1,5 \text{ V}.$$

5. Rezistența echivalentă a schemei Thévenin (Fig. 2.1.17, a) se mai poate obține cu relația:

$$R_{23,0} = \frac{U_{23,0}}{I_{23,scc}} = \frac{U_{23,0}}{\frac{E_1}{R_2 + R_3}} = \frac{1,5}{\frac{6}{2 + 13}} = 3,75 \Omega.$$

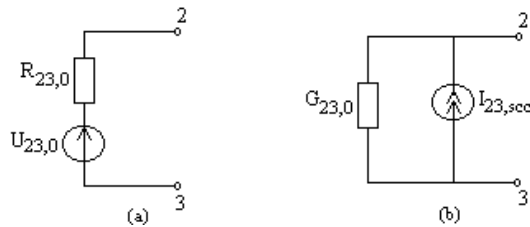


Fig. 2.1.17.

b) Pentru determinarea circuitului echivalent Norton este necesară determinarea curentului de scurtcircuit la bornele de ieșire și conductanța circuitului pasivizat văzută prin bornele de ieșire. Pentru calculul curentului de scurtcircuit se conectează între bornele 2,3 o sursă independentă de tensiune de valoare zero (Fig. 2.1.16,b).

Fișierul de intrare este:

```
Circuitul echivalent Norton
V1 1 0 DC 6
R1 1 2 2
R2 3 0 13
R3 2 3 10
R4 2 3 10
Ve 2 3 0
.TF I (Ve) V1
.END
```

Fișierul de ieșire are forma:

```
****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE
(1)        6.0000      (2)        5.2000      (3)        5.2000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V1         -4.000E-01
Ve          4.000E-01

TOTAL POWER DISSIPATION 2.40E+00 WATTS
****      SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
I (Ve) / V1 = 6.667E-02
INPUT RESISTANCE AT V1 = 1.500E+01
OUTPUT RESISTANCE AT I (Ve) = 3.750E+00
```

Notă:

Curentul de scurtcircuit pentru circuitul echivalent Norton este

$$I_{23,scc} = \frac{E_1}{R_2 + R_3} = \frac{6}{2 + 13} = 0,4 \text{ A}.$$

Această valoare coincide cu curentul prin sursa V_e listat în fișierul de ieșire. Conductanța de ieșire este inversul rezistenței de ieșire, adică

$$G_{23,0} = \frac{1}{3.75} \text{ S}.$$

Exemplul 2.1.8. Să se determine cu ajutorul programului PSpice, circuitele echivalente Thévenin și Norton ale punții din figura 2.1.18,a, în raport cu bornele A,B.

Fișierul de intrare al circuitului este:

```
Circuit in punte
V1 1 0 DC 15
R1 1 2 1k
R2 2 0 4k
R3 1 3 3k
R4 3 0 2k
Rs 2 3 1000Meg
*Rs 2 3 0.0000001
.TF V(2,3) V1
.DC V1 15 15 15
.PRINT DC V(2,3)
*.PRINT DC I(Rs)
.END
```

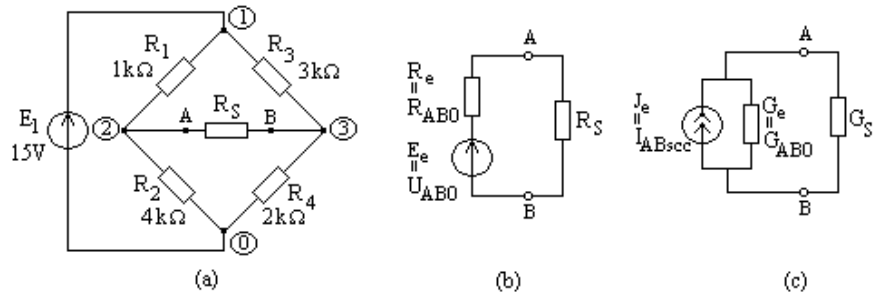


Fig. 2.1.18.

Fișierul de intrare al circuitului obținut după simulare este:

```
Circuit in punte
****      DC TRANSFER CURVES      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
V1          V(2,3)
1.500E+01   6.000E+00
****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
(1)    15.0000   (2)    12.0000   (3)    6.0000
      VOLTAGE SOURCE CURRENTS
      NAME      CURRENT
      V1        -6.000E-03
      TOTAL POWER DISSIPATION 9.00E-02 WATTS
****      SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
V(2,3)/V1 = 4.000E-01
INPUT RESISTANCE AT V1 = 2.500E+03
OUTPUT RESISTANCE AT V(2,3) = 2.000E+03
```

Interpretând rezultatul, se obțin pentru schema echivalentă Thévenin următoarele valori:

$$E_e = U_{AB0} = V(2,3) = 6 \text{ V}; \quad R_e = R_{AB0} = 2 \text{ k}\Omega.$$

Pentru a obține generatorul echivalent de curent, se înlocuiește valoarea, inițial foarte mare, a rezistenței de sarcină a punții, cu o valoare foarte mică ($10^{-7} \Omega$), se comentează linia de comandă .TF, iar comanda .PRINT pentru tensiunea la bornele sarcinii se înlocuiește cu aceeași comandă pentru curentul în diagonală punții.

Fișierul de ieșire este

Circuit in punte

**** DC TRANSFER CURVES

TEMPERATURE = 27.000 DEG C

V1 I (Rs)

1.500E+01 3.000E-03

Rezultă deci că valoarea sursei de curent echivalente este $J_e = I_{ABsc} = I(R_s) = 3 \text{ mA}$.

$$\text{Se verifică relația } R_{AB0} = \frac{U_{AB0}}{I_{ABsc}} = \frac{6}{3 \cdot 10^{-3}} = 2 \cdot 10^3 \Omega.$$

Temă:

1. Să se calculeze manual valorile R_{AB0} , U_{AB0} și I_{ABsc} și să se compare cu cele de mai sus.
2. În locul rezistenței de sarcină de $10^{-7} \Omega$ folosită pentru calculul curentului de scurtcircuit necesar schemei echivalente cu generator de curent să se introducă între bornele A,B o sursă de tensiune de valoare 0 (echivalentă cu un scurtcircuit) cu sensul de la B la A. Să se compare rezultatele.
3. În locul rezistenței de sarcină de $10^9 \Omega$ folosită pentru calculul tensiunii de mers în gol necesară schemei echivalente cu generator de tensiune să se introducă între bornele A,B o sursă de curent de valoare 0 (echivalentă cu un gol) cu sensul de la A la B. Să se compare rezultatele.

Tema 2.1.5.

Să se determine generatoarele echivalente de tensiune și de curent pentru circuitul din figura 2.1.19.

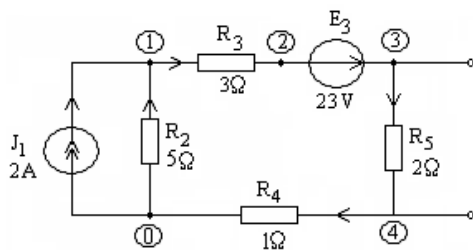


Fig. 2.1.19.

Răspuns:

$$U_{34,0} = 6 \text{ V}$$

$$R_{34,0} = 1,636 \Omega$$

$$I_{34,sc} = 3,667 \text{ A}$$

Tema 2.1.6.

Să se determine generatoarele echivalente de tensiune și de curent pentru circuitul din figura 2.1.20.

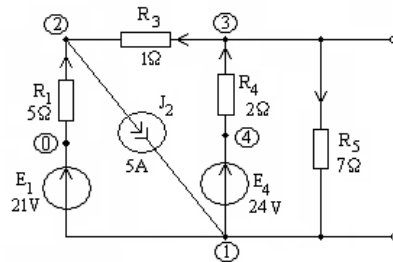


Fig. 2.1.20.

Răspuns:

$$U_{31,0} = 14 \text{ V}$$

$$R_{31,0} = 1,235 \Omega$$

$$I_{34,scc} = 11,336 \text{ A}$$

Tema 2.1.7.

Pentru circuitul din figura 2.1.6. să se determine valoarea rezistenței de sarcină R_s corespunzătoare transferului maxim de putere, folosind circuitul echivalent Thévenin și să se calculeze valoarea acestei puteri.

Răspuns: $U_{450} = 3 \text{ V}$, $R_{450} = 9 \Omega$, $P_{\max} = 250 \text{ mW}$.

Tema 2.1.8.

Pentru circuitul din figura 2.1.8. să se determine:

- generatorul echivalent de tensiune în raport cu bornele A,B;
- generatorul echivalent de curent în raport cu bornele C,D.

Răspuns:

- $R_{AB0} = 9 \Omega$, $U_{AB0} = 19 \text{ V}$;
- $G_{CD0} = 1/21 \text{ S}$, $I_{CDscc} = 1/7 \text{ A}$.

LUCRAREA II

2.2. ANALIZA CIRCUITELOR REZISTIVE LINIARE NERECIPROCE

Programul PSpice permite analiza circuitelor rezistive care pot să conțină toate cele patru tipuri de surse comandate. Instrucțiunile de descriere a surselor comandate au fost descrise în Capitolul 1.

Exemplul 2.2.1. Fie circuitul electric neregiproc de c.c. din figura 2.2.1. Circuitul conține toate cele patru tipuri de surse comandate. Pentru identificarea laturilor de comandă ale surselor comandate în curent se introduc surse ideale independente de tensiune cu valorile t.e.m. egale cu zero. Ținând seama de descrierea surselor comandate prezentată în Capitolul 1, fișierul de intrare al circuitului *ex2_2_1.cir* este următorul:

```

Studiul unui circuit de c.c. cu surse comandate
R1 0 1 20
V1 2 1 DC 20
I1 2 0 DC 1
R2 2 8 20
V2 3 4 DC 20
E3 2 4 0 7 1
G5 7 2 9 0 0.1
R6 0 7 10
H7 7 9 VC7 20
VC7 6 4 DC 0
R8 9 0 20
F10 0 9 VC10 1
VC10 8 3 DC 0
R11 5 7 10
V11 5 4 DC 10
R14 7 6 20
.DC V1 20 20 20
.PRINT DC I(R1) I(R2) I(R6) I(R8) I(R11) I(R14)
+V(2,4) V(7,2) V(9) V(7,6) V(7,9)
*.OP
*.TF V(7,6) V1
.END

```

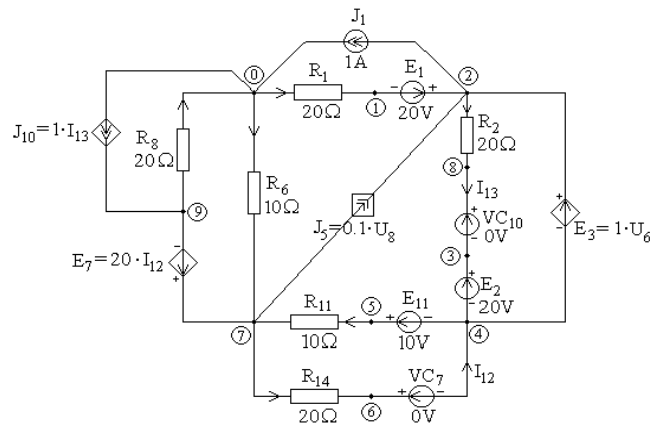


Fig. 2.2.1.

Rulând programul PSpice se obține fișierul *ex2_2_1.out*

Studiul unui circuit de c.c. cu surse comandate

```

****      DC TRANSFER CURVES              TEMPERATURE = 27.000 DEG C
V1          I (R1)          I (R2)          I (R6)          I (R8)          I (R11)
2.000E+01   1.500E+00   -1.000E+00   8.849E-17   -5.000E-01   2.000E-11
I (R14)     V (2,4)         V (7,2)         V (9)          V (7,6)         V (7,9)
5.000E-01   1.776E-15   1.000E+01   -1.000E+01   1.000E+01   1.000E+01

```

➤ Dacă se introduce și linia de comandă .OP (inițial comentată), fișierul de ieșire conține următoarele:

Studiul unui circuit de c.c. cu surse comandate

```

****      DC TRANSFER CURVES              TEMPERATURE = 27.000 DEG C
V1          I (R1)          I (R2)          I (R6)          I (R8)          I (R11)
2.000E+01   1.500E+00   -1.000E+00   8.849E-17   -5.000E-01   2.000E-11
I (R14)     V (2,4)         V (7,2)         V (9)          V (7,6)         V (7,9)
5.000E-01   1.776E-15   1.000E+01   -1.000E+01   1.000E+01   1.000E+01

```

Studiul unui circuit de c.c. cu surse comandate

```

****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE
(1)  -30.000 (2)  -10.000 (3)  10.000 (4)  -10.000 (5)  200.0E-12
(6)  -10.00 (7)  -884.9E-18 (8)  10.000 (9)  -10.000

```

```

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME          CURRENT
V1            -1.500E+00
V2            -1.000E+00
VC7           5.000E-01
VC10          -1.000E+00
V11           -2.000E-11

```

```

TOTAL POWER DISSIPATION 5.00E+01 WATTS

```

```

****      OPERATING POINT INFORMATION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

```

```

**** VOLTAGE-CONTROLLED CURRENT SOURCES

```

```

NAME          G5
I-SOURCE      -1.000E+00

```

```

**** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES

```

```

NAME          E3
V-SOURCE      8.849E-16
I-SOURCE      5.000E-01

```

```

**** CURRENT-CONTROLLED CURRENT SOURCES

```

```

NAME          F10
I-SOURCE      -1.000E+00

```

```

**** CURRENT-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES

```

```

NAME          H7
V-SOURCE      1.000E+01
I-SOURCE      5.000E-01

```

• **Observație:** Se pot verifica valorile obținute pentru sursele comandate:

$$E_3 = V(2,4) = 1 \cdot U_6 = 1 \cdot (0 - V(7)) = 0;$$

$$E_7 = V(7,9) = 20 \cdot I_{12} = 20 \cdot I(VC7) = 10;$$

$$J_5 = 0.1 \cdot U_8 = 0.1 \cdot (V(9) - 0) = -1;$$

$$J_{10} = 1 \cdot I_{13} = 1 \cdot I(VC10) = -1.$$

- Pentru calculul amplificării în tensiune când poarta de intrare este (1,2), iar poarta de ieșire (7,6) se introduce în fișierul de intrare linia

.TF V(7,6) V1

Fișierul de ieșire va conține în plus următoarea informație

```
**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
      V(7,6)/V1 = -5.000E-01
      INPUT RESISTANCE AT V1 = 4.000E+01
      OUTPUT RESISTANCE AT V(7,6) = -3.333E+00
```

Dacă se consideră poarta de ieșire (6,7) se obține

```
**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
      V(6,7)/V1 = 5.000E-01
      INPUT RESISTANCE AT V1 = 4.000E+01
      OUTPUT RESISTANCE AT V(6,7) = -3.333E+00
```

Temă:

1. Să se calculeze amplificarea în tensiune pentru conectarea inversă în latură a sursei E_1 în cazul celor două variante pentru poarta de ieșire și să se comenteze rezultatul;
2. Să se calculeze amplificarea în tensiune pentru primul caz pe baza definiției funcțiilor de circuit din paragraful 2.1.3.

Tema 2.2.1.

Să se simuleze circuitul din figura 2.2.2 și să se verifice bilanțul puterilor.

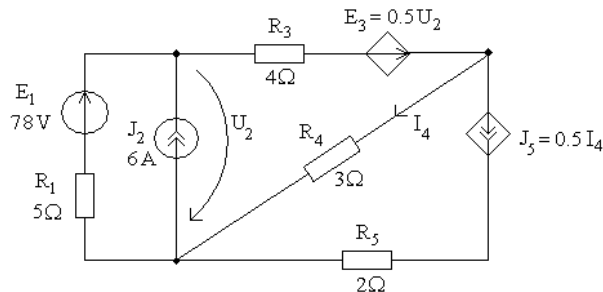


Fig. 2.2.2.

Răspuns:

```
**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE
(1)   -30.000  (2)   48.000   (3)   -21.33E-12 (4)   24.000
(5)    8.0000  (6)   24.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
```

NAME	CURRENT				
V1	-6.000E+00				
V6	8.000E+00				
TOTAL POWER DISSIPATION 4.68E+02 WATTS					
**** DC TRANSFER CURVES TEMPERATURE = 27.000 DEG C					
V1	I (R1)	I (R3)	I (R4)	I (R5)	V (2,0)
7.80E+01	6.00E+00	1.20E+01	8.00E+00	4.000E+00	4.800E+01
V (2,4)	V (4,0)	V (4,5)			
2.400E+01	2.400E+01	1.600E+01			

Tema 2.2.2.

Sa se simuleze circuitul din figura 2.2.3. Sa se rezolve apoi circuitul cu metoda potentialelor nodurilor si sa se verifice bilantul puterilor.

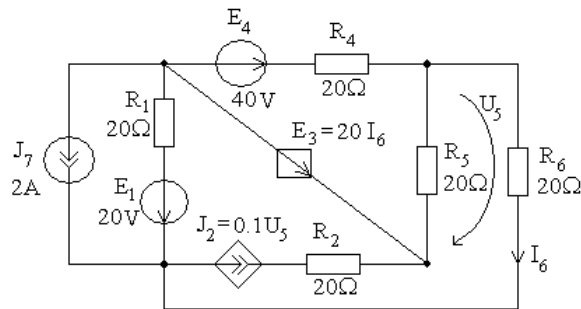


Fig. 2.2.3.

Răspuns:

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C							
NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	-20.000	(2)	0.000	(3)	-20.000	(4)	-20.000
(5)	20.0000	(6)	20.0000	(7)	0.0000		
VOLTAGE SOURCE CURRENTS							
NAME	CURRENT						
V1	0.000E+00						
V4	-1.000E+00						
VC8	0.000E+00						
TOTAL POWER DISSIPATION 4.00E+01 WATTS							
**** DC TRANSFER CURVES TEMPERATURE = 27.000 DEG C							
V1	I (R1)	I (R2)	I (R4)	I (R5)	I (R6)		
2.000E+01	0.000E+00	2.000E+00	1.000E+00	1.000E+00	0.000E+00		
V (1)	V (2,5)	V (0,6)					
-2.000E+01	-2.000E+01	-2.000E+01					

Exemplul 2.2.2.

Circuitul din figura 2.2.4, a conține un amplificator operațional 741. Să se determine caracteristicile la semnal mic ale acestui circuit (factorul de transfer în tensiune, rezistența de intrare și rezistența de ieșire).

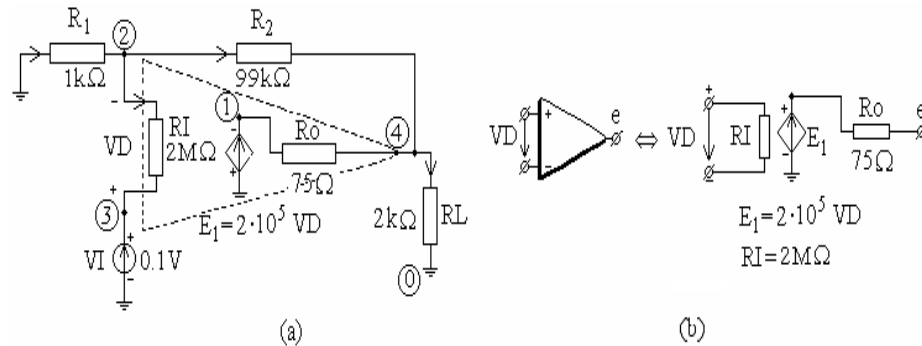


Fig. 2.2.4.

Pentru modelarea amplificatorului operațional s-a folosit schema echivalentă din figura 2.2.4, b.

Datele de intrare sunt cuprinse în fișierul *ex2_2_4.cir*:

```
Amplificatorul operațional neinversor AO 741
VI 3 0 DC 0.1
R1 0 2 1K
R2 2 4 99K
RL 4 0 2K
*Descrierea amplificatorului operațional AO 741:
RI 2 3 2MEG
E1 1 0 3 2 200K
R0 1 4 75
.TF V(4) VI
.END
```

Datele de ieșire, obținute după rularea programului PSpice, au structura:

```
NODE    VOLTAGE    NODE    VOLTAGE    NODE    VOLTAGE    NODE    VOLTAGE
(1)      10.3770    (2)      0.0999    (3)      0.1000    (4)      9.9948

****      SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS:

V(4)/VI = 9.995E+01
INPUT RESISTENCE AT VI = 3.855E+09
OUTPUT RESISTANCE AT V(4) = 3.750E-02
```

Pentru comparație între valorile obținute și cele ideale ale caracteristicilor la semnal mic ale amplificatorului operațional 741, ultimele sunt prezentate în paranteze: $A = 99,95$ (100) V/V, $R_i = 3,855 \text{ G}\Omega$ (∞), $R_o = 37,5 \text{ m}\Omega$ (0Ω).

Exemplul 2.2.3.

Să se analizeze circuitul din figura 2.2.5,a, în care amplificatoarele operaționale au fost modelate cu schema din figura 2.2.5,b. Să se determine factorii

de amplificare: $A_1 = \frac{v_{o1}}{v_1}$; $A_2 = \frac{v_{o2}}{v_2}$; $A_{dif} = \frac{v_o}{v_2 - v_1}$ și $A_{odif} = \frac{v_o}{v_{o2} - v_{o1}}$.

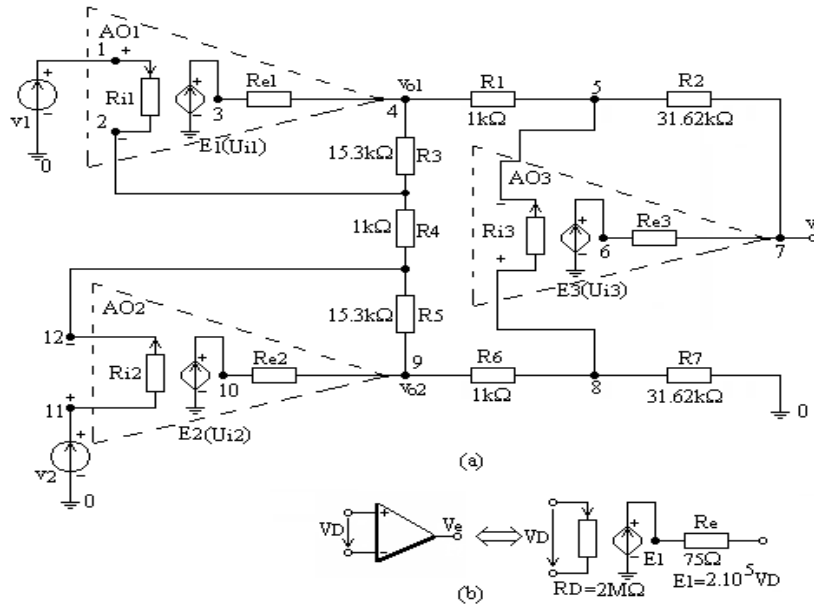


Fig. 2.2.5.

Fișierul de intrare al circuitului este:

```
Circuit de amplificare
V1 1 0 DC 0.1
Ri1 1 2 2Meg
E1 3 0 1 2 2e05
Re1 3 4 75
V2 12 0 DC 0.2
Ri2 12 10 2Meg
E2 11 0 12 10 2e05
Re2 11 9 75
Ri3 8 5 2Meg
E3 6 0 8 5 2e05
Re3 6 7 75
R1 4 5 1k
R2 5 7 31.62k
R3 4 2 15.3k
R4 2 10 1k
R5 10 9 15.3k
R6 9 8 1k
R7 8 0 31.62k
.DC V1 0.1 0.1 0.1
.PRINT DC V(4) V(9) V(7)
.END
```

În urma rulării programului se obțin următoarele rezultate:

```

****          DC TRANSFER CURVES          TEMPERATURE = 27.000 DEG C
V1            V(4)            V(9)            V(7)
1.000E-01    -1.430E+00      1.730E+00      9.989E+01

```

Cu aceste valori se calculează amplificările cerute și se obține

$$A_1 = -14,3; \quad A_2 = 8,65; \quad A_{diff} = 998,9; \quad A_{odiff} = 31,61.$$

Tema 2.2.3. Să se simuleze circuitul din figura 2.2.6 care conține toate tipurile de surse comandate și, folosind rezultatele analizei, să se verifice bilanțul puterilor.

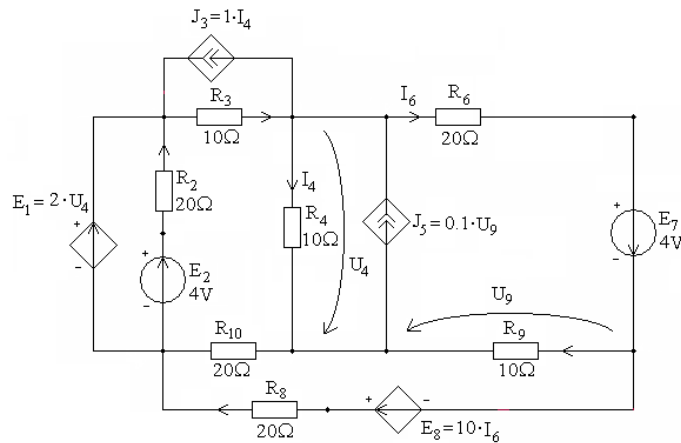


Fig. 2.2.6.

Răspuns:

```

TOTAL POWER DISSIPATION 1.52E+00 WATTS

```

Tema 2.2.4.

Să se determine manual generatoarele echivalente de tensiune (Thévenin) și de curent (Norton) circuitul din figura 2.2.7 și apoi să se verifice prin simularea cu PSpice.

Răspuns:

$$U_{AB0} = 1V, \quad R_{AB0} = 1\Omega;$$

$$I_{ABsc} = 1A, \quad G_{AB0} = 1S.$$

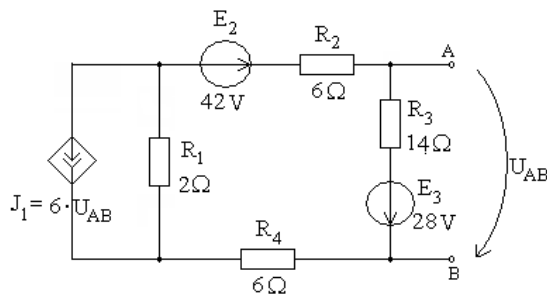


Fig. 2.2.7.

Tema 2.2.5.

Să se determine manual generatoarele echivalente de tensiune (Thévenin) și de curent (Norton) circuitul din figura 2.2.8 și apoi să se verifice prin simularea cu PSpice.

Răspuns:

$$U_{AB0} = 16V, \quad R_{AB0} = 2\Omega;$$

$$I_{ABsc} = 8A, \quad G_{AB0} = 0,5S.$$

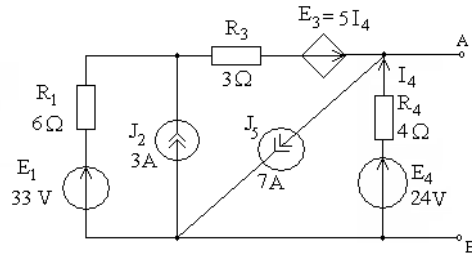


Fig. 2.2.8.

Tema 2.2.6.

Să se determine manual generatoarele echivalente de tensiune (Thévenin) și de curent (Norton) circuitul din figura 2.2.9 și apoi să se verifice prin simularea cu PSpice.

Răspuns:

$$U_{AB0} = 6V, \quad R_{AB0} = 3\Omega;$$

$$I_{ABsc} = 2A, \quad G_{AB0} = 1/3S.$$

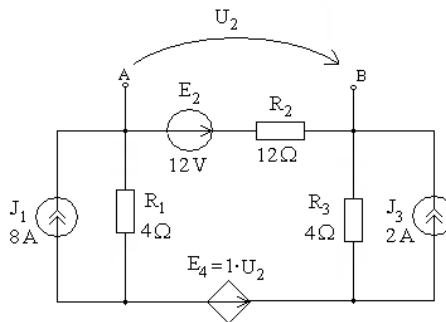


Fig. 2.2.9.

Tema 2.2.7.

Să se simuleze circuitul de polarizare al unui tranzistor (Fig. 2.2.10,a) în următoarele etape:

1. Să se determine circuitul echivalent Thevenin pentru porțiunea de circuit din partea dreaptă a bazei;
2. Să se simuleze circuitul echivalent din figura 2.2.10,c.

Notă:

Se modelează tranzistorul bipolar cu joncțiune *nnp* cu schema echivalentă din figura 2.2.10,b.

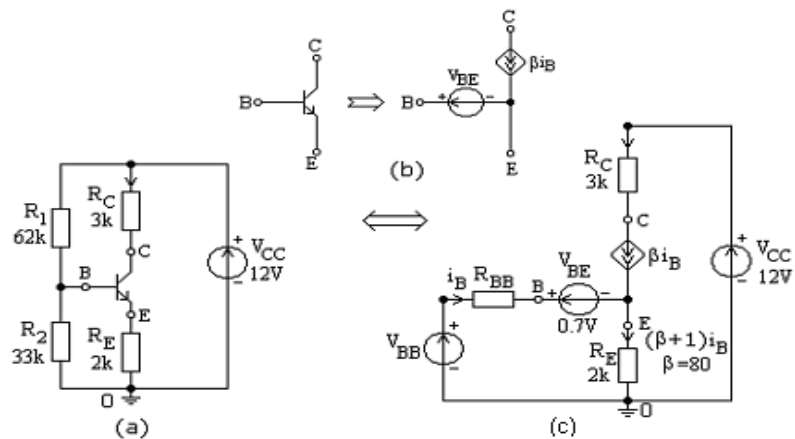


Fig. 2.2.10.

Răspuns:

```

****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE
(1)      4.1680      (2)      3.7610      (3)      3.0610      (4)      7.4652
(5)      12.0000      (6)      3.0610

      VOLTAGE SOURCE CURRENTS
      NAME      CURRENT
      VBB      -1.890E-05
      VBE      1.890E-05
      VC      1.890E-05
      VCC      -1.512E-03

TOTAL POWER DISSIPATION 1.82E-02 WATTS

```

Tema 2.2.8.

Să se determine tensiunea de intrare care asigură la ieșirea circuitului din figura 2.2.11 o tensiune de 3 V.

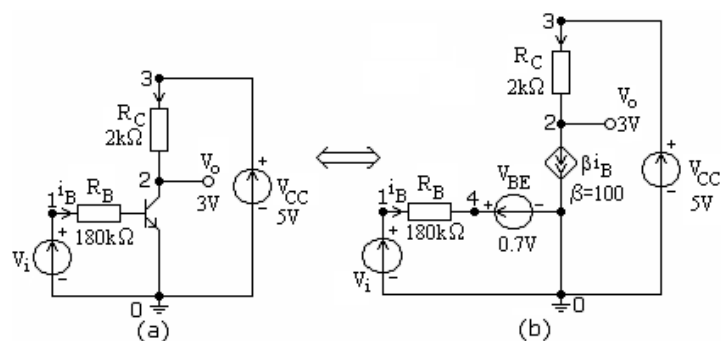


Fig. 2.2.11.

Răspuns: $V_i = 2,5 \text{ V}$.

LUCRAREA III

2.3. ANALIZA CIRCUITELOR REZISTIVE NELINIARE

Programul PSpice permite ca circuitele rezistive să conțină și rezistoare neliniare. Caracteristicile i - u ale rezistoarelor neliniare se pot da în formă analitică sau prin puncte determinate experimental.

1. Când caracteristica curent-tensiune i - u a unui rezistor neliniar controlat în tensiune este aproximată printr-un polinom de forma:

$$i = p_0 + p_1 u + p_2 u^2 + p_3 u^3 + \dots$$

unde p_0, p_1, p_3, \dots sunt coeficienții polinomului, instrucțiunea de descriere a unui rezistor neliniar este de forma:

```
Gxxx N+ N- poly(1) N+ N- p0 p1 p2 p3
```

unde `poly(1)` – este un cuvânt cheie care arată că valoarea curentului este o funcție polinomială de tensiunea de comandă;

Întotdeauna instrucțiunea de descriere a unui rezistor neliniar este însoțită de următoarea instrucțiune de comandă:

```
.NODESET V(N+)=value V(N-)=value
```

care dă valorile de început ale potențialelor nodurilor N+ și, respectiv, N-.

2. Dacă caracteristica i - u a unui rezistor neliniar controlat în tensiune se dă analitic, atunci instrucțiunea de descriere are următoarea formă:

```
Gxxx N+ N- value={expresia analitică a caracteristicii}
```

3. Dacă caracteristica u - i este dată prin puncte, atunci instrucțiunea de descriere a unui rezistor neliniar controlat în tensiune are forma:

```
Gxxx N+N- TABLE {V(N+,N-)}=(u1,i1), (u2,i2), (u3,i3),...
```

unde: $V(N+, N-)$ – este tensiunea de la bornele rezistorului `Gxxx`;

(u, i) – sunt coordonatele punctelor caracteristicii u - i .

Exemplul 2.3.1.

Circuitul reprezentat în figura 2.3.1 conține un rezistor neliniar care are caracteristica i - u de forma:

$$i_4 = \frac{k}{2}(u_4 - u_T)^2, \text{ cu } k = 0,8 \text{ mA/V}^2 \text{ și } u_T = 1,5 \text{ V, adică}$$

$i_4 = (0,9 - 1,2u_4 + 0,4u_4^2) \text{ mA}$. Să se analizeze acest circuit cu programul PSpice.

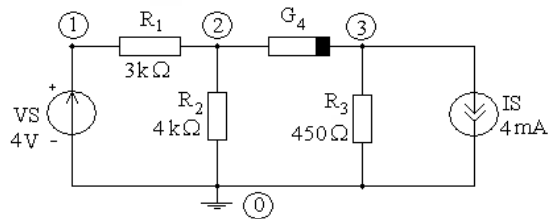


Fig. 2.3.1.

Rezolvând grafo-analitic circuitul nelinier din figura 2.3.1. se obține: $u_4 \cong 2,74 \text{ V}$ și $i_4 \cong 0,615 \text{ mA}$. Prin urmare putem anticipa că $V(2) = 1,232 \text{ V}$ și $V(3) = -1,5 \text{ V}$.

Fișierul *ex2_3_1.cir* are structura:

```
Circuit cu un rezistor nelinier
VS 1 0 DC 4
R1 1 2 3K
R2 2 0 4K
R3 3 0 .45K
*Descrierea rezistorului nelinier
G4 2 3 POLY(1) 2 3 0.9M -1.2M 0.4M
.NODESET V(2) = 1.232 V(3) = -1.5
IS 3 0 4M
.DC VS 4 4 4
.PRINT DC V(2,3) I(G4)
.END
```

După rularea programului PSpice se obține fișierul de ieșire *ex2_3_1.out*

```
Circuit cu un rezistor nelinier
****          DC TRANSFER CURVES          TEMPERATURE =    27.000 DEG C
VS            V(2,3)          I(G4)
4.000E+00    2.745E+00    6.196E-04
```

Deci la bornele rezistorului nelinier tensiunea este $u_4 = V(2,3) = 2.745 \text{ V}$, iar curentul prin acest rezistor este $i_4 = I(G4) = 0.619 \text{ mA}$.

Exemplul 2.3.2.

Circuitul reprezentat în figura 2.3.2 conține două diode semiconductoare (două rezistoare neliniare controlate în tensiune, G_1 și G_2) ale căror caracteristici au următoarele expresii analitice:

$$i_1 = 5 \cdot 10^{-6} \left(e^{\frac{u_1}{0,029248}} - 1 \right), \quad i_2 = 6,1875 \cdot 10^{-6} \left(e^{\frac{u_2}{0,029248}} - 1 \right).$$

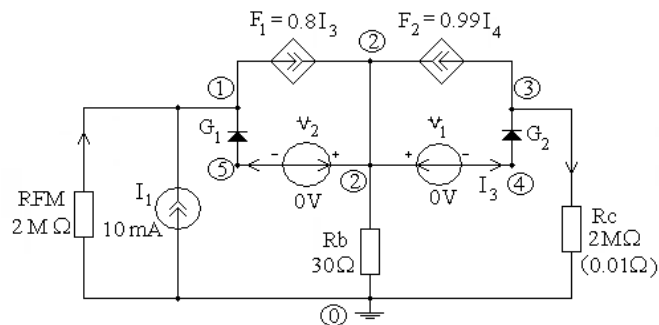


Fig. 2.3.2.

Fișierul de intrare *ex2_3_2.cir* are structura:

```

Simularea cu PSpice a unui circuit rezistiv neliniar.
*Caracteristicile rezistoarelor neliniare
*sunt date analitic (diode semiconductoare)
I1 0 1 dc 10m
Rb 2 0 30
*Descrierea rezistoarelor neliniare G1 si G2 cand se cunoaste
expresia analitica a caracteristicii
G1 5 1 VALUE = {5e-06*(exp((V(5)-V(1))/0.029248)-1)}
G2 4 3 VALUE = {6.1875e-06*(exp((V(4)-V(3))/0.029248)-1)}
F1 1 2 V1 0.8
V1 2 4 dc 0
F2 3 2 V2 0.99
V2 2 5 dc 0
*RFM este introdusa pentru a elimina nodurile flotante (floating
nodes)
RFM 0 1 2Meg
RC 3 0 2Meg
.dc I1 10m 10m 10m
.print dc I(Rb) I(G1) I(G2) I(F1) I(F2)
+V(1) V(3) I(V1) I(V2)
.end

```

După rularea programului PSpice se obțin următoarele rezultate:

```

Simularea cu PSpice a unui circuit rezistiv neliniar.
****      DC TRANSFER CURVES      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
I1          I(Rb)          I(G1)          I(G2)          I(F1)          I(F2)
1.00E-02    1.059E-06    -5.00E-06    -4.946E-06    -3.957E-06    -4.970E-06
V(1)          V(3)          I(V1)          I(V2)
2.000E+04    4.702E-02    -4.946E-06    -5.020E-06

```

Temă: Să se refacă simularea pentru $R_c=0.01\Omega$ și să se comenteze rezultatul.

Exemplul 2.3.3.

Să se efectueze analiza în c.c. a circuitului neliniar din figura 2.3.3, a, care conține două rezistoare neliniare ($G1$ și $G2$) controlate în tensiune, având caracteristicile $u-i$ liniarizate pe porțiuni (Fig. 2.3.3, b și, respectiv, Fig. 2.3.3, c).

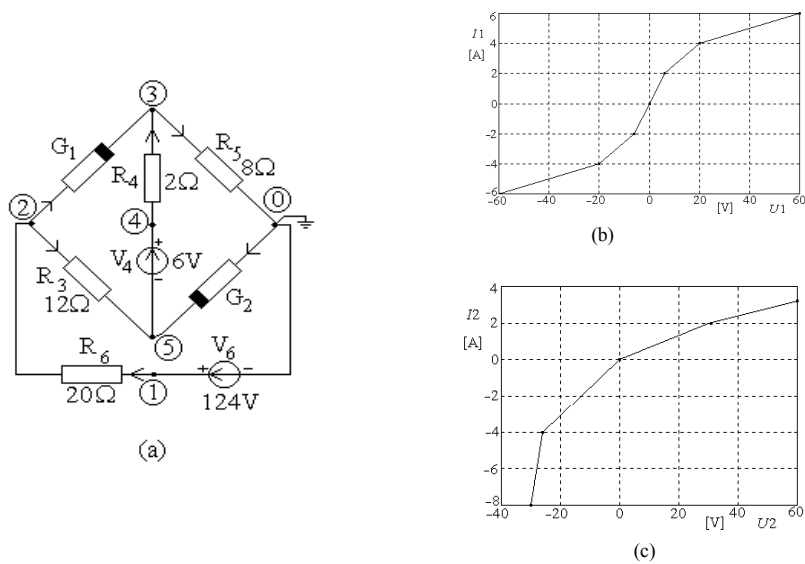


Fig. 2.3.3.

Descrierea circuitului se face în fișierul *ex2_3_3.cir*, după cum urmează:

```

Simularea cu PSpice a unui circuit rezistiv neliniar la care
caracteristicile
*rezistoarelor neliniare sunt liniarizate pe porțiuni
*Descrierea celor două rezistoare neliniare
G1 2 3 TABLE {V(2,3)} = (-60, -6) (-20, -4) (-6, -2) (6, 2)
+ (20, 4) (60, 6)
G2 0 5 TABLE {V(0,5)} = (-30 -8) (-26, -4) (0, 0) (30, 2) (60, 3.2)
R3 2 5 12
R5 3 0 8
R4 4 3 2
V4 4 5 dc 6
R6 1 2 20
V6 1 0 124
.dc V6 124 124 124
.print dc I(G1) I(G2) I(R4) I(R5) I(R6)
+V(1) V(2) V(3) V(4) V(5)
.end

```

Rezultatele obținute în urma rulării programului PSpice sunt prezentate în fișierul *ex2_3_3.out*:

```

Simularea cu PSpice a unui circuit rezistiv neliniar la care
caracteristicile
****      DC TRANSFER CURVES      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
V6      I(G1)      I(G2)      I(R4)      I(R5)      I(R6)
1.240E+02  2.942E+00  -2.045E+00  -4.246E-01  2.518E+00  4.563E+0
V6      V(1)      V(2)      V(3)      V(4)      V(5)
1.240E+02  1.240E+02  3.274E+01  2.014E+01  1.929E+01  1.329E+01

```

Dacă se doresc caracteristicile de transfer în raport cu tensiunea de intrare V_6 care se variază de la -200V la 200V cu pasul de 5V, se comentează comanda de analiză la tensiune constantă și se introduc în fișierul de intrare instrucțiunile:

```
.dc V6 -200 200 5
.probe
```

În fișierul *ex2_3_3.dat* furnizat de program se selectează meniul *Trace*, apoi submeniul *Add Trace* din care se selectează variabilele de ieșire pe care dorim să le reprezentăm graphic, de exemplu $I(G1)$, $I(G2)$, $I(R4)$. Se obțin caracteristicile din figura 2.3.4.

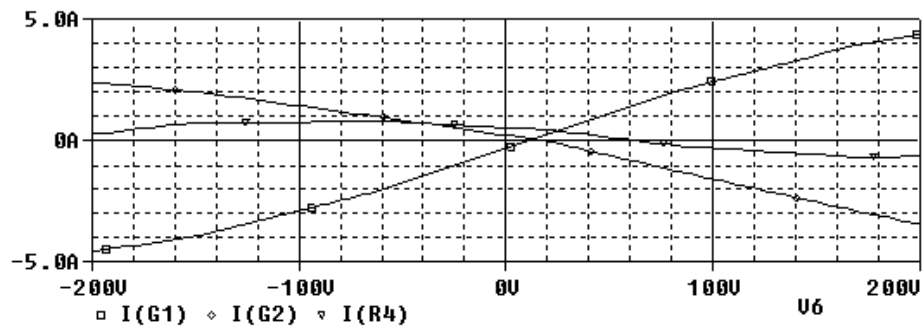


Fig. 2.3.4.

Tema 2.3.1.

Într-una din diagonalele unei punți Wheatstone se află un rezistor neliniar (R_5 în figura 2.3.5,a), având caracteristica $u-i$ dată în figura 2.3.5, b. Să se determine curentul și căderea de tensiune pe acest rezistor și să se verifice bilanțul puterilor.

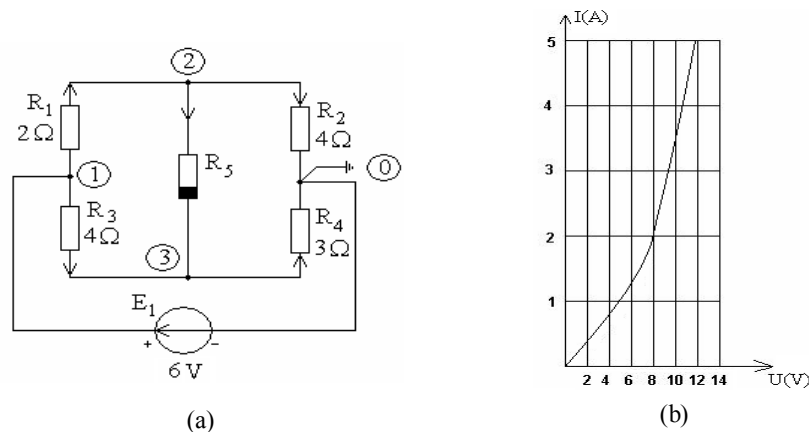


Fig. 2.3.5.

Răspuns :

Punte Wheatstone cu rezistor neliniar

```
****      DC TRANSFER CURVES      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
V1      I (G5)      I (R1)      I (R2)      I (R3)      I (R4)      V (2,3)
6.00E+00 1.775E-01 1.118E+00 9.408E-01 7.811E-01 9.586E-01 8.876E-01
```

```

****    SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION          TEMPERATURE =    27.000 DEG C
NODE    VOLTAGE      NODE    VOLTAGE      NODE    VOLTAGE
(1)     6.0000      (2)     3.7633      (3)     2.8757

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
      NAME      CURRENT
      V1        -1.899E+00

TOTAL POWER DISSIPATION    1.14E+01    WATTS
****    OPERATING POINT INFORMATION          TEMPERATURE =    27.000 DEG C

VOLTAGE-CONTROLLED CURRENT SOURCES
      NAME      G5
      I-SOURCE  1.775E-01

```

Tema 2.3.2.

Să se simuleze stabilizatorul de tensiune cu diodă Zener și tranzistor din figura 2.3.6.

Fișierul de intrare este:

```

Stabilizator parametric cu
*Dioda Zener si tranzistor
*Caracteristica de iesire
VD 1 0 20
R 1 2 470
VX 3 2
*IL - generator de curent
care simuleaza sarcina
IL 4 0
D 0 3 DZ10V
Q 1 2 4 TR
Rs 1 4 50
.MODEL DZ10V D (BV=10V
IBV=5mA)
.MODEL TR NPN (BF=20)
.DC IL 0 1000m 0.5m
.PROBE
.END

```

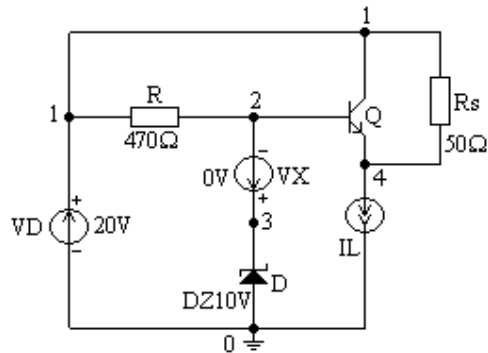


Fig. 2.3.6.

Rezultatul simulării se prezintă în figura 2.3.7.

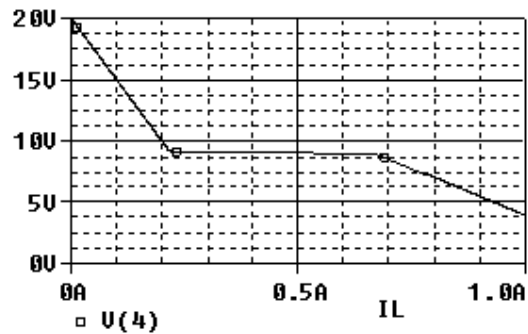


Fig. 2.3.7.

Exemplul 2.3.4.

Să se traseze caracteristicile statice de intrare și ieșire pentru un tranzistor bipolar de putere, folosind simulatorul Spice. Se consideră montajul cu emitor comun din figura 2.3.8.

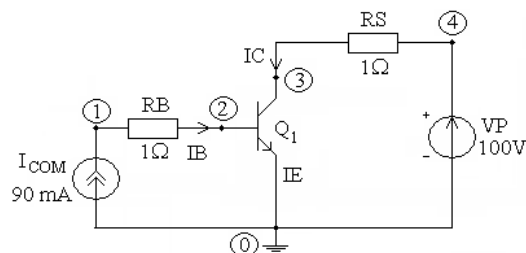


Fig. 2.3.8.

Pentru trasarea caracteristicilor statice de intrare se creează fișierul de intrare:

```
Caracteristica statica de intrare IB(Q)=f(VBE)
ICOM 0 1 9M
Q1 3 2 0 TB
.MODEL TB NPN
RB 1 2 1
RS 4 3 1
VP 4 0 10
VBE 2 0 0.85
.DC VBE 0.8 1.05 0.001
.PROBE
.END
```

Rulând programul se obține caracteristica din figura 2.3.9.

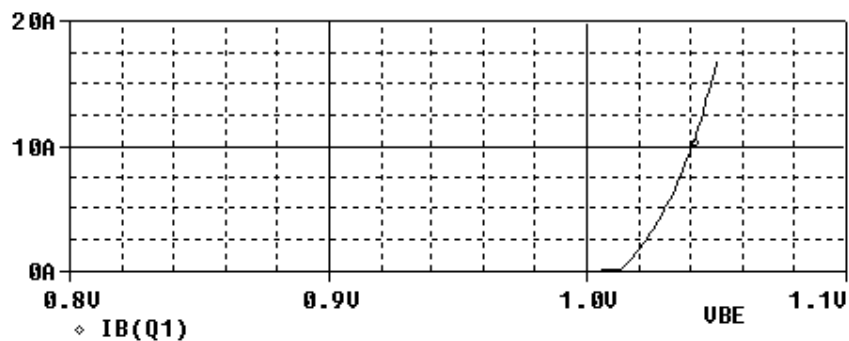


Fig. 2.3.9.

Pentru trasarea caracteristicilor de ieșire, trebuie făcută o analiză .DC pentru diferite valori ale curentului de comandă.

Fișierul de intrare are forma:

```
Caracteristicile statice de iesire IC(Q)=f(VP)
ICOM 0 1 9M
Q 3 2 0 TB
.MODEL TB NPN
RB 1 2 1
```

```

RS 4 3 1
VP 4 0 10
.DC VP 0 10 0.01 ICOM LIST 3M 6M 9M
.PROBE
.OP
.END

```

Caracteristicile pentru cele trei valori ale curentului de bază sunt prezentate în figura 2.3.10.

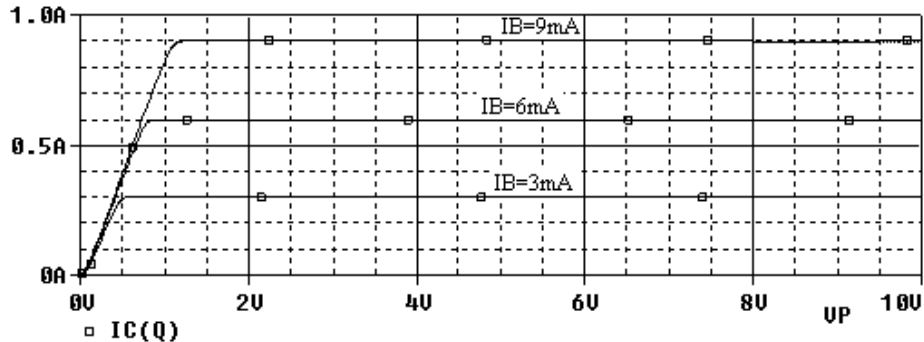


Fig. 2.3.10.

Deși s-au folosit valorile predefinite de PSpice pentru parametrii tranzistorului bipolar, caracteristicile statice sunt apropiate de cele date în catalog.

Exemplul 2.3.5.

Să se reprezinte grafic caracteristicile statice $I_{DS} = f(V_{DS}, V_{GS})$ ale tranzistorului TECJ 2N4221 utilizând PSpice și post-procesorul grafic PROBE. Circuitul de măsură virtual este prezentat în figura 2.3.11.

Tensiunea V_{DS} variază de la 0 la 25 V cu un pas de 1 V, iar tensiunea V_{GS} are valorile -3 V, -2 V, -1 V și 0 V. Gama de valori și incrementul pentru fiecare din cele două surse sunt definite în declarația .DC.

Fișierul de intrare are structura:

```

Caracteristicile I - V ale tranzistorului
*TECJ 2N4221
J1 2 1 0 MODJ
VDS 2 0 25
VGS 1 0 -3
.MODEL MODJ NJF VTO=-3 BETA=4.1E-4
+LAMBDA=0.002 RD=200
.DC VDS 0 25 1 VGS -3 0 1
.PROBE
.END

```

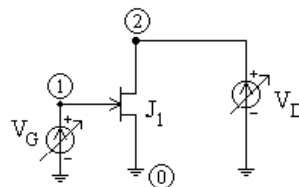


Fig. 2.3.11.

Caracteristicile de ieșire ale tranzistorului TECJ obținute prin simulare cu PSpice sunt prezentate în figura 2.3.12. Deși s-a utilizat un model simplu pentru tranzistorul TECJ, care folosește doar parametrii esențiali, caracteristicile $V - I$ calculate sunt apropiate de cele date în catalog.

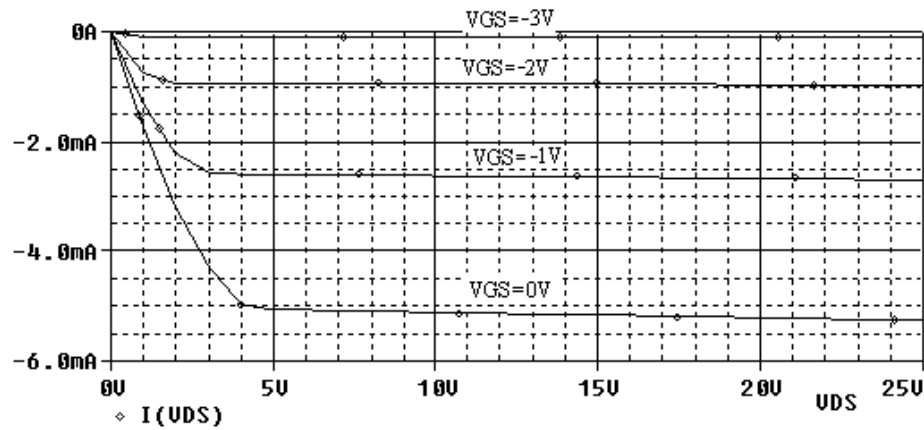


Fig. 2.3.12.

Temă: Să se studieze influența mărimii pasului de variație a tensiunii VDS asupra formei caracteristicilor.

Exemplul 2.3.6.

Să se determine punctul static de funcționare pentru circuitul din figura 2.3.13, reprezentând un indicator de nivel de tensiune cu LED-uri.

Fișierul de intrare *ex2_3_7.cir* este următorul:

```

Divizor de tensiune cu LED-uri
V1 1 0 25
R1 1 2 1000
R2 2 3 1000
R3 3 4 1000
R4 4 5 1000
R5 5 0 1000
R6 1 6 2.5k
R7 2 7 2k
R8 3 8 1.5k
R9 4 9 1k
R10 5 10 500
D1 6 0 LED
D2 7 0 LED
D3 8 0 LED
D4 9 0 LED
D5 10 0 LED
.MODEL LED D
.DC V1 0 25 5
.PRINT DC V(5,10) V(4,9) V(3,8)
+V(2,7) V(1,6)
.PROBE
.OP
.END

```

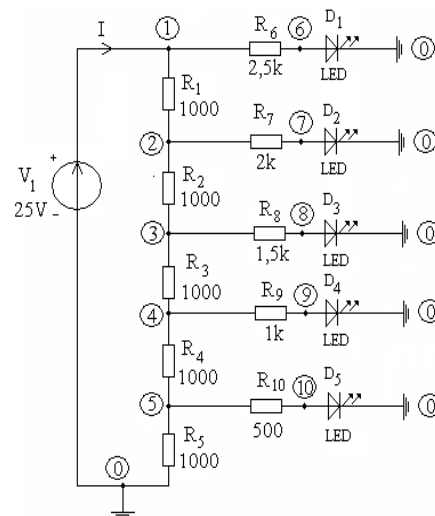


Fig. 2.3.13.

Fișierul *ex2_3_7.out* cuprinde următoarele informații:

Divizor de tensiune cu LED-uri

**** Diode MODEL PARAMETERS

LED
IS 10.000000E-15

**** DC TRANSFER CURVES TEMPERATURE = 27.000 DEG C

V1	V(5,10)	V(4,9)	V(3,8)	V(2,7)	V(1,6)
0.00E+00	-1.455E-23	-1.280E-22	-1.782E-21	-1.395E-22	-1.717E-27
5.00E+00	6.547E-05	2.308E-01	8.620E-01	2.076E+00	4.331E+00
1.00E+01	2.902E-02	6.356E-01	1.922E+00	4.492E+00	9.311E+00
1.50E+01	1.109E-01	1.020E+00	2.972E+00	6.908E+00	1.430E+01
2.00E+01	2.008E-01	1.402E+00	4.022E+00	9.325E+00	1.929E+01
2.50E+01	2.929E-01	1.784E+00	5.072E+00	1.174E+01	2.429E+01

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	25.0000	(2)	12.4430	(3)	5.7583	(4)	2.4542
(5)	.9342	(6)	.7139	(7)	.7009	(8)	.6866
(9)	.6701	(10)	.6413				

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
V1	-2.227E-02

TOTAL POWER DISSIPATION 5.57E-01 WATTS

**** DIODES

NAME	D1	D2	D3	D4	D5
MODEL	LED	LED	LED	LED	LED
ID	9.71E-03	5.87E-03	3.38E-03	1.78E-03	5.86E-04
VD	7.14E-01	7.01E-01	6.87E-01	6.70E-01	6.41E-01
REQ	2.66E+00	4.41E+00	7.65E+00	1.45E+01	4.42E+01
CAP	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00

În figura 2.3.17 se prezintă variația curentului diodelor în raport cu tensiunea aplicată circuitului.

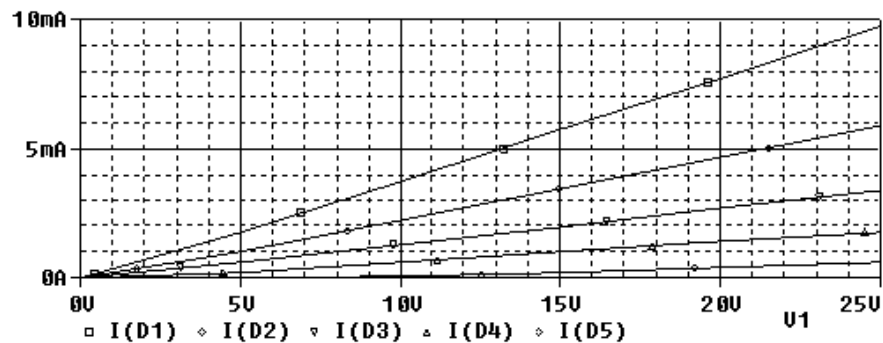


Fig. 2.3.14.

Din grafic se observă că intensitatea curentului prin LEDuri crește cu creșterea tensiunii aplicate la intrare. Intensitatea luminoasă a LEDurilor depinde de intensitatea curentului, deci ele vor lumina diferit.

Exemplul 2.3.7.

Sursa de curent cu 3 tranzistoare reprezentată în figura 2.3.15 elimină influența valorii factorului de amplificare în curent al tranzistoarelor asupra raportului dintre curentul de ieșire și cel de referință. Să se simuleze circuitul.

Fișierul de intrare *ex2_3_8.cir* este:

```

Studiul sursei de curent cu 3
*tranzistoare
RR 1 2 {RR}
.PARAM RR=14K
RS 1 3 1K
Q1 2 4 0 TB
Q2 3 4 0 TB
Q3 1 2 4 TB
.MODEL TB NPN BF=100 VA=50
VC 1 0 DC 15
.OP
.DC PARAM RR 1K 14K 0.5K
.probe
.END

```

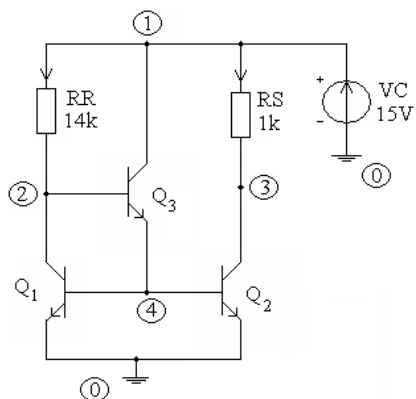


Fig. 2.3.15.

Fișierul de ieșire *ex2_3_8.out* este

Studiul sursei de curent cu 3 tranzistoare

```

****      BJT MODEL PARAMETERS

              TB
              NPN
IS  100.000000E-18
BF  100
NF   1
VAF  50
BR   1
NR   1
CN   2.42
D    .87

****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
(1)    15.0000   (2)    1.4385   (3)    13.7950   (4)     .7730

      VOLTAGE SOURCE CURRENTS
      NAME          CURRENT
      VC            -2.192E-03

      TOTAL POWER DISSIPATION  3.29E-02  WATTS

****      OPERATING POINT INFORMATION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

****      BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME      Q1      Q2      Q3
MODEL     TB      TB      TB
IB         9.56E-06  9.56E-06  1.49E-07

```

IC	9.69E-04	1.20E-03	1.90E-05
VBE	7.73E-01	7.73E-01	6.65E-01
VBC	-6.65E-01	-1.30E+01	-1.36E+01
VCE	1.44E+00	1.38E+01	1.42E+01
BETADC	1.01E+02	1.26E+02	1.27E+02
GM	3.74E-02	4.66E-02	7.33E-04
RPI	2.71E+03	2.71E+03	1.73E+05
RX	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
RO	5.23E+04	5.23E+04	3.35E+06
CBE	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CBC	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
CJS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
BETAAC	1.01E+02	1.26E+02	1.27E+02
CBX/CBX2	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
FT/FT2	5.96E+17	7.41E+17	1.17E+16

În figurile 2.3.16 și 2.3.17 este reprezentată variația în timp a curenților de bază și de colector ai celor trei tranzistoare în raport cu rezistența RR. Se observă că scalele ordonatelor celor două reprezentări sunt în raportul de 1/100, corespunzător factorului de amplificare în curent $\beta=100$ al tranzistoarelor.

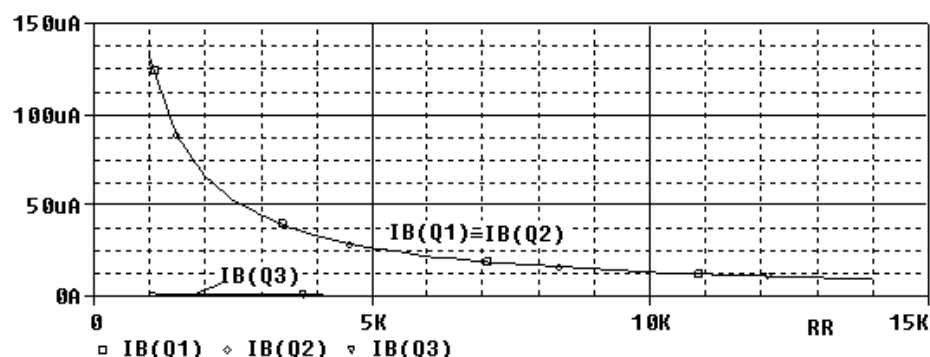


Fig. 2.3.16.

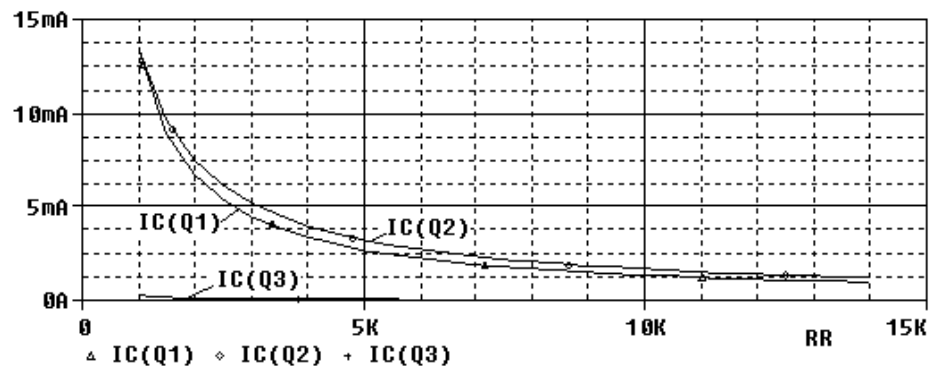


Fig. 2.3.17.

Temă:

Să se repete analiza studiind variația curenților tranzistoarelor în raport cu rezistența RS. Să se comenteze rezultatul simulării.

Exemplul 2.3.8.

Să se determine punctul static de funcționare al stabilizatorului de tensiune cu un tranzistor serie și cu o diodă Zener DZ5V6 ca în figura 2.3.18.

Fișierul de intrare *ex2_3_9.cir* este:

```
Stabilizator de tensiune cu
*tranzistor serie
Vin 1 0 14
R1 1 2 2
R2 2 3 100
R3 4 0 1k
Q1 2 3 4 QMOD
D1 0 3 DZ
.MODEL QMOD NPN
VBE 3 4 0.67
.MODEL DZ D(BV=5.6 IBV=70m)
.DC Vin 0 14 0.1
.PRINT DC V(4) V(3) V(2,4)
+V(2,3) V(1,2)
.PROBE
.TF V(4) Vin
.OP
.END
```

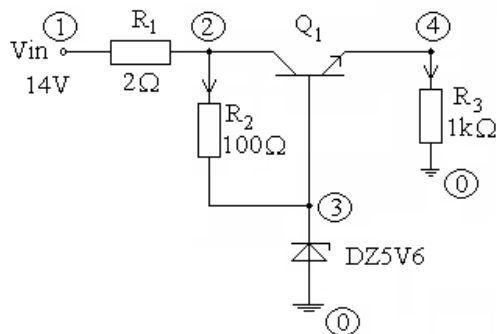


Fig. 2.3.18.

Fișierul de ieșire *ex2_3_9.out* este:

```
Stabilizator de tens cu tranzistor serie

****      Diode MODEL PARAMETERS
           DZ
           IS  10.000000E-15
           BV   5.6
           IBV   .07

****      BJT MODEL PARAMETERS
           QMOD
           NPN
           IS  100.000000E-18
           BF  100
           NF   1
           BR   1
           NR   1
           CN   2.42
           D    .87

****      DC TRANSFER CURVES          TEMPERATURE = 27.000 DEG C

Vin          V(4)          V(3)          V(2,4)          V(2,3)          V(1,2)
0.00E+00    -6.064E-01    6.363E-02    6.076E-01    -6.242E-02    -1.213E-03
2.00E+00     1.209E+00    1.879E+00    7.891E-01     1.191E-01     2.417E-03
4.00E+00     3.023E+00    3.693E+00    9.706E-01     3.006E-01     6.047E-03
6.00E+00     4.798E+00    5.468E+00    1.191E+00     5.212E-01     1.046E-02
8.00E+00     4.896E+00    5.566E+00    3.056E+00     2.386E+00     4.776E-02
1.00E+01     4.914E+00    5.584E+00    4.999E+00     4.329E+00     8.661E-02
1.20E+01     4.925E+00    5.595E+00    6.949E+00     6.279E+00     1.256E-01
1.40E+01     4.933E+00    5.603E+00    8.903E+00     8.233E+00     1.647E-01
```

```

****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
(1)    14.0000   (2)    13.8350   (3)    5.6026   (4)    4.9326

      VOLTAGE SOURCE CURRENTS
            NAME          CURRENT
            Vin          -8.234E-02
            VBE          4.915E-03

TOTAL POWER DISSIPATION 1.15E+00 WATTS
****      OPERATING POINT INFORMATION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

****      DIODES
NAME          D1
MODEL         DZ
ID            -7.74E-02
VD            -5.60E+00
REQ           3.34E-01
CAP           0.00E+00

****      BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS
NAME          Q1
MODEL         QMOD
IB            1.78E-07
IC            1.78E-05
VBE           6.70E-01
VBC           -8.23E+00
VCE           8.90E+00
BETADC        1.00E+02
GM            6.88E-04
RPI           1.45E+05
RX            0.00E+00
RO            1.00E+12
CBE           0.00E+00
CBC           0.00E+00
CJS           0.00E+00
BETAAC        1.00E+02
CBX/CBX2      0.00E+00
FT/FT2        1.09E+16

****      SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
      V(4)/Vin = 3.264E-03
      INPUT RESISTANCE AT Vin = 1.023E+02
      OUTPUT RESISTANCE AT V(4) = 3.329E-01

```

Notă:

Dioda Zener este un dispozitiv nelinier care, în condițiile în care tensiunea la borne este sub valoarea tensiunii de prag (5,6 V) a DZ, are un comportament rezistiv. Când valoarea tensiunii de intrare depășește valoarea tensiunii de prag, se produce fenomenul de tunelare (zener) și la bornele diodei tensiunea rămâne practic constantă.

Tensiunea stabilizată la ieșirea circuitului este dată de diferența $V(3) - V_{BE} = 5,6026 - 0,67 = 4,933$.

Caracteristica tensiunii stabilizate este prezentată în figura 2.3.19.

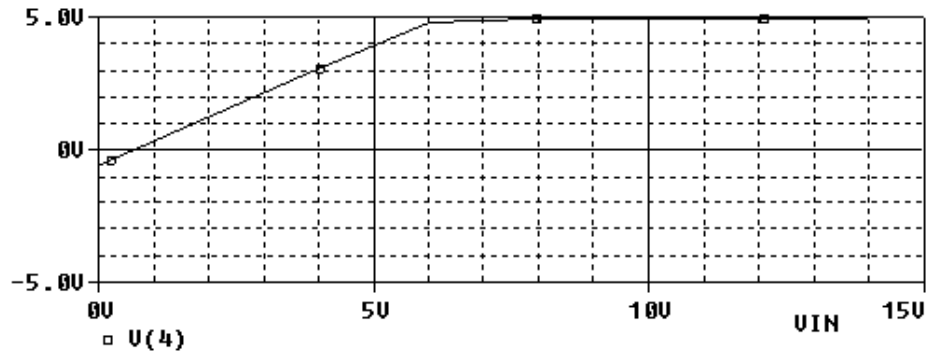


Fig. 2.3.19

Tema 2.3.3.

Să se simuleze circuitul din figura 2.3.20 în care rezistoarele neliniare controlate în tensiune au caracteristicile date în tabelul de mai jos.

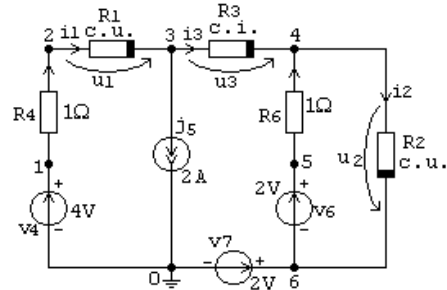


Fig. 2.3.20

$u_1=u_2$ [V]	-10	-4	4	6	8
$i_1=i_2$ [A]	-3	-1	1	3	6

Rezistorul neliniar controlat în curent are caracteristica descrisă printr-un polinom de gradul 3 de forma:

$$u_3 = -0.3071 + 3.8595 * i_3 + 0.0341249 * i_3^2 - 0.132541 * i_3^3$$

Să se verifice bilanțul puterilor.

Notă: Deoarece PSpice nu admite rezistoare neliniare comandate în curent, rezistorul R_3 se simulează printr-o sursă de tensiune comandată de propriul curent, printr-un polinom de gradul 3. Instrucțiunile de comandă necesare sunt:

```
VC 3 7 DC 0
H3 7 4 POLY(1) VC -.3071 3.8595 .0341249 -.132541
```

Răspuns:

TOTAL POWER DISSIPATION 8.41E+00 WATTS

2.4. ANALIZA DE SENZITIVITATE

Analiza de senzitivitate permite aprecierea efectelor pe care le au variațiile valorilor elementelor circuitului și a parametrilor de model asupra unor variabile de ieșire selectate, deci asupra funcționării circuitului.

Instrucțiunea de analiză de senzitivitate are următoarea formă:

```
.SENS outvar1 outvar2
```

unde: *outvar1 outvar2* – sunt variabilele de ieșire (tensiune sau curent) ale căror senzitivități se doresc a fi calculate.

Variabilele de ieșire sunt definite în același fel ca în declarațiile `.PRINT` și `.PLOT`. Senzitivitatea în raport cu fiecare element al circuitului și în raport cu toți parametrii de model de c.c. ai diodelor și ai tranzistoarelor bipolare este calculată pentru fiecare variabilă de ieșire definită în declarația `.SENS`. În Pspice determinarea senzitivității față de parametrii de model ai tranzistoarelor TECJ și TECMOS nu este disponibilă.

Pentru fiecare valoare de parametru se listează două valori de senzitivitate:

- senzitivitatea absolută $\partial V_i / \partial p_j$, și
- senzitivitatea relativă $(\partial V_i / \partial p_j) / (p_j / 100)$.

Aceste valori reflectă senzitivitățile potențialelor și curenților în c.c. față de perturbarea valorilor elementelor de circuit.

În PSpice este disponibilă numai analiza de senzitivitate pentru analiza `.DC`.

Exemplul 2.4.1. Să se utilizeze programul PSpice pentru determinarea senzitivității tensiunii de ieșire pentru divizorul de tensiune din figura 2.4.1, în raport cu parametrii de circuit.

Fișierul de intrare *ex2_4_1.cir* este:

```
Analiza de senzitivitate
VIN 1 0 DC 1
R1 1 2 3
R2 2 0 1
.SENS V(2)
.END
```

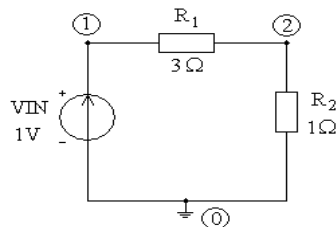


Fig. 2.4.1.

Rezultatele analizei de senzitivitate se găsesc în fișierul de ieșire *ex2_4_1.out*, mai exact în secțiunea `DC SENSITIVITY ANALYSIS` sub următoarea formă:

```
Analiza de senzitivitate
****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE   VOLTAGE      NODE   VOLTAGE
(1)    1.0000      (2)    .2500

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
VIN      -2.500E-01

TOTAL POWER DISSIPATION 2.50E-01 WATTS
```

```

****      DC SENSITIVITY ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
DC SENSITIVITIES OF OUTPUT V(2)

ELEMENT      ELEMENT      ELEMENT      NORMALIZED
NAME          VALUE        SENSITIVITY  SENSITIVITY
              (VOLTS/UNIT) (VOLTS/PERCENT)

R1            3.000E+00    -6.250E-02   -1.875E-03
R2            1.000E+00     1.875E-01    1.875E-03
VIN           1.000E+00     2.500E-01    2.500E-03

```

Senzitivitatea este calculată atât în valori absolute cât și în valori relative și interpretarea rezultatelor este următoarea: o variație de o unitate (1 ohm) determină o variație de -62.5 mV a tensiunii V(2) sau, în valori relative, o variație de 1% a valorii rezistenței determină o variație de -1.875 mV a tensiunii V(2).

Exemplul 2.4.2.

Circuitul din figura 2.4.2 conține o diodă semiconductoră care poate fi considerată ca fiind un rezistor neliniar controlat în tensiune, a cărei caracteristică are următoarea expresie

analitică $i = 10^{-15} \cdot (e^{\frac{qu}{kT}} - 1)$, unde $kT/q = 0.029248$.

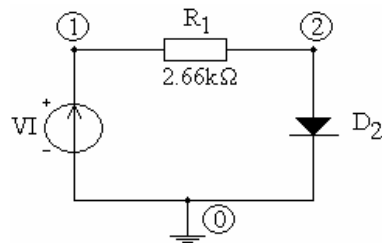


Fig. 2.4.2.

- Să se simuleze circuitul și să se facă analiza de sensibilitate a tensiunii și curentului diodei în raport cu tensiunea de alimentare pentru o variație a acesteia între -6V și 3V.
- Să se reprezinte cu ajutorul postprocesorului PROBE caracteristica curent - tensiune a diodei.

Fișierul de intrare al circuitului este:

```

Circuit cu o dioda semiconductoră
.LIB
.OPTION RELTOL=1e-07
V1 1 0 3
R1 1 2 2.66K
G2 2 0 VALUE={10E-15*(EXP((V(2)-V(0))/0.029248)-1)}
*D2 2 0 DIODA
*.MODEL DIODA D
.PRINT DC V(2,0) I(G2)
.DC V1 -6 3 1
*.DC V1 -6 3 0.001
*.PROBE
.SENS V(2)
.END

```


Notă: Putem descrie dioda fie prin expresia analitică a caracteristicii sale (linia 6 din fișier), fie dând modelul de diodă (liniile 7 și 8), programul urmând să identifice caracteristicile din biblioteca activată cu comanda .LIB.

Pentru a obține în fișierul .out variația tensiunii și a curentului diodei, se variază tensiunea V1 între -6V și 3V cu pasul 1V.

Rezultatul simulării din fișierele de ieșire corespunzătoare celor două moduri de descriere a diodei sunt:

Circuit cu o dioda

```

****          CIRCUIT DESCRIPTION

.LIB
.option reltol=1e-07
V1 1 0 3
R1 1 2 2.66K
G2 2 0 VALUE={10E-15*(EXP((V(2)-V(0))/0.029248)-1)}
*D2 2 0 DIODA
*.MODEL DIODA D
.PRINT DC V(2,0) I(G2)
.DC V1 -6 3 1
*.DC V1 -6 3 0.001
.PROBE
.SENS V(2)
.END

```

Circuit cu o dioda

```

****          DC TRANSFER CURVES          TEMPERATURE = 27.000 DEG C

      V1          V(2,0)          I(G2)

-6.000E+00    -6.000E+00    -1.000E-14
-5.000E+00    -5.000E+00    -1.000E-14
-4.000E+00    -4.000E+00    -1.000E-14
-3.000E+00    -3.000E+00    -1.000E-14
-2.000E+00    -2.000E+00    -1.000E-14
-1.000E+00    -1.000E+00    -1.000E-14
 0.000E+00     0.000E+00     0.000E+00
 1.000E+00     6.790E-01     1.207E-04
 2.000E+00     7.194E-01     4.814E-04
 3.000E+00     7.361E-01     8.511E-04

****          SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION    TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
(1)    3.0000   (2)    .7361

      VOLTAGE SOURCE CURRENTS
      NAME      CURRENT
      V1        -8.511E-04

      TOTAL POWER DISSIPATION 2.55E-03 WATTS

****          DC SENSITIVITY ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

DC SENSITIVITIES OF OUTPUT V(2)

      ELEMENT      ELEMENT      ELEMENT      NORMALIZED
      NAME          VALUE        SENSITIVITY    SENSITIVITY
                        (VOLTS/UNIT)    (VOLTS/PERCENT)
      R1            2.660E+03      -1.086E-05      -2.887E-04
      V1            3.000E+00       1.275E-02       3.826E-04

```

respectiv

Circuit cu o dioda

```

****      CIRCUIT DESCRIPTION

.LIB
.option reltol=1e-07
V1 1 0 3
R1 1 2 2.66K
*G2 2 0 VALUE={10E-15*(EXP((V(2)-V(0))/0.029248)-1)}
D2 2 0 DIODA
.MODEL DIODA D
*.PRINT DC V(2,0) I(G2)
.DC V1 -6 3 1
*.DC V1 -6 3 0.001
.PROBE
.SENS V(2)
.END
****      Diode MODEL PARAMETERS
              DIODA
              IS      10.000000E-15

****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE =      27.000 DEG C

NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE
(1)      3.0000      (2)      .6519

      VOLTAGE SOURCE CURRENTS
      NAME      CURRENT
      V1      -8.828E-04

      TOTAL POWER DISSIPATION      2.65E-03      WATTS

****      DC SENSITIVITY ANALYSIS      TEMPERATURE =      27.000 DEG C

DC SENSITIVITIES OF OUTPUT V(2)

      ELEMENT      ELEMENT      ELEMENT      NORMALIZED
      NAME      VALUE      SENSITIVITY      SENSITIVITY
                      (VOLTS/UNIT)      (VOLTS/PERCENT)

      R1      2.660E+03      -9.617E-06      -2.558E-04
      V1      3.000E+00      1.089E-02      3.268E-04

D2
SERIES RESISTANCE
      RS      0.000E+00      0.000E+00      0.000E+00
INTRINSIC PARAMETERS
      IS      1.000E-14      -2.558E+12      -2.558E-04
      N      1.000E+00      6.448E-01      6.448E-03

```

Notă: Pentru a obține caracteristica diodei se reduce la 10^{-3} pasul de variație al tensiunii V1 și se folosește postprocesorul PROBE. Rezultatul simulării se prezintă în figurile 2.4.3, respectiv 2.4.4, corespunzător celor două moduri de descriere a diodei.

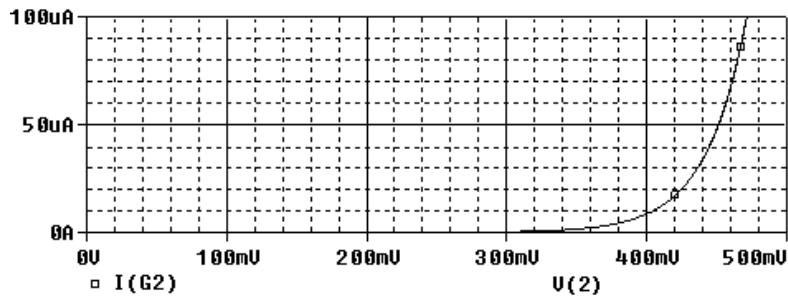


Fig. 2.4.3.

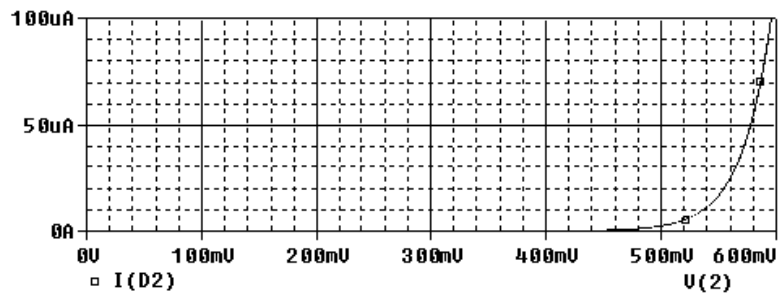


Fig. 2.4.4.

Exemplul 2.4.3.

Să se utilizeze PSpice pentru determinarea sensibilității curentului de ieșire din sursa de curent de tip oglindă de curent, reprezentată în figura 2.4.5, în raport cu parametrii de circuit. Pentru tranzistoarele bipolare se presupune $\beta_F = 100$, iar pentru restul de parametri de model se vor atribui valori predefinite.

Fișierul de intrare *ex2_4_2.cir* are structura:

```
Sursa de curent de tip oglinda
*de curent
REF 3 2 4.3k
Q1 2 2 0 QMOD
Q2 1 2 0 QMOD
Vmasura 3 1
VCC 3 0 5
.MODEL QMOD NPN BF=100 VA=50
.OP
.SENS I (VMASURA)
.end
```

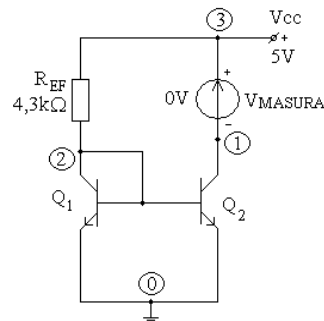


Fig. 2.4.5.

Valoarea curentului I_{C2} furnizat de această sursă este:

$$I_{C2} = \frac{I_{REF}}{1 + 2/\beta_F} = \frac{1 \text{ mA}}{1,02} = 9,98 \text{ mA} ,$$

$$I_{REF} = \frac{V_{cc} - V_{BE(on)}}{R_{EF}} = \frac{(5 - 0,7)V}{4,3 k\Omega} = 1 \text{ mA}.$$

După rularea programului PSpice s-au obținut următoarele rezultate:

Sursa de curent de tip oglinda de curent

```

****      BJT MODEL PARAMETERS
            QMOD
            NPN
            IS  100.000000E-18 (curentul de saturație)
            BF  100 (câștigul în curent direct)
            NF   1 (coeficientul de emisie direct)
            VAF  50 (tensiunea Early directă)
            BR   1 (câștigul în curent invers)
            NR   1 (coeficientul de emisie invers)
            CN   2.42
            D    .87

****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE  VOLTAGE      NODE  VOLTAGE      NODE  VOLTAGE
(1)    5.0000      (2)    .7733       (3)    5.0000

            VOLTAGE SOURCE CURRENTS
            NAME          CURRENT
            Vmasura       1.045E-03
            VCC           -2.028E-03

            TOTAL POWER DISSIPATION  1.01E-02 WATTS

****      OPERATING POINT INFORMATION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C

****      BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME      Q1      Q2
MODEL     QMOD     QMOD
IB         9.64E-06  9.64E-06
IC         9.64E-04  1.05E-03
VBE        7.73E-01  7.73E-01
VBC         0.00E+00 -4.23E+00
VCE        7.73E-01  5.00E+00
BETADC     1.00E+02  1.08E+02
GM          3.72E-02  4.04E-02
RPI        2.68E+03  2.68E+03
RX          0.00E+00  0.00E+00
RO          5.19E+04  5.19E+04
CBE         0.00E+00  0.00E+00
CBC         0.00E+00  0.00E+00
CJS         0.00E+00  0.00E+00
BETAAC     9.99E+01  1.08E+02
CBX/CBX2   0.00E+00  0.00E+00
FT/FT2     5.93E+17  6.43E+17

****      DC SENSITIVITY ANALYSIS          TEMPERATURE = 27.000 DEG C

DC SENSITIVITIES OF OUTPUT I (VMASURA)

            ELEMENT      ELEMENT      ELEMENT      NORMALIZED
            NAME          VALUE          SENSITIVITY  SENSITIVITY
                               (AMPS/UNIT)  (AMPS/PERCENT)
            REF           4.300E+03      -2.415E-07   -1.038E-05
            Vmasura       0.000E+00      -1.927E-05   -0.000E+00

```

Q1	VCC	5.000E+00	2.649E-04	1.325E-05
	RB	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	RC	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	RE	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	BF	1.000E+02	1.018E-07	1.018E-07
	ISE	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	BR	1.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	ISC	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	IS	1.000E-16	-1.028E+13	-1.028E-05
	NE	1.500E+00	0.000E+00	0.000E+00
	NC	2.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	IKF	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	IKR	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	VAF	5.000E+01	0.000E+00	0.000E+00
	VAR	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
Q2	RB	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	RC	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	RE	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	BF	1.000E+02	1.018E-07	1.018E-07
	ISE	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	BR	1.000E+00	-2.056E-16	-2.056E-18
	ISC	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	IS	1.000E-16	1.035E+13	1.035E-05
	NE	1.500E+00	0.000E+00	0.000E+00
	NC	2.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	IKF	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	IKR	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
	VAF	5.000E+01	-1.629E-06	-8.147E-07
	VAR	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00

Se constată că valoarea curentului de colector I_{C2} este foarte apropiată de cea calculată. Rezultatele privind sensibilitățile sunt date în fișierul de ieșire în secțiunea DC SENSITIVITY ANALYSIS și sunt prezentate sub forma unui tabel cu patru coloane în care sunt listate numele elementului (ELEMENT NAME), valoarea elementului (ELEMENT VALUE), sensibilitatea absolută exprimată în A sau V raportată la o variație unitară a valorii elementului (ELEMENT SENSITIVITY) și sensibilitatea relativă exprimată în A sau V raportată la o variație de 1% a valorii elementului (NORMALIZED SENSITIVITY).

Datele care oferă cea mai mare informație sunt sensibilitățile relative. Pentru circuitul de dimensiuni mici studiat, este ușor de estimat că se obține o variație de aproximativ 10 μ A a curentului de colector I_{C2} pentru o variație de 1% a valorii oricăruia din următoarele elemente: rezistența de referință REF , sursa de alimentare V_{CC} și curentul de saturație I_S al tranzistoarelor Q_1 și Q_2 . Curentul I_{C2} scade odată cu creșterea rezistenței REF sau a curentului I_S și crește odată cu creșterea lui V_{CC} . Este evident că efectul dat de variația lui BF este mult mai puțin important.

CAPITOLUL 3

ANALIZA DE CURENT ALTERNATIV

În modul de simulare de curent alternativ se calculează *răspunsul în frecvență al circuitelor liniare și al circuitelor echivalente de semnal mic corespunzătoare circuitelor neliniare liniarizate în punctul static de funcționare.*

În cazul circuitelor **liniare** se calculează valoarea complexă a potențialelor nodurilor în funcție de frecvența semnalului sinusoidal aplicat la intrare.

Pentru circuitele **neliniare** (categorie din care fac parte circuitele cu tranzistoare) trebuie realizată condiția de semnal mic. Aceasta presupune că amplitudinea tensiunii sursei de excitație este mică în raport cu tensiunea termică $V_{th} = kT/q = 25,8 \text{ mV}$ la 27^0 C . Numai în cazul respectării acestei condiții circuitele neliniare pot fi substituite, pentru variații în jurul punctului static de funcționare, prin circuitul echivalent liniarizat.

Simulatorul PSpice folosește pentru analiza de c.a. metoda nodală modificată în complex, astfel încât operează cu fazorii, admitanțele complexe ale elementelor

de circuit fiind $\underline{Y}_R = G$, $\underline{Y}_L = \frac{1}{j\omega L}$, $\underline{Y}_C = j\omega C$.

În domeniul frecvenței, simulatorul PSpice poate efectua următoarele tipuri de analiză:

- .AC, analiza de c.a. cu baleierea frecvenței;
- .NOISE, analiza pentru determinarea zgomotului la intrare și ieșire;

Observații:

1. Înaintea unei analize de c.a. Spice calculează întotdeauna punctul static de funcționare, în care se face liniarizarea elementelor de circuit neliniare.
2. Elementele de circuit care generează zgomot sunt rezistoarele și dispozitivele semiconductoare. Condensatoarele, bobinele și sursele controlate nu produc zgomot.

Descrierea unui semnal de curent alternativ se face astfel (vezi Cap. 1):

Pentru sursele de tensiune:

- *semnal alternativ*

V_num N+ N- AC Val_ampl Val_faz

- *semnal de c.a. cu componentă continuă*

V_num N+ N- DC Valoare AC Val_ampl Val_faz

Pentru sursele de curent:

- *semnal alternativ*

I_num N+ N- AC Val_ampl Val_faz

- *semnal de c.a. cu componentă continuă*

I_num N+ N- DC Valoare AC Val_ampl Val_faz

LUCRAREA IV

3.1. ANALIZA DE C.A. CU BALEIEREA FRECVENȚEI

În cadrul acestei analize se calculează răspunsul în frecvență al circuitului (potențialele nodurilor) pentru un număr de valori specifice ale frecvenței și rezultatul analizei se furnizează sub forma unui grafic. Modul de variație și gama de valori a frecvenței sunt indicate prin declarația:

```
.AC tip_variatie numar_puncte f_start f_stop
```

Tipurile de variație admise sunt:

LIN - variație liniară a frecvenței;
OCT, DEC - variație logaritmică pe octave, respectiv decade.

Prin urmare, chiar dacă acoperă aceeași gamă de frecvențe, cele trei tipuri de declarații determină evaluarea circuitului la frecvențe diferite. Cel mai folosit interval este decada, utilizată în caracteristicile Bode.

Notă: Dacă se dorește efectuarea analizei la o singură frecvență, atunci cele două frecvențe f_{start} și f_{stop} vor fi egale, ambele, cu valoarea respectivă, iar $numar_puncte$ va fi, evident, 1.

Rezultatele analizei se pot vizualiza în PSpice sub formă tabelară sau sub forma unui grafic alfanumeric prin adăugarea uneia sau mai multor declarații de tipul:

```
.PRINT AC Nume_var_1 Nume_var_2....  
.PLOT AC Nume_var_1 Nume_var_2....  
.PROBE
```

Nume - specifică diferitele moduri de reprezentare folosite pentru numerele complexe reprezentând tensiunile sau curenții calculați:

VR sau IR - partea reală a tensiunii sau curentului;

VI sau II - partea imaginară a tensiunii sau curentului;

VM sau IM - modulul tensiunii sau curentului;

VP sau IP - argumentul tensiunii sau curentului;

VDB sau IDB - modulul tensiunii sau curentului exprimat în dB.

Bobine cuplate magnetic. Ansamblul a două bobine cuplate magnetic (Fig. 3.1.1) este descris astfel:

L1 N1+ N1- Valoare
L2 N2+ N2- Valoare
K12 L1 L2 Valoare

unde $K_{12} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$; $K_{12} \in [-1,0) \cup (0,1]$.

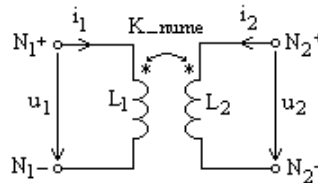


Fig. 3.1.1.

Coeficientul de cuplaj este pozitiv (negativ) dacă cei doi curenți au același sens (au sensuri diferite) în raport cu bornele polarizate.

Exemplul 3.1.1. Fie circuitul RLC serie din figura 3.1.2. Să se simuleze circuitul în jurul rezonanței.

Frecvența de rezonanță a circuitului este $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 29,057\text{kHz}$, prin urmare vom face simularea pe intervalul 10 kHz, 60 kHz.

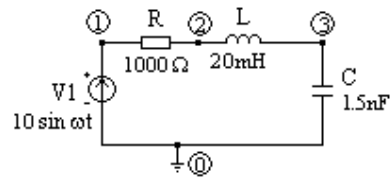


Fig. 3.1.2.

Fișierul de intrare este:

```
Circuit RLC serie
V1 1 0 AC 10
R 1 2 1000
L 2 3 20m
C 3 0 1.5n
.AC LIN 500 10k 60k
*.AC DEC 500 10k 60k
.PLOT AC IM(R)
.PROBE
.END
```

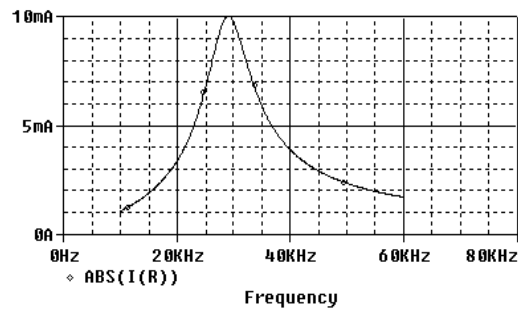


Fig. 3.1.3.

Fișierul de ieșire conține:

```
**** AC ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

      FREQ      IM(V1)
(*)----- 1.0000E-03 1.0000E-02 1.0000E-01 1.0000E+00
1.0000E+01

1.000E+04 1.069E-03 . * . . .
1.263E+04 1.468E-03 . * . . .
1.526E+04 1.986E-03 . * . . .
1.789E+04 2.716E-03 . * . . .
2.053E+04 3.859E-03 . * . . .
2.316E+04 5.972E-03 . * . . .
2.579E+04 1.138E-02 . * . . .
2.842E+04 5.258E-02 . * . . .
3.105E+04 2.018E-02 . * . . .
3.368E+04 9.195E-03 . * . . .
3.632E+04 6.079E-03 . * . . .
3.895E+04 4.603E-03 . * . . .
4.158E+04 3.738E-03 . * . . .
4.421E+04 3.167E-03 . * . . .
4.684E+04 2.760E-03 . * . . .
4.947E+04 2.455E-03 . * . . .
5.211E+04 2.216E-03 . * . . .
5.474E+04 2.024E-03 . * . . .
5.737E+04 1.865E-03 . * . . .
6.000E+04 1.732E-03 . * . . .
```

Datele din post-procesorul PROBE produc caracteristica modulului curentului din figura 3.1.3.

Verificare:

La rezonanță curentul prin circuit este 10 mA. Acestei valori îi corespunde în graficul produs de postprocesorul Probe frecvența de 29.038 kHz, cu o eroare față de cea calculată de 0.065%.

Observație: Din figura 3.1.3. se observă că circuitul este un filtru trece bandă.

Exemplul 3.1.2. Fie filtrul trece bandă de mai sus (Fig. 3.1.4). Să se studieze rezonanța de tensiune, pentru diverse valori ale factorului de calitate al circuitului $Q_c = \sqrt{L/C}/R$. Să se reprezinte grafic caracteristicile de frecvență și variațiile cu frecvența ale impedanțelor de intrare și de ieșire. Circuitul este alimentat la o tensiune sinusoidală cu amplitudinea de 1 V și frecvența variabilă, iar gama de frecvențe pentru care se va face simularea este 100Hz-10kHz.

Soluție:

Problema se poate studia foarte elegant folosind patru circuite RLC serie cu aceleași valori ale inductivităților și capacităților, dar cu rezistențe de valori diferite, conectate în paralel la aceeași sursă v_1 . Se obțin astfel circuitele cu factorii de calitate 0.5, 1, 2, 4 din figura 3.1.4.

Fișierul de intrare este:

```
Filtru trece bandă
*Qc1=0.5
R1 1 2 200
L1 2 3 10m
C1 3 0 1u
*Qc2 = 1
R2 1 4 100
L2 4 5 10m
C2 5 0 1u
*Qc3 = 2
R3 1 6 50
L3 6 7 10m
C3 7 0 1u
*Qc4 = 4
R4 1 8 25
L4 8 9 10m
C4 9 0 1u
V1 1 0 AC 1
.AC DEC 100 100Hz 10kHz
.PROBE
.END
```

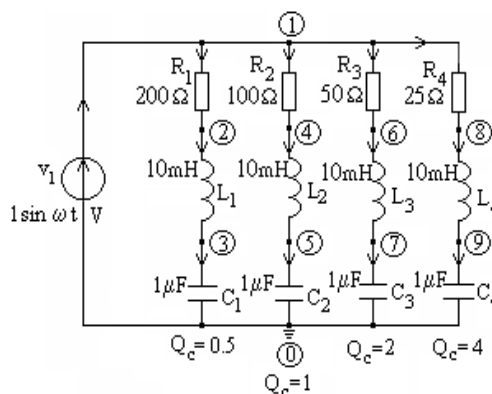


Fig. 3.1.4.

În urma rulării programului PSpice se pot obține cu postprocesorul grafic PROBE caracteristicile reprezentate în figura 3.1.5 – 3.1.8.

În figura 3.1.5 se prezintă caracteristicile amplitudine-frecvență ale curenților. Se observă că selectivitatea circuitului (care reduce banda de trecere) crește odată cu factorul de calitate al acestuia.

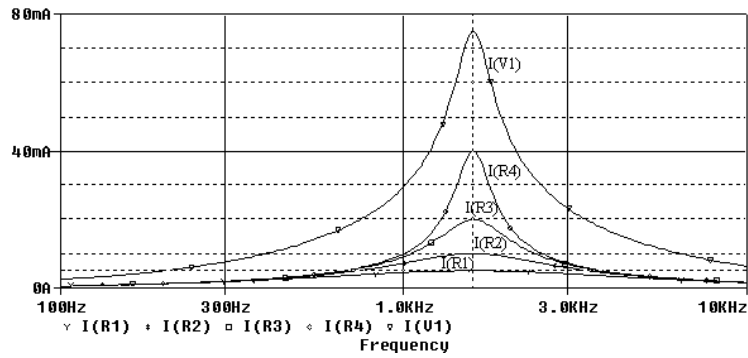


Fig. 3.1.5.

Temă:

1. Să se verifice prin calcul valoarea frecvenței de rezonanță și valorile la rezonanță ale curenților din laturile circuitului.
2. Să se verifice prin calcul valorile modulelor impedanțelor de intrare și de ieșire, la pulsația de rezonanță $\omega_0=10000$ rad/s.

În figura 3.1.6. sunt reprezentate caracteristicile amplitudine-frecvență pentru potențialele nodurilor 3, 5, 7 și 9, iar în figura 3.1.7 sunt trasate caracteristicile fază-frecvență pentru aceleași potențiale. Valorile reale, respectiv imagine, sunt reprezentate cu ajutorul postprocesorului PROBE, în figurile 3.1.8 și 3.1.9.

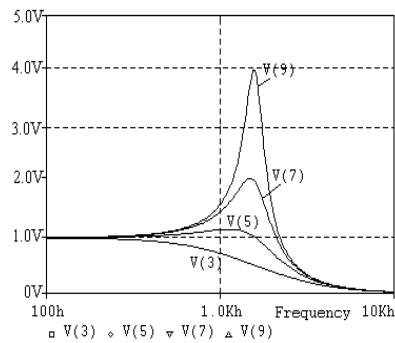


Fig. 3.1.6.

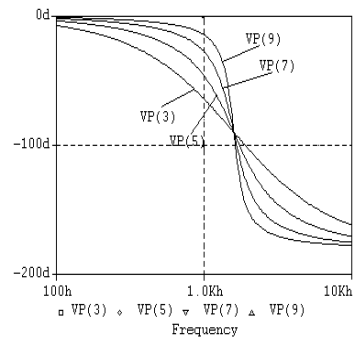


Fig. 3.1.7.

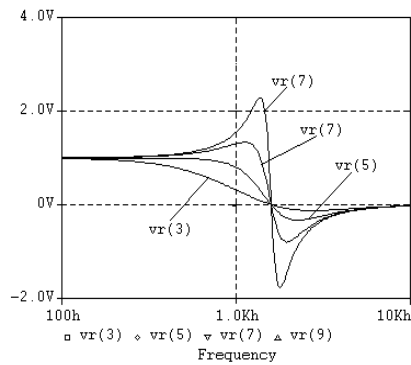


Fig. 3.1.8.

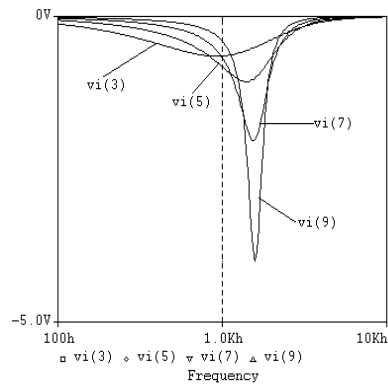


Fig. 3.1.9.

Pornind de la definiție (vezi par. 2.1.3) se pot determina impedanțele de intrare pentru fiecare grup serie RLC cu relația $Z_{ik} = V_m(1)/I_m(R_k)$, $k = 1,2,3,4$. Variațiile acestor impedanțe în raport cu frecvența sunt date în figura 3.1.10.

Pentru a calcula impedanțele de ieșire este necesar să se introducă la porțile de ieșire (în paralel cu condensatoarele) surse de curent în raport cu care să se definească aceste impedanțe (vezi par. 2.1.3), iar în fișerul de intrarea declarația

```
V1 1 0 AC 1
```

să devină comentariu și să se introducă următoarele instrucțiuni:

```
Vin 1 0 0
I1 0 3 AC 1
I2 0 5 AC 1
I3 0 7 AC 1
I4 0 9 AC 1
```

Variația cu frecvența a acestor mărimi se poate vedea în figura 3.1.11.

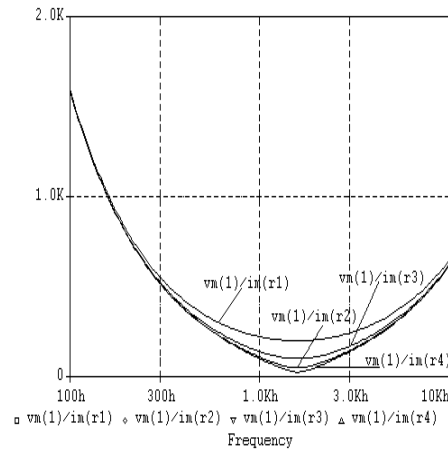


Fig. 3.1.10.

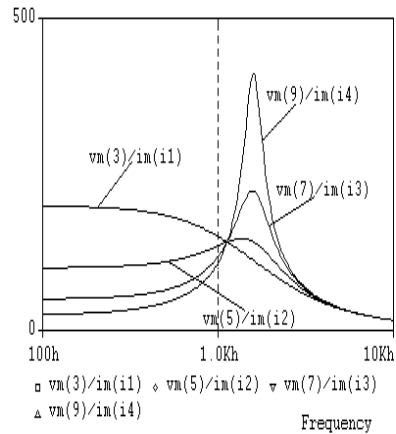


Fig. 3.1.11.

- Impedanța complexă de intrare pentru primul circuit serie RLC are expresia:

$$\underline{Z}_{i1} = R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right)$$

și are modulul, pentru pulsația de rezonanță $\omega_0=10000$ rad/s, egal cu $R_1 = 200 \Omega$ (identic cu cel obținut în fig. 3.1.10).

- Impedanța complexă de ieșire pentru primul circuit serie RLC este:

$$\underline{Z}_{e1} = \frac{-\frac{j}{\omega C_1} \cdot (R_1 + j\omega L_1)}{-\frac{j}{\omega C_1} + R_1 + j\omega L_1}$$

și are modulul, pentru pulsația de rezonanță $\omega_0=10000$ rad/s, egal cu 111.803Ω (identic cu cel obținut în fig. 3.1.11).

Exemplul 3.1.3. Fie circuitul RLC paralel din figura 3.1.12. Să se simuleze circuitul în jurul frecvenței de rezonanță.

Frecvența de rezonanță este

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 1,126\text{kHz}, \quad \text{deci}$$
 vom simula circuitul în gama de frecvențe 100 Hz, 3kHz.

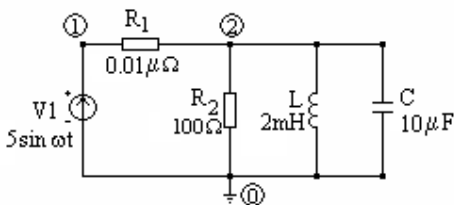


Fig. 3.1.12.

Fișierul de intrare este:

```
Circuit RLC paralel
V1 1 0 AC 5
R1 1 2 0.01u
R2 2 0 100
L 2 0 2m
C 2 0 10u
.AC LIN 500 100 3k
*.AC DEC 500 100 3k
.PLOT AC IM(R1)
.PROBE
.END
```

Fișierul de ieșire are forma:

```
**** AC ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      FREQ IM(R1)
      (*)----- 1.0000E-02 1.0000E-01 1.0000E+00 1.0000E+01
1.0000E+02
1.000E+02 3.948E+00 . . . * .
2.526E+02 1.496E+00 . . . * .
4.053E+02 8.559E-01 . . . * .
5.579E+02 5.402E-01 . . . * .
7.105E+02 3.405E-01 . . . * .
8.632E+02 1.963E-01 . . . * .
1.016E+03 8.814E-02 . . . * .
1.168E+03 5.661E-02 . . . * .
1.321E+03 1.243E-01 . . . * .
1.474E+03 1.993E-01 . . . * .
1.626E+03 2.709E-01 . . . * .
1.779E+03 3.389E-01 . . . * .
1.932E+03 4.039E-01 . . . * .
2.084E+03 4.666E-01 . . . * .
2.237E+03 5.272E-01 . . . * .
2.389E+03 5.863E-01 . . . * .
2.542E+03 6.441E-01 . . . * .
2.695E+03 7.007E-01 . . . * .
2.847E+03 7.564E-01 . . . * .
3.000E+03 8.114E-01 . . . * .
```

Caracteristica din figura 3.1.13, a curentului debitat de sursă, este obținută cu postprocesorul PROBE.

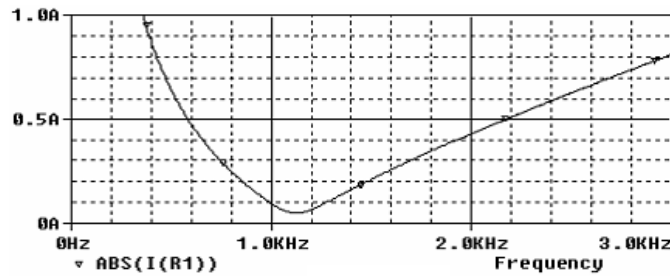


Fig. 3.1.13.

Observație: Circuitul este un filtru oprește bandă.

Verificare:

La rezonanță curentul debitat de sursă este 50 mA. Acestei valori îi corespunde în graficul produs de postprocesorul Probe frecvența de 1.123 kHz, cu o eroare de 0.266% față de cea calculată.

Temă:

1. Să se interpreteze rezultatele obținute pentru circuitele din figurile 3.1.2 și 3.1.12, ținând seama de proprietățile celor două tipuri de rezonanță (impedanță/admitanță, respectiv valoarea modulului curentului).
2. Să se refacă simulările folosind declarația de analiză pe decade (inițial comentată) și să se compare rezultatele.

Exemplul 3.1.4.

Să se studieze rezonanța de curent pentru diverse valori ale factorului de calitate. Să se reprezinte grafic caracteristicile amplitudine-frecvență și fază-frecvență și variațiile cu frecvența ale impedanțelor de intrare și de ieșire. Să se verifice prin calcul valorile modulelor impedanțelor de intrare și de ieșire obținute în urma simulării cu programul PSpice, la pulsația de rezonanță $\omega_0 = 10000$ rad/s. Circuitul este alimentat la o tensiune sinusoidală cu amplitudinea de 1 V și frecvența variabilă.

Soluție:

Structura circuitului din figura 3.1.14 permite, prin modificarea valorilor rezistențelor din cele patru circuite RLC paralel, studiul rezonanței de curent pentru diverse valori ale factorului de calitate $Q_{ck} = R_k / \sqrt{L_k / C_k}$, $k = 1, 2, 3, 4$.

Fișierul de intrare are următoarea structură:

```

Rezonanta de curent      C1 2 0 1u          *Qc4 = 0.25
V1 1 0 AC 1              R4 5 0 25
R5 1 2 1                  L4 5 0 10m
R6 1 3 1                  C4 5 0 1u
R7 1 4 1                  .AC DEC 100 100Hz 20kHz
R8 1 5 1                  .probe
*Qc1=4,                  .end
R1 2 0 400                R3 4 0 100
L1 2 0 10m                L3 4 0 10m
                          C3 4 0 1u

```

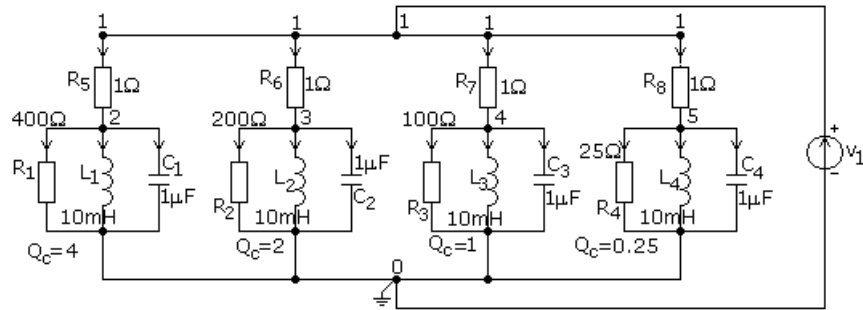


Fig. 3.1.14.

Notă: Pentru a nu crea bucle de condensatoare și secțiuni de bobine se introduc rezistențele R_5, R_6, R_7, R_8 .

În figurile 3.1.15 și 3.1.16 sunt prezentate caracteristicile amplitudine-frecvență respectiv fază-frecvență pentru curenții $I(R_5), I(R_6), I(R_7)$ și $I(R_8)$. Valorile reale și, respectiv imaginare ale curenților $I(R_5), I(R_6), I(R_7)$ și $I(R_8)$ sunt reprezentate în figura 3.1.17, respectiv în figura 3.1.18.

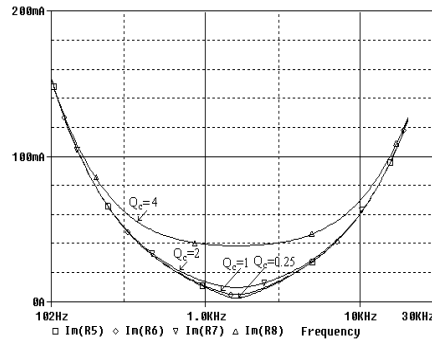


Fig. 1.3.15.

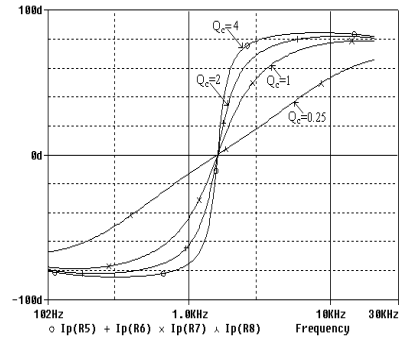


Fig. 1.3.16.

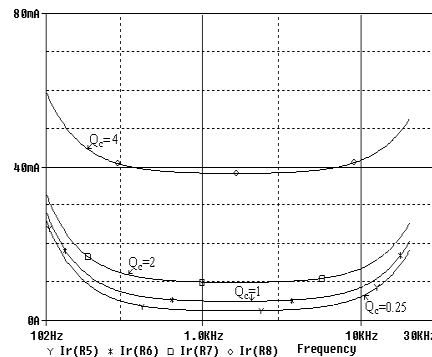


Fig. 3.1.17.

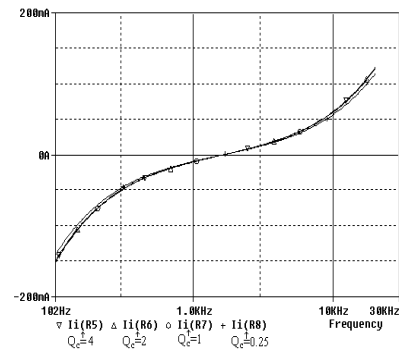


Fig. 3.1.18.

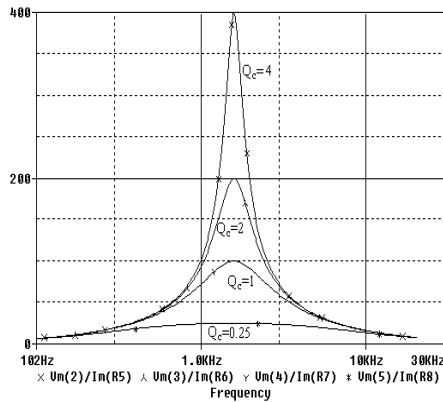


Fig. 3.1.19.

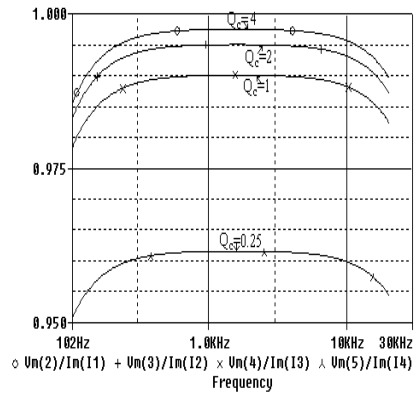


Fig. 3.1.20.

Impedanțele de intrare pentru fiecare grup paralel RLC se determină ca la exemplul 3.1.2. Variațiile acestor impedanțe în raport cu frecvența sunt date în figura 3.1.19.

Pentru a calcula impedanțele de ieșire se procedează la fel ca la exemplul 3.1.2: în fișerul de intrare declarația

```
V1 1 0 AC 1
```

devine comentariu și se introduc următoarele instrucțiuni:

```
Vin 1 0 0
I1 0 2 AC 1
I2 0 3 AC 1
I3 0 4 AC 1
I4 0 5 AC 1
```

Rezultatul simulării este prezentat în figura 3.1.20.

- Impedanța complexă de intrare pentru primul circuit RLC paralel este:

$$\frac{1}{Z_{i1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1$$

și are modulul, pentru pulsația de rezonanță $\omega_0=10000$ rad/s, egal cu $R_1 = 400 \Omega$ (identic cu cel obținut în figura 3.1.19).

- Impedanța complexă de ieșire pentru primul circuit paralel RLC este:

$$Z_{e1} = \frac{R_5 \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1}}{R_5 + \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1}}$$

și are modulul, pentru pulsația de rezonanță $\omega_0=10000$ rad/s, egal cu 0.9975Ω (identic cu cel obținut în figura 3.1.20).

Exemplul 3.1.5. Să se simuleze circuitul din figura 3.1.21 pentru calculul tensiunii la bornele sursei de curent la frecvența sursei.

Fișierul de intrare este:

```
Circuit cu sursa comandata
I 0 1 AC 15m
R1 1 2 1k
R2 2 0 2k
L 1 3 2m
C 3 0 500p
E 2 3 1 2 2
.AC LIN 1 159235.6688
159235.6688
*.AC LIN 500 100 3Meg
.PRINT AC VM(1)
*.PROBE
.END
```

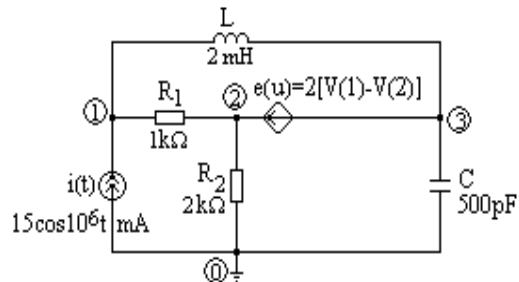


Fig. 3.1.21.

Fișierul de ieșire are forma:

```
****      AC ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
FREQ      VM(1)
1.592E+05  1.765E+01
```

- Dacă dorim să vizualizăm variația tensiunii la bornele sursei de curent în domeniul de frecvență 100Hz, 3MHz, folosim declarația inițial comentată și postprocesorul PROBE. Rezultatul este prezentat în figura 3.1.22.

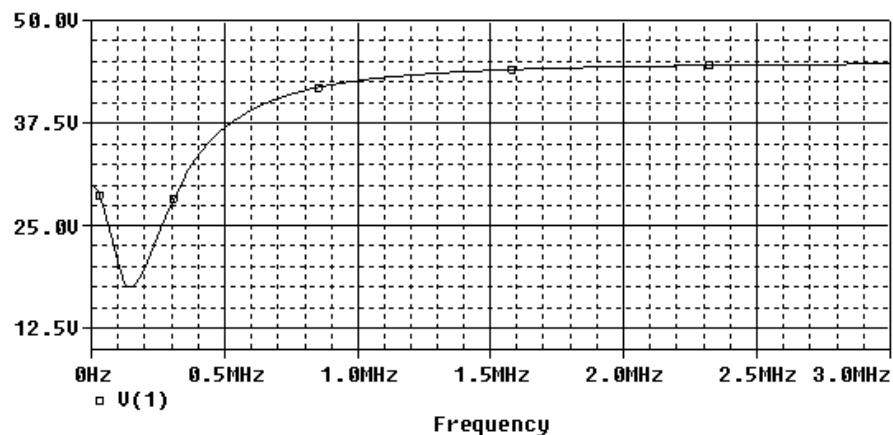


Fig. 3.1.22.

Temă: Să se verifice în fereastra postprocesorului PROBE rezultatul primei simulări.

Tema 3.1.1.

Să se simuleze filtrele de tip “trece jos” din figurile 3.1.23,a și b, și cele de tip “trece sus” din figurile 3.1.23,c și d, în gama de frecvențe 10 Hz –2 MHz.

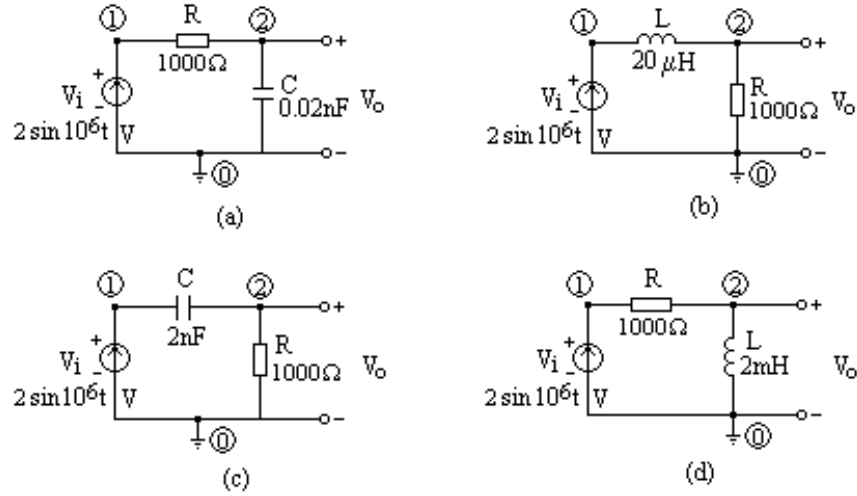


Fig. 3.1.23.

Interpretare:

(a)

$$\underline{V}_0 = \frac{\underline{Z}_C}{R + \underline{Z}_C} \underline{V}_i; \begin{cases} \text{la frecvențe mici } |\underline{Z}_C| \gg R \text{ echivalent cu un gol si } V_0 \rightarrow V_i \\ \text{la frecvențe mari } |\underline{Z}_C| \ll R \text{ echivalent cu un scurtcircuit si } V_0 \rightarrow 0 \end{cases}$$

(b)

$$\underline{V}_0 = \frac{R}{R + \underline{Z}_L} \underline{V}_i; \begin{cases} \text{la frecvențe mici } |\underline{Z}_L| \ll R \text{ echivalent cu un scurtcircuit si } V_0 \rightarrow V_i \\ \text{la frecvențe mari } |\underline{Z}_L| \gg R \text{ echivalent cu un gol si } V_0 \rightarrow 0 \end{cases}$$

(c)

$$\underline{V}_0 = \frac{R}{R + \underline{Z}_C} \underline{V}_i; \begin{cases} \text{la frecvențe mici } |\underline{Z}_C| \gg R \text{ echivalent cu un gol si } V_0 \rightarrow 0 \\ \text{la frecvențe mari } |\underline{Z}_C| \ll R \text{ echivalent cu un scurtcircuit si } V_0 \rightarrow V_i \end{cases}$$

(d)

$$\underline{V}_0 = \frac{\underline{Z}_L}{R + \underline{Z}_L} \underline{V}_i; \begin{cases} \text{la frecvențe mici } |\underline{Z}_L| \ll R \text{ echivalent cu un scurtcircuit si } V_0 \rightarrow 0 \\ \text{la frecvențe mari } |\underline{Z}_L| \gg R \text{ echivalent cu un gol si } V_0 \rightarrow V_i \end{cases}$$

Exemplul 3.1.6.

Să se analizeze circuitul de c.a. cu o sursă comandată din figura 3.1.24.

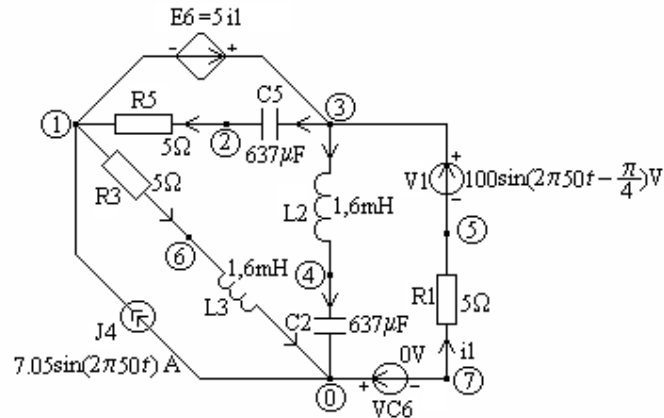


Fig. 3.1.24.

Fișierul de intrare al circuitului are structura:

```
Circuit de c.a. cu surse comandate
V1 3 5 AC 100 -45.0
I4 0 1 AC 7.05
R1 7 5 5
L2 3 4 1.6m
C2 4 0 637u
L3 6 0 1.6m
R3 1 6 5
R5 2 1 5
C5 3 2 637u
H6 3 1 VC6 5
VC6 0 7 DC 0
.AC LIN 1 50 50
.PRINT AC Ir(R1) Ii(R1) Im(R1)
+Vr(3,1) Vi(3,1) Vm(3,1)
.PRINT AC Ir(R3) Ii(R3) Im(R3)
.END
```

Rezultatele obținute în urma rulării, disponibile în fișierul .out, sunt:

```
Circuit de c.a. cu surse comandate
****      AC ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
FREQ      IR(R1)      II(R1)      IM(R1)      VR(3,1)      VI(3,1)
5.00E+01  6.557E+00  -1.901E+00  6.827E+00  3.279E+01  -9.504E+00
VM(3,1)   IR(R3)      II(R3)      IM(R3)
3.414E+01  -1.142E-02  -1.034E+01  1.034E+01
```

Temă:

Să se adauge o componentă continuă de 50 V tensiunii V1 și să se simuleze din nou circuitul. Să se comenteze rezultatul.

Exemplul 3.1.7.

Să se simuleze amplificatorul de frecvență intermediară (FI = 10,7 Mhz) din figura 3.1.25. Pentru tranzistorul bipolar Q_1 se va folosi modelul T NPN din biblioteca simulatorului PSpice și modelul BFY90 (.MODEL BFZ90 NPN (BF=60 TF=60p CJE=5p CJC=1p RB=75 ohmi VA=50)). Să se reprezinte grafic cu ajutorul postprocesorului PROBE funcția de transfer $V(6)/V(1)$ și variația cu frecvența a modului tensiunii de ieșire $V(6)$. Analiza de c.a. se face în gama 10.4 MHz – 11MHz. Frecvența se variază liniar în 1000 de puncte.

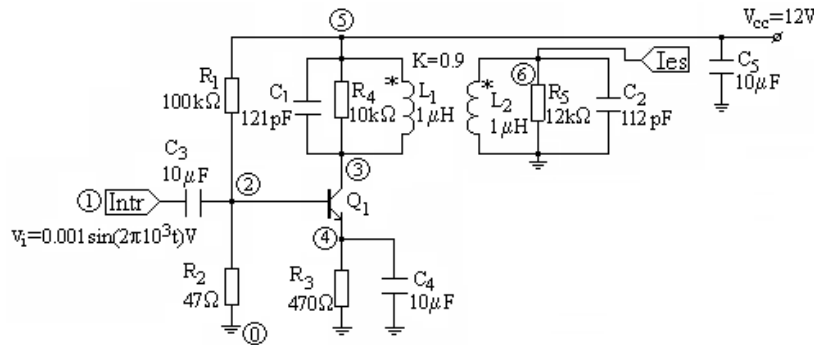


Fig. 3.1.25.

Fișierul de intrare este:

```
Amplificator FI
.LIB
R1 2 5 100k
R2 2 0 47k
R3 4 0 470
C3 1 2 10u
C4 4 0 10u
C5 5 0 10u
K L1 L2 .9
L1 5 3 1u
C1 5 3 121p
L2 6 0 1u
C2 6 0 112p
R4 5 3 10k
R5 6 0 12k
Q1 3 2 4 T
.MODEL T NPN
VCC 5 0 12
Vi 1 0 AC 1e-03
.AC LIN 1000 10.4Meg 11.0Meg
.probe
.end
```

Cu postprocesorul PROBE se obțin curbele din figurile 3.1.26 și 3.1.27.

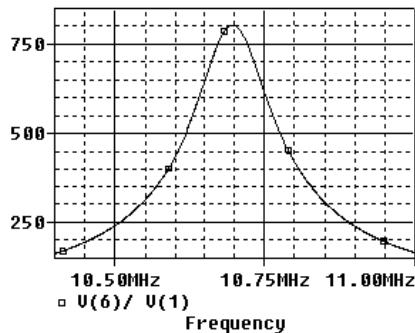


Fig. 3.1.26.

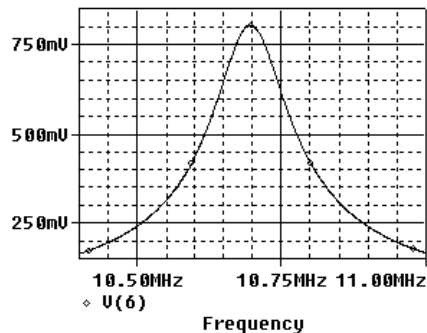


Fig. 3.1.27.

Dacă se alege un nou tip de tranzistor, declarațiile corespunzătoare celui anterior se transformă în comentarii, iar noile instrucțiuni vor fi (de exemplu):

```
Q1 3 2 4 BFY90
.MODEL BFY90 NPN (BF=60 TF=60p CJE=5p CJC=1p RB=75 VA=50)
```

Caracteristicile obținute sunt prezentate în figurile 3.1.28 și 3.1.29. După cum se observă, folosind acest tip de tranzistor amplificarea în tensiune este redusă la jumătate.

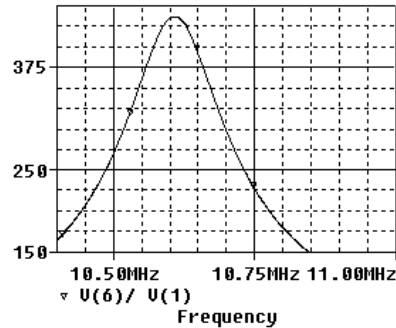


Fig. 3.1.28.

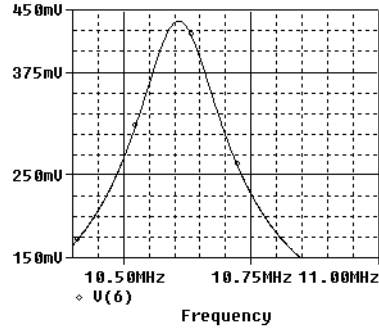


Fig. 3.1.29.

Exemplul 3.1.4. Să se studieze comportarea în frecvență a amplificatorului de tensiune cu un tranzistor bipolar reprezentat în figura 3.1.30.

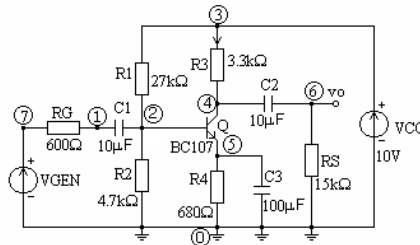


Fig. 3.1.30.

Fișierul de intrare pentru analiza în frecvență are structura:

```
Amplificator cu tranzistor bipolar cu emitor comun
*Comportarea în frecventa
RG 7 1 600
R1 3 2 27k
R2 2 0 4.7k
R3 3 4 3.3k
R4 5 0 680
RS 6 0 15k
C1 1 2 10u
C2 4 6 10u
C3 5 0 100u
VCC 3 0 10V
VGEN 7 0 ac 0.01
Q 4 2 5 QBC107
.model QBC107 NPN(Is=1.38e-14 Bf=362.58 Nf=0.992 Vaf=55.61
+Ikf=0.07057 Ise=2.17e-14 Ne=1.37 Br=8.78 Nr=0.993 Var=9.21
```

```

+Ikr=0.01718  Isc=1.60e-14  Nc=1.13  Rb=91.68  Irb=1.50e-04  Rbm=0.05673
+Re=0.555  Rc=1.18  Cje=1.337e-11  Vje=0.658  Mje=0.31  Tf=3.44e-11
+Xtf=178.03  Vtf=10.56  Itf=1.0  Ptf=120.08  Cjc=7.88e-12  Vjc=0.55
+Mjc=0.271  Tr=3.4415e-10)
.ac dec 10 1 500Meg
.plot ac V(6)
.probe
.end

```

Rulând programul PSpice se obține caracteristica amplitudine-frecvență din figura 3.1.31, cu frecvențele de tăiere $f_i = 65.393 \text{ Hz}$ și $f_s = 534.756 \text{ kHz}$, obținute la intersecția orizontalei $A_0 / \sqrt{2}$ (A_0 fiind amplificarea în bandă, $A_0 = 89.529$) cu caracteristica de amplitudine-frecvență.

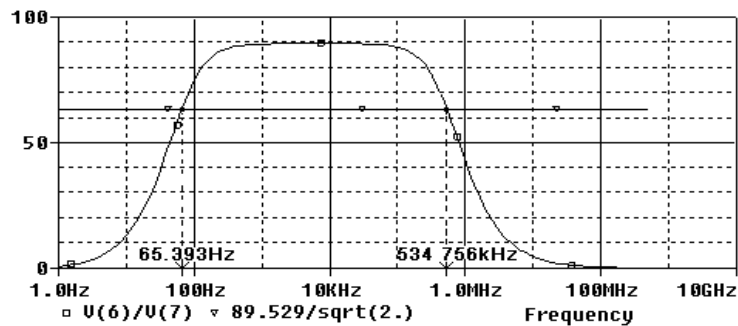


Fig. 3.1.31.

Pentru comparație, în figura 3.1.32 este prezentată diagrama Bode amplitudine-frecvență, iar în figura 3.1.33 se prezintă diagrama Bode fază-frecvență (vezi lucrarea V).

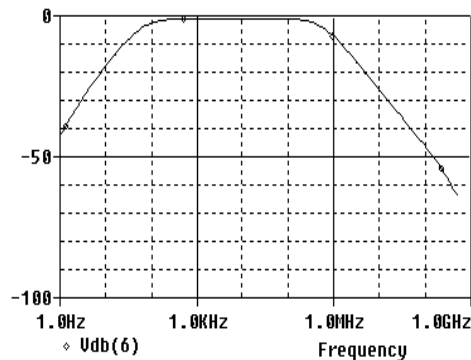


Fig. 3.1.32.

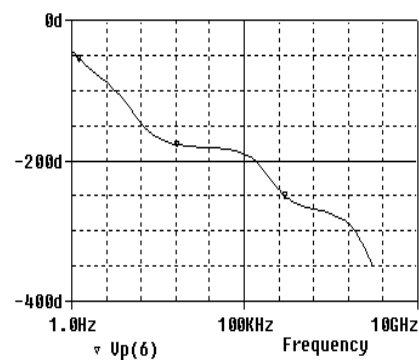


Fig. 3.1.33.

LUCRAREA V

3.2. DIAGrameLE BODE

În curent alternativ răspunsul circuitului variază fie ca o funcție de timp, fie ca o funcție de frecvență. Răspunsul în frecvență este esențial în comunicații, procesarea semnalelor și control. El poate fi formulat *matematic* folosind funcția de transfer $F(s)$ calculată cu transformata Laplace, substituind s cu $j\omega$, sau poate fi vizualizat *grafic* reprezentând modulul $|F(j\omega)|$ și faza $\arg F(j\omega)$ în funcție de ω sau f .

Domeniile de frecvență în care se lucrează în aplicații sunt adesea foarte largi, astfel încât pentru reprezentarea grafică a caracteristicilor amplitudine-frecvență și fază-frecvență, cu un grad adecvat de claritate pe întreg domeniul de variație al frecvenței, este convenabil să se utilizeze *axe semilogaritmice*. Natura logaritmică a scalei frecvenței comprimă frecvențele înalte și dilată frecvențele joase, ceea ce permite vizualizarea răspunsului la ambele extreme ale frecvenței cu un nivel de detaliu comparabil.

Reprezentările în care modulul mărimii și faza sunt reprezentate pe o scară liniară calibrată în *decibeli* respectiv în *grade*, iar frecvența (sau pulsația) este reprezentată pe o *scară logaritmică*, calibrată în *decade*, se numesc **diagrame Bode**.

Valoarea în decibeli a modulului mărimii se definește cu relația:

$$|F_{ei}|_{dB} = 20 \log_{10} |F_{ei}|.$$

Conversia inversă de la valorile în dB la valorile normale ale mărimii se face cu relația:

$$|F_{ei}| = 10^{|F_{ei}|_{dB}/20}.$$

Adesea este convenabil să se lucreze cu frecvențe (pulsații) normalizate f/f_0 (ω/ω_0), unde f_0 (ω_0) este frecvența (pulsația) caracteristică a circuitului.

Unitățile frecvenței normalizate sunt decadele.

O proprietate importantă a simulatorului PSpice este posibilitatea de a specifica valoarea unei surse de tensiune comandată în tensiune (VCVS) sau a unei surse de curent comandată în tensiune (VCCS) ca funcție de transfer. Folosind declarația `.AC` și postprocesorul `PROBE`, se generează diagramele Bode automat. Declarațiile generale ale celor două surse sunt:

```
E_num N+ N- LAPLACE {V_comanda}={F(s)}
G_num N+ N- LAPLACE {V_comanda}={F(s)}.
```

Pentru generarea funcției de transfer se poate folosi unul din circuitele reprezentate în figura 3.2.1 sau 3.2.2.

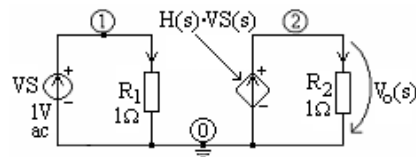


Fig. 3.2.1.

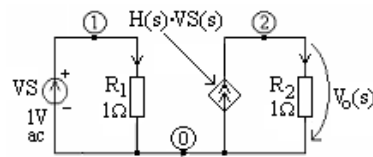


Fig. 3.2.2.

Tema 3.2.1.

Folosind unul din circuitele de mai sus să se reprezinte diagramele Bode pentru filtrul universal din figura 3.2.3.

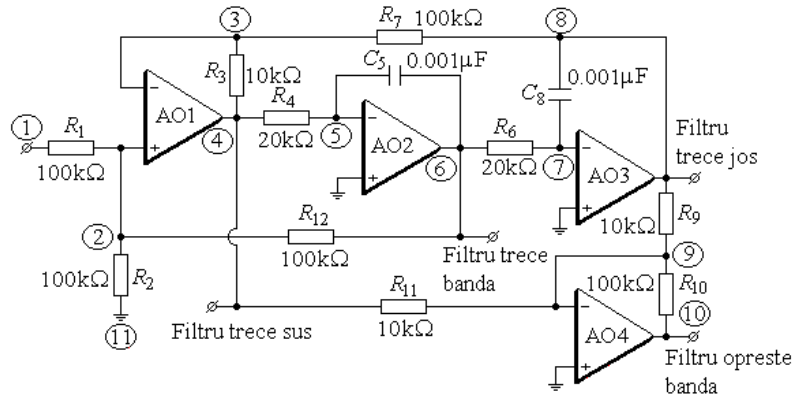
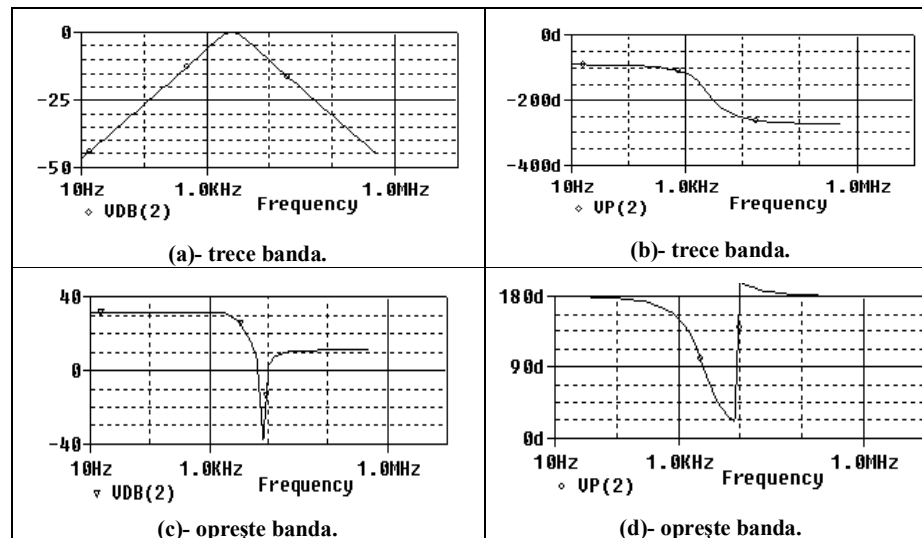


Fig. 3.2.3.

Expresiile funcțiilor de transfer corespunzătoare fiecărui tip de filtru sunt date în tabelul de mai jos.

<p>Filtru trece banda:</p> $F(s) = -\frac{11s}{0.0006s^2 + 11s + 150000}$	<p>Filtru opreste banda:</p> $F(s) = -\frac{550(0.4 \cdot 10^{-5} s^2 + 10000)}{0.0006s^2 + 11s + 150000}$
<p>Filtru trece jos</p> $F(s) = \frac{550000}{0.0006s^2 + 11s + 150000}$	<p>Filtru trece sus</p> $F(s) = \frac{0.44 \cdot 10^{-8} s^2}{0.12 \cdot 10^{-7} s^2 + 0.00022s + 3}$

În urma simulării se obțin rezultatele din figurile 3.2.4, a-h.



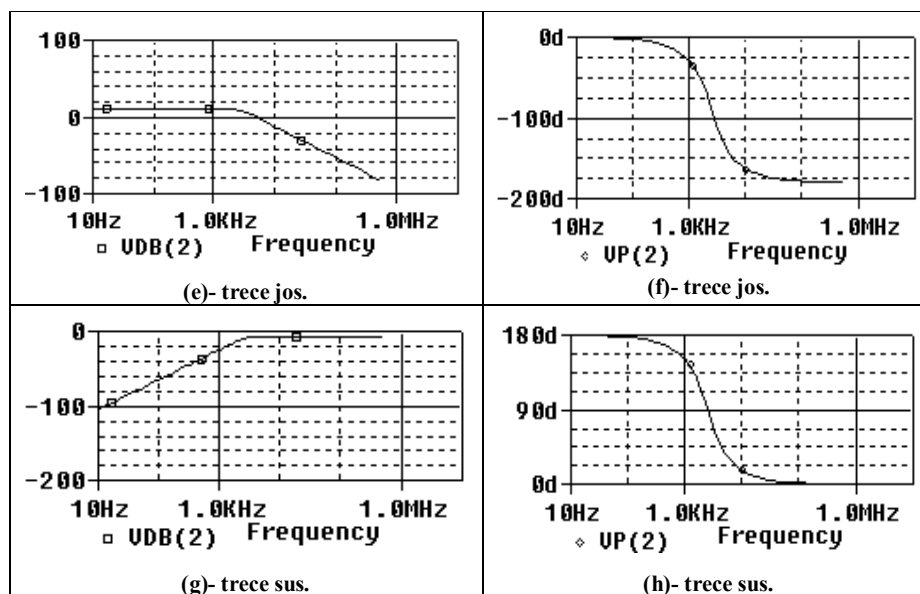


Fig. 3.2.4.

Pentru filtrele trece bandă și oprește bandă să se determine în fereastra postprocesorului `PROBE` frecvențele de tăiere.

Răspuns:

Filtru trece banda	Filtru oprește banda
$f_{t1}=1,454\text{kHz}$	$f_{t1}=6,646\text{kHz}$
$f_{t2}=4,35\text{kHz}$	$f_{t2}=10,125\text{kHz}$

3.3. ANALIZA DE ZGOMOT

Zgomotul generat în componentele electronice determină limitarea amplitudinii semnalului prelucrat de un circuit electronic. Pentru a caracteriza un circuit electronic din punctul de vedere al zgomotului se adaugă la fiecare componentă SPICE un generator de zgomot. Zgomotul în circuitele electronice se datorează mai multor fenomene și are un caracter aleator. Cel mai obișnuit este *zgomotul termic* generat în rezistoare. Dispozitivele semiconductoare produc și alte tipuri de zgomote cum sunt: *zgomotul de alicie (the shot noise)*, *zgomotul de licărire (the flicker noise)* și *zgomotul de rafale (the burst noise)*. O cauză comună a fenomenelor de zgomot o reprezintă caracterul discret al conducției curentului electric în dispozitivele semiconductoare, prin purtătorii de sarcină – electronii și golurile. Tipurile de zgomot au comportări diferite în frecvență; unele din ele acoperă uniform tot spectrul de frecvențe, de exemplul *zgomotul alb*, iar altele sunt mai intense la unul din capetele spectrului de frecvențe.

Datorită caracterului aleator al fenomenelor care stau la baza transportului sarcinilor, pentru sursele de zgomot se folosește valoarea medie pătratică. Generatoarele de tensiune de zgomot sau de curent de zgomot asociate diferitelor elemente de circuit, sunt caracterizate de valoarea medie, $\overline{u^2}$ sau $\overline{i^2}$. Efectul global, produs la ieșire de toate sursele de zgomot, se obține însumând valorile pătratice ale contribuțiilor individuale la ieșire ale fiecărei surse de zgomot:

$$\overline{u_{ies}^2} = \sum_{k=1}^{n_z} \overline{u_k^2}.$$

Sursele de zgomot au valorile proporționale cu banda de frecvență Δf în care se efectuează măsurătoarea, fiind caracterizate prin densitatea spectrală de putere:

$$\frac{\overline{u^2}}{\Delta f} \text{ sau } \frac{\overline{i^2}}{\Delta f},$$

exprimată în V^2/Hz sau A^2/Hz . Generarea zgomotului termic într-un rezistor constituie fenomenul cel mai clar din punctul de vedere al zgomotului produs de o componentă electronică. Zgomotul generat de un rezistor se poate modela fie printr-o sursă independentă de tensiune de zgomot (printr-o sursă independentă de curent de zgomot) conectată în serie (în paralel) cu un rezistor nezmotos.

Expresia teoretică a valorii medii pătratice a tensiunii de zgomot este

$$\overline{e_R^2} = 4kTR\Delta f,$$

iar a intensității generatorului de curent de zgomot

$$\overline{i_R^2} = 4kTG\Delta f,$$

unde $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K este constanta lui Boltzman, T – temperatura absolută exprimată în K, R – rezistența, $G = 1/R$ – conductanța și Δf banda de frecvență în care are loc măsurarea.

Notă:

1. Folosirea în SPICE a modelării surselor de zgomot prin surse de curent este datorată simplității cu care acestea se pot adăuga la ecuațiile nodale.

2. În dispozitivele electronice sursa majoră de zgomot este asociată cu curgerea unui curent continuu, fiind cunoscută sub denumirea de *zgomot de alicie*.

În cazul tranzistoarelor bipolare, sursele de curent de zgomot de alicie corespund curentului de bază și curentului de colector $\overline{i_b^2}$ și, respectiv $\overline{i_c^2}$, sunt proporționale cu curenții respectivi conform relațiilor:

$$\overline{i_b^2} = 2qI_B\Delta f,$$

$$\overline{i_c^2} = 2qI_C\Delta f,$$

unde q este sarcina electronului ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C).

Deoarece valorile pătratice medii ale surselor de zgomot sunt mici în raport cu tensiunea termică, analiza circuitului se poate efectua pe circuitul echivalent liniarizat al circuitului neliniar.

SPICE realizează analiza de zgomot numai împreună cu linia de comandă `.AC`. În fișierul de intrare trebuie introduse ambele declarații de control `.AC` și `.NOISE`. Programul SPICE calculează tensiunea de zgomot pentru un nod de ieșire, specificat de utilizator, sau un curent echivalent de zgomot la intrare (în funcție de modul în care se descrie intrarea circuitului: în tensiune, respectiv în curent). Pentru obținerea zgomotului echivalent la intrare se împarte zgomotul de la ieșire la modulul funcției de transfer a circuitului. Zgomotul echivalent reprezintă o măsură a efectului tuturor surselor de zgomot din circuit, concentrate într-o singură sursă de zgomot la intrare. SPICE poate de asemenea genera un raport privind contribuția fiecărei surse de zgomot la diferite frecvențe specificate, însă acest raport poate produce un volum foarte mare de date în fișierul de intrare.

Declarația de control `.NOISE` are următoarea formă generală:

```
.NOISE V(N+,N-) V/I_ume număr_puncte
```

prin care se definește modul de conectare ca diport a circuitului pentru calculul de zgomot; `V(N+,N-)` definește ca mărime de ieșire a diportului tensiunea între nodurile `N+` și `N-`. Când se specifică un singur nod, tensiunea de ieșire se ia între acest nod și masă. Intrarea diportului este specificată prin sursa de intrare `V/I_ume`, care poate fi o sursă de tensiune sau o sursă de curent ce trebuie să fie prezentă în descrierea circuitului, iar `număr_puncte` reprezintă numărul de puncte din interval în care se face analiza.

În cadrul analizei de zgomot, rezultatele obținute pot fi date sub formă tabelară, dacă se utilizează declarația `.PRINT`, sau sub forma unui grafic alfanumeric, dacă se folosește instrucțiunea `.PLOT`. Forma generală a declarațiilor de afișare a rezultatelor este

```
.PRINT NOISE ONOISE[M/DB] INOISE[M/DB]
.PLOT NOISE ONOISE[M/DB] INOISE[M/DB]
```

unde `ONOISE` este tensiunea totală de zgomot, `V(N+,N-)`, care rezultă la nodurile de ieșire specificate în declarația `.NOISE`, `INOISE` reprezintă zgomotul echivalent la intrare, tensiune sau curent, la sursa `V/I_ume`, specificată de asemenea în linia `.NOISE`.

Declarațiile `.PRINT NOISE` sau `.PLOT NOISE` trebuie să conțină cel mult unul din tipurile de rezultate de zgomot: fie `ONOISE`, fie `INOISE`. `M` sau `DB`, opționali, specifică modul de reprezentare a modului: `M` când reprezentarea se face la scară

liniară, iar $_{DB}$ reprezentare în decibeli (dB). Zgomotul la ieșire și zgomotul la intrare se calculează la toate frecvențele aflate în intervalul f_{start} - f_{stop} , în concordanță cu specificația din declarația `.AC`. De exemplu, în declarațiile:

```
.AC DEC 10 1K 100MEG
.NOISE V(7) VIN1 10
```

intervalul de frecvență este de la $f_{start} = 1\text{ kHz}$ la $f_{stop} = 100\text{ MHz}$, diportul are intrarea `VIN1`, iar ieșirea în nodul 7, și se cer pentru sursele de zgomot șase rapoarte recapitulative – câte un raport la frecvențele de 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz și 100 MHz. Pentru analizele `AC` sau `NOISE` nu se generează nici un rezultat dacă lipsește declarația `.PRINT` sau declarația `.PLOT`.

Exemplul 3.3.1. Să se calculeze contribuția fiecărei surse de zgomot la zgomotul de la ieșire, zgomotul total la ieșire și zgomotul echivalent la intrare pentru amplificatorul cu un tranzistor din figura 3.3.1,a. Valorile numerice ale parametrilor elementelor de circuit din circuitul echivalent de semnal mic din figura 3.3.1,b sunt: $R_B = 2 \cdot 10^5 \Omega$, $R_C = 10^3 \Omega$, $r_\pi = 1,23 \cdot 10^3 \Omega$, $C_\pi = 1,76 \cdot 10^{-12}\text{ F}$, $C_\mu = 1,29 \cdot 10^{-12}\text{ F}$ și $g_m = 8,13 \cdot 10^{-2}\text{ S}$. Rezultatele se vor verifica prin simulare cu PSpice.

Soluție :

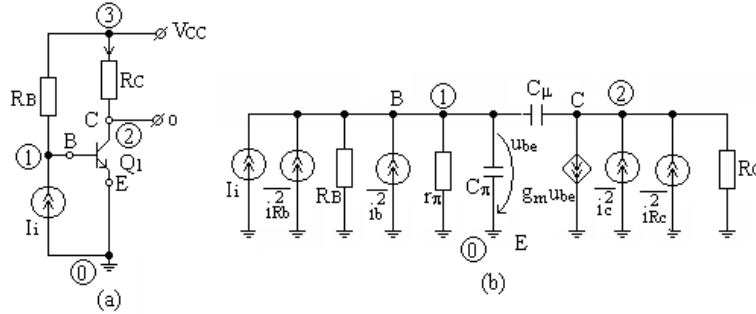


Fig. 3.3.1.

Sursele de zgomot prezente în circuitul echivalent de semnal mic al amplificatorului cu un tranzistor sunt indicate în figura 3.3.1,b. Valorile tuturor surselor de zgomot se obțin folosind relațiile:

$$\overline{u_{RB}^2} / \Delta f = 4kTR_B = 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 2 \cdot 10^5 = 3,2 \cdot 10^{-15} \text{ V}^2 / \text{Hz} ,$$

$$\overline{u_{RC}^2} / \Delta f = 4kTR_C = 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 10^3 = 1,6 \cdot 10^{-17} \text{ V}^2 / \text{Hz} ,$$

$$\overline{i_b^2} / \Delta f = 2qI_B = 2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2,1 \cdot 10^{-5} = 6,72 \cdot 10^{-24} \text{ A}^2 / \text{Hz} ,$$

$$\overline{i_c^2} / \Delta f = 2qI_C = 2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2,1 \cdot 10^{-3} = 6,72 \cdot 10^{-22} \text{ A}^2 / \text{Hz} .$$

Toate contribuțiile la tensiunea de zgomot de la ieșire se exprimă ca densități spectrale ale valorilor medii pătratice.

Contribuțiile celor două surse de curent de zgomot ale tranzistorului bipolar (TB) au valorile:

$$\overline{v_{o1}^2} / \Delta f = \overline{i_c^2} R_C^2 / \Delta f = 6,72 \cdot 10^{-16} \text{ V}^2/\text{Hz} ,$$

$$\overline{v_{o2}^2} / \Delta f = \overline{i_b^2} R_{oi}^2 / \Delta f = 6,72 \cdot 10^{-14} \text{ V}^2/\text{Hz} ,$$

unde R_{oi} este rezistența de transfer $R_{oi} = V_o/I_i$, a cărei valoare în bandă este

$$|R_{oi}| = \frac{V_o}{I_i} = \beta_F R_C = 10^2 \cdot 10^3 = 10^5 \Omega .$$

Se observă că zgomotul generat de bază la ieșire este semnificativ deoarece câștigul în curent al TB este mare. Din această cauză amplificatoarele de zgomot mic folosesc adeseori în etajul de intrare un tranzistor TEC.

Rezistoarele R_C și R_B dau la ieșire zgomotul:

$$\overline{v_{o3}^2} / \Delta f = \overline{v_{RC}^2} / \Delta f = 1,6 \cdot 10^{-17} \text{ V}^2/\text{Hz} ,$$

$$\overline{v_{o4}^2} / \Delta f = \overline{v_{RB}^2} / \Delta f = 3,2 \cdot 10^{-15} \text{ V}^2/\text{Hz} .$$

Valoarea pătratică medie totală a zgomotului la ieșire se obține prin însumarea valorilor medii pătratice ale contribuțiilor tuturor surselor de zgomot

$$\overline{v_o^2} / \Delta f = \sum_{k=1}^4 \overline{v_{ok}^2} / \Delta f = 7,088 \cdot 10^{-14} \text{ V}^2/\text{Hz}$$

sau exprimată în valori efective **$2,662 \cdot 10^{-7} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$** (vezi fișierul de ieșire).

Fișierul de intrare pentru circuitul din figura 3.3.1,a, are structura:

```
Analiza de zgomot a unui amplificator cu un tranzistor bipolar
.lib
Q1 2 1 0 QMOD
RC 2 3 1k
RB 3 1 200k
Vcc 3 0 5
I1 0 1 AC 1
.MODEL QMOD NPN CJE=1p CJC=2p
.op
.ac dec 10 0.1MEG 10G
.noise V(2) I1 10
.plot noise onoise inoise
.width out=80
.probe
.end
```

În fișierul de ieșire sunt listate raportul recapitulativ tipărit de PSpice pentru analiza de zgomot la frecvența de 100 kHz și variația cu frecvența a valorilor efective $v_o / \sqrt{\Delta f}$ și $i_{iech} / \sqrt{\Delta f}$ calculate de la 100 kHz la 10 GHz.

```
*****      BJT MODEL PARAMETERS

                        QMOD
                        NPN
IS      100.000000E-18
BF      100
NF      1
BR      1
NR      1
CJE     1.000000E-12
CJC     2.000000E-12
CN      2.42
```

```

      D      .87
****  SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE
(1)    .7934    (2)    2.8967    (3)    5.0000
      VOLTAGE SOURCE CURRENTS
      NAME      CURRENT
      VCC      -2.124E-03
      TOTAL POWER DISSIPATION 1.06E-02 WATTS
****  OPERATING POINT INFORMATION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      **** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS
              NAME      Q1
              MODEL      QMOD
              IB      2.10E-05
              IC      2.10E-03
              VBE      7.93E-01
              VBC      -2.10E+00
              VCE      2.90E+00
              BETADC    1.00E+02
              GM      8.13E-02
              RPI      1.23E+03
              RX      0.00E+00
              RO      1.00E+12
              CBE      1.72E-12
              CBC      1.29E-12
              CJS      0.00E+00
              BETAAC    1.00E+02
              CBX/CBX2  0.00E+00
              FT/FT2    4.30E+09
****  NOISE ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      FREQUENCY = 1.000E+05 HZ
      **** TRANSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
              Q1
              RB      0.000E+00
              RC      0.000E+00
              RE      0.000E+00
              IBSN    6.612E-14
              IC      6.693E-16
              IBFN    0.000E+00
              TOTAL   6.678E-14
      **** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
              RC      RB
              TOTAL   1.646E-17  8.130E-16
****  TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE      = 6.761E-14 SQ V/HZ
                                         = 2.600E-07 V/RT HZ
      TRANSFER FUNCTION VALUE:
      V(2)/I1      = 9.904E+04
      EQUIVALENT INPUT NOISE AT I1 = 2.625E-12 A/RT HZ
****  NOISE ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      FREQUENCY = 1.000E+06 HZ

```

```

**** TRANSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      Q1
      RB      0.000E+00
      RC      0.000E+00
      RE      0.000E+00
      IBSN    3.924E-14
      IC      3.974E-16
      IBFN    0.000E+00
      TOTAL   3.964E-14

**** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      RC      RB
      TOTAL   9.775E-18  4.825E-16

**** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE      = 4.013E-14 SQ V/HZ
                                      = 2.003E-07 V/RT HZ

      TRANSFER FUNCTION VALUE:
      V(2)/I1      = 7.630E+04

      EQUIVALENT INPUT NOISE AT I1 = 2.625E-12 A/RT HZ

**** NOISE ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

      FREQUENCY = 1.000E+07 HZ

**** TRANSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      Q1
      RB      0.000E+00
      RC      0.000E+00
      RE      0.000E+00
      IBSN    9.421E-16
      IC      1.005E-17
      IBFN    0.000E+00
      TOTAL   9.521E-16

**** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      RC      RB
      TOTAL   2.471E-19  1.159E-17

**** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE      = 9.640E-16 SQ V/HZ
                                      = 3.105E-08 V/RT HZ

      TRANSFER FUNCTION VALUE:
      V(2)/I1      = 1.182E+04

      EQUIVALENT INPUT NOISE AT I1 = 2.626E-12 A/RT HZ

**** NOISE ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

      FREQUENCY = 1.000E+08 HZ

**** TRANSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      Q1
      RB      0.000E+00
      RC      0.000E+00
      RE      0.000E+00
      IBSN    9.554E-18
      IC      6.123E-19
      IBFN    0.000E+00
      TOTAL   1.017E-17

**** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      RC      RB

```

```

TOTAL      1.506E-20  1.175E-19
**** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE      = 1.030E-17 SQ V/HZ
                                      = 3.209E-09 V/RT HZ

TRANSFER FUNCTION VALUE:
V(2)/I1      = 1.191E+03
EQUIVALENT INPUT NOISE AT I1 = 2.695E-12 A/RT HZ
**** NOISE ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
FREQUENCY = 1.000E+09 HZ
**** TRANSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
Q1
RB      0.000E+00
RC      0.000E+00
RE      0.000E+00
IBSN    9.495E-20
IC      5.084E-19
IBFN    0.000E+00
TOTAL   6.034E-19
**** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
RC      RB
TOTAL   1.250E-20  1.168E-21
**** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE      = 6.170E-19 SQ V/HZ
                                      = 7.855E-10 V/RT HZ

TRANSFER FUNCTION VALUE:
V(2)/I1      = 1.187E+02
EQUIVALENT INPUT NOISE AT I1 = 6.618E-12 A/RT HZ
**** NOISE ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
FREQUENCY = 1.000E+10 HZ
**** TRANSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
Q1
RB      0.000E+00
RC      0.000E+00
RE      0.000E+00
IBSN    7.207E-22
IC      1.956E-19
IBFN    0.000E+00
TOTAL   1.963E-19
**** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
RC      RB
TOTAL   4.810E-21  8.862E-24
**** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE      = 2.011E-19 SQ V/HZ
                                      = 4.485E-10 V/RT HZ

TRANSFER FUNCTION VALUE:
V(2)/I1      = 1.034E+01
EQUIVALENT INPUT NOISE AT I1 = 4.337E-11 A/RT HZ
**** AC ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

```

```

LEGEND:
*: ONOISE
+: INOISE

FREQ      ONOISE
(*)-----1.000E-10  1.000E-09  1.000E-08  1.000E-07  1.000E-06
(+)-----1.000E-12  1.000E-11  1.000E-10  1.000E-09  1.000E-08

1.000E+05  2.600E-07 . + . . . . *
1.259E+05  2.595E-07 . + . . . . *
1.585E+05  2.587E-07 . + . . . . *
1.995E+05  2.574E-07 . + . . . . *
2.512E+05  2.554E-07 . + . . . . *
3.162E+05  2.523E-07 . + . . . . *
3.981E+05  2.476E-07 . + . . . . *
5.012E+05  2.407E-07 . + . . . . *
6.310E+05  2.309E-07 . + . . . . *
7.943E+05  2.175E-07 . + . . . . *
1.000E+06  2.003E-07 . + . . . . *
1.259E+06  1.799E-07 . + . . . . *
1.585E+06  1.573E-07 . + . . . . *
1.995E+06  1.343E-07 . + . . . . *
2.512E+06  1.123E-07 . + . . . . *
3.162E+06  9.245E-08 . + . . . . *
3.981E+06  7.520E-08 . + . . . . *
5.012E+06  6.067E-08 . + . . . . *
6.310E+06  4.868E-08 . + . . . . *
7.943E+06  3.892E-08 . + . . . . *
1.000E+07  3.105E-08 . + . . . . *
1.259E+07  2.473E-08 . + . . . . *
1.585E+07  1.968E-08 . + . . . . *
1.995E+07  1.566E-08 . + . . . . *
2.512E+07  1.245E-08 . + . . . . *
3.162E+07  9.905E-09 . + . . . . *
3.981E+07  7.883E-09 . + . . . . *
5.012E+07  6.278E-09 . + . . . . *
6.310E+07  5.007E-09 . + . . . . *
7.943E+07  4.002E-09 . + . . . . *
1.000E+08  3.209E-09 . + . . . . *
1.259E+08  2.587E-09 . + . . . . *
1.585E+08  2.102E-09 . + . . . . *
1.995E+08  1.727E-09 . + . . . . *
2.512E+08  1.441E-09 . + . . . . *
3.162E+08  1.226E-09 . + . . . . *
3.981E+08  1.069E-09 . + . . . . *
5.012E+08  9.564E-10 . + . . . . *
6.310E+08  8.774E-10 . + . . . . *
7.943E+08  8.230E-10 . + . . . . *
1.000E+09  7.855E-10 . + . . . . *
1.259E+09  7.590E-10 . + . . . . *
1.585E+09  7.388E-10 . + . . . . *
1.995E+09  7.211E-10 . + . . . . *
2.512E+09  7.028E-10 . + . . . . *
3.162E+09  6.807E-10 . + . . . . *
3.981E+09  6.521E-10 . + . . . . *
5.012E+09  6.147E-10 . + . . . . *
6.310E+09  5.675E-10 . + . . . . *
7.943E+09  5.111E-10 . + . . . . *
1.000E+10  4.485E-10 . + . . . . *

```

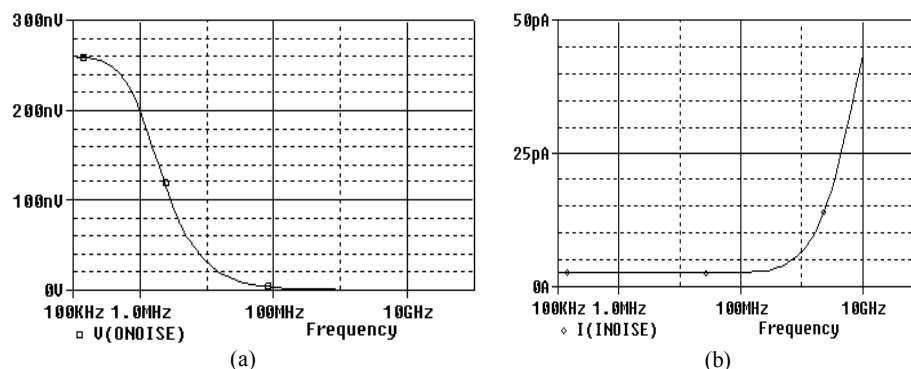



Fig. 3.3.2.

Variațiile cu frecvența ale valorilor efective $v_o / \sqrt{\Delta f}$ și $i_{iech} / \sqrt{\Delta f}$, calculate de la 100 kHz la 10 GHz, se pot reprezenta grafic cu ajutorul postprocesorului grafic PROBE (Fig. 3.3.2,a și, respectiv Fig. 3.3.2,b).

Valorile pătratic medii ale contribuțiilor fiecărei surse de zgomot la ieșire sunt listate în secțiunea NOISE ANALYSIS, listarea fiind precedată de valoarea frecvenței (FREQUENCY) la care au fost calculate rezultatele respective. Valorile pentru zgomotul dat de rezistoare, calculate manual, concordă cu cele obținute în urma analizei de zgomot cu PSpice (care sunt listate în fișierul de ieșire în secțiunea RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)). Toate sursele de zgomot asociate TB și valorile lor sunt tipărite în TRANSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES. Valoarea zgomotului generat de rezistoarele parazite RB, RC și RE este în acest caz nulă, deoarece aceste elemente nu au fost specificate în declarația .MODEL. Valorile zgomotului de alicie dat de curenții IB și IC sunt în concordanță cu cele calculate manual.

La finele fiecărui raport recapitulativ din NOISE ANALYSIS sunt date valoarea medie pătratică și valoarea efectivă a zgomotului total la ieșire (TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE), valoarea funcției de transfer (TRANSFER FUNCTION VALUE: V(2)/II) la frecvența corespunzătoare a raportului recapitulativ și zgomotul echivalent la intrare - în cazul studiat II (EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE AT II). În conformitate cu declarația .NOISE rezultatul este listat pentru frecvențele de 100kHz, 1 MHz, 10 MHz, 100 MHz, 1 GHz și 10 GHz.

Din graficele din fișierul .out și cele reprezentate cu PROBE se constată că zgomotul echivalent la intrare INoise (I(INoise)) începe să crească peste 158 MHz, iar zgomotul total la ieșire, ONoise (V(ONoise)), începe să scadă peste 1 MHz. Creșterea zgomotului echivalent la intrare, proporțional cu f^2 , se explică prin dependența de frecvență a câștigului în curent, $\beta(j\omega)$, iar scăderea zgomotului total la ieșire prin scăderea cu 3 dB/octavă a funcției de transfer R_{oi} .

Observație :

Valoarea efectivă a zgomotului la ieșire obținută prin calcul se regăsește în fișierul de ieșire (boldată) la analiza corespunzătoare frecvenței de 1MHz.

Exemplul 3.3.2.

Să se efectueze analiza de zgomot pentru circuitul din figura 3.3.3 și să se calculeze sensibilitățile tensiunilor de la terminalele tranzistorului.

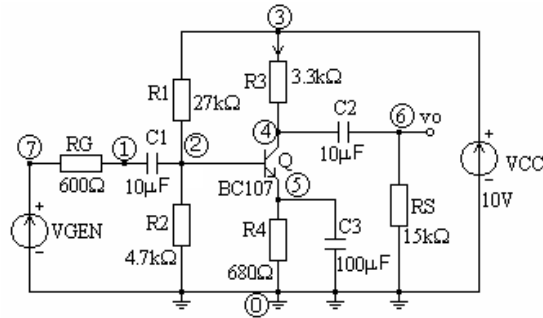


Fig. 3.3.3.

Fișierul de intrare al circuitului este :

```
*Analiza de zgomot
.width out=80
RG 7 1 600
R1 3 2 27k
R2 2 0 4.7k
R3 3 4 3.3k
R4 5 0 680
RS 6 0 15k
C1 1 2 10u
C2 4 6 10u
C3 5 0 100u
VCC 3 0 DC 10
*VGEN =Vin
Vin 7 0 ac 0.01
Q 4 2 5 QBC107
*.model QBC107 NPN(Is=1.38e-14 Bf=362.58 Nf=0.992 Vaf=55.61
**+Ikf=0.07057 Ise=2.17e-14 Ne=1.37 Br=8.78 Nr=0.993 Var=9.21
**+Ikr=0.01718 Isc=1.60e-14 Nc=1.13 Rb=91.68 Irb=1.50e-04
**+Rbm=0.05673 Re=0.555 Rc=1.18 Cje=1.337e-11 Vje=0.658
**+Mje=0.31 Tf=3.44e-11 Xtf=178.03 Vtf=10.56 Itf=1.0 Ptf=120.08
**+Cjc=7.88e-12 Vjc=0.55 Mjc=0.271 Tr=3.4415e-10)
.model QBC107 NPN (Bf=362.58 Tf=3.44e-11 Cje=1.337e-11 Cjc=7.88e-12
+Rb=91.68 Vaf=55.61 Var=9.21)
.SENS V(2) V(4) V(5)
.AC DEC 10 10 100MEG
.NOISE V(6) VIN 20
.print noise onoise inoise
.probe
.end
```

Fișierul de ieșire are structura:

```
****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
(1)     0.0000    (2)     1.4715    (3)     10.0000    (4)      6.6283
(5)      .6967    (6)      0.0000    (7)      0.0000
```

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VCC	-1.338E-03
Vin	0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 1.34E-02 WATTS

*** DC SENSITIVITY ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

DC SENSITIVITIES OF OUTPUT V(2)

ELEMENT NAME	ELEMENT VALUE	ELEMENT SENSITIVITY (VOLTS/UNIT)	NORMALIZED SENSITIVITY (VOLTS/PERCENT)
RG	6.000E+02	0.000E+00	0.000E+00
R1	2.700E+04	-4.607E-05	-1.244E-02
R2	4.700E+03	2.623E-04	1.233E-02
R3	3.300E+03	-1.927E-07	-6.359E-06
R4	6.800E+02	1.654E-05	1.125E-04
RS	1.500E+04	0.000E+00	0.000E+00
VCC	1.000E+01	1.460E-01	1.460E-02
Vin	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00

Q

RB	9.168E+01	4.562E-08	4.183E-08
RC	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
RE	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
BF	3.626E+02	3.025E-05	1.097E-04
ISE	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
BR	1.000E+00	-3.936E-13	-3.936E-15
ISC	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
IS	1.000E-16	-3.880E+12	-3.880E-06
NE	1.500E+00	0.000E+00	0.000E+00
NC	2.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
IKF	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
IKR	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
VAF	5.561E+01	-1.749E-05	-9.726E-06
VAR	9.210E+00	9.577E-05	8.820E-06

DC SENSITIVITIES OF OUTPUT V(4)

ELEMENT NAME	ELEMENT VALUE	ELEMENT SENSITIVITY (VOLTS/UNIT)	NORMALIZED SENSITIVITY (VOLTS/PERCENT)
RG	6.000E+02	0.000E+00	0.000E+00
R1	2.700E+04	2.143E-04	5.785E-02
R2	4.700E+03	-1.220E-03	-5.734E-02
R3	3.300E+03	-1.018E-03	-3.361E-02
R4	6.800E+02	4.691E-03	3.190E-02
RS	1.500E+04	0.000E+00	0.000E+00
VCC	1.000E+01	3.185E-01	3.185E-02
Vin	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00

Q

RB	9.168E+01	1.278E-05	1.172E-05
RC	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
RE	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
BF	3.626E+02	-1.683E-04	-6.104E-04
ISE	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
BR	1.000E+00	2.202E-12	2.202E-14
ISC	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
IS	1.000E-16	-1.189E+15	-1.189E-03
NE	1.500E+00	0.000E+00	0.000E+00
NC	2.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
IKF	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00

ELEMENT NAME	ELEMENT VALUE	ELEMENT SENSITIVITY (VOLTS/UNIT)	NORMALIZED SENSITIVITY (VOLTS/PERCENT)
IKR	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
VAF	5.561E+01	2.975E-04	1.655E-04
VAR	9.210E+00	-1.629E-03	-1.500E-04

DC SENSITIVITIES OF OUTPUT V(5)

ELEMENT NAME	ELEMENT VALUE	ELEMENT SENSITIVITY (VOLTS/UNIT)	NORMALIZED SENSITIVITY (VOLTS/PERCENT)
RG	6.000E+02	0.000E+00	0.000E+00
R1	2.700E+04	-4.428E-05	-1.196E-02
R2	4.700E+03	2.521E-04	1.185E-02
R3	3.300E+03	-6.427E-07	-2.121E-05
R4	6.800E+02	5.516E-05	3.751E-04
RS	1.500E+04	0.000E+00	0.000E+00
VCC	1.000E+01	1.408E-01	1.408E-02
Vin	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00

Q

RB	9.168E+01	-2.642E-06	-2.422E-06
RC	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
RE	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
BF	3.626E+02	2.955E-05	1.071E-04
ISE	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
BR	1.000E+00	-3.870E-13	-3.870E-15
ISC	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
IS	1.000E-16	2.457E+14	2.457E-04
NE	1.500E+00	0.000E+00	0.000E+00
NC	2.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
IKF	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
IKR	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
VAF	5.561E+01	-5.834E-05	-3.244E-05
VAR	9.210E+00	3.194E-04	2.942E-05

**** NOISE ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQUENCY = 1.000E+01 HZ

**** TRANSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)

Q

RB	3.928E-16
RC	0.000E+00
RE	0.000E+00
IBSN	5.889E-16
IC	6.824E-17
IBFN	0.000E+00
TOTAL	1.050E-15

**** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)

	RG	R1	R2	R3	R4	RS
TOTAL	1.737E-15	3.102E-16	1.782E-15	3.617E-17	1.515E-16	9.895E-18

**** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE = 5.076E-15 SQ V/HZ

= 7.125E-08 V/RT HZ

TRANSFER FUNCTION VALUE:

V(6)/Vin = 1.321E+01

EQUIVALENT INPUT NOISE AT Vin = 5.392E-09 V/RT HZ

**** NOISE ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQUENCY = 1.000E+03 HZ

**** TRANSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)

Q

RB	1.372E-14
----	-----------

```

RC      0.000E+00
RE      0.000E+00
IBSN    3.045E-15
IC      2.168E-15
IBFN    0.000E+00
TOTAL   1.894E-14

**** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      RG      R1      R2      R3      R4      RS
TOTAL 6.793E-14 1.511E-15 8.678E-15 3.340E-17 5.582E-19 7.348E-18
**** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE      = 9.710E-14 SQ V/HZ
                                      = 3.116E-07 V/RT HZ

TRANSFER FUNCTION VALUE:
      V(6)/Vin      = 8.264E+01
EQUIVALENT INPUT NOISE AT Vin = 3.770E-09 V/RT HZ
**** NOISE ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQUENCY = 1.000E+05 HZ
**** TRANSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      Q
RB      1.342E-14
RC      0.000E+00
RE      0.000E+00
IBSN    2.975E-15
IC      2.120E-15
IBFN    0.000E+00
TOTAL   1.851E-14

**** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      RG      R1      R2      R3      R4      RS
TOTAL 6.642E-14 1.476E-15 8.479E-15 3.253E-17 5.458E-23 7.156E-18
**** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE      = 9.493E-14 SQ V/HZ
                                      = 3.081E-07 V/RT HZ

TRANSFER FUNCTION VALUE:
      V(6)/Vin      = 8.172E+01
EQUIVALENT INPUT NOISE AT Vin = 3.770E-09 V/RT HZ
**** NOISE ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQUENCY = 1.000E+07 HZ
**** TRANSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      Q
RB      5.186E-17
RC      0.000E+00
RE      0.000E+00
IBSN    1.150E-17
IC      1.662E-17
IBFN    0.000E+00
TOTAL   7.997E-17

**** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      RG      R1      R2      R3      R4      RS
TOTAL 2.567E-16 5.704E-18 3.277E-17 2.550E-19 2.134E-29 5.610E-20
**** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE      = 3.754E-16 SQ V/HZ
                                      = 1.938E-08 V/RT HZ

TRANSFER FUNCTION VALUE:
      V(6)/Vin      = 5.080E+00
EQUIVALENT INPUT NOISE AT Vin = 3.814E-09 V/RT HZ

```

În figurile 3.3.4. – 3.3.9 sunt reprezentate caracteristicile de frecvență ale tensiunilor terminalelor tranzistorului.

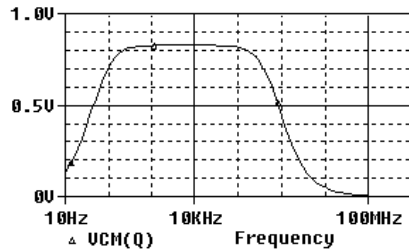


Fig. 3.3.4.

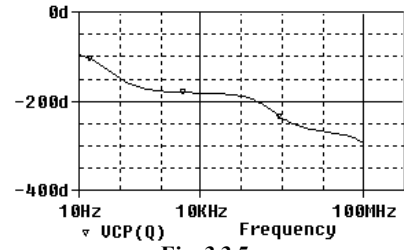


Fig. 3.3.5.

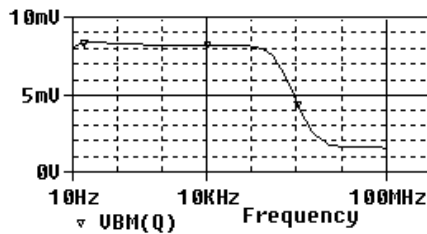


Fig. 3.3.6.

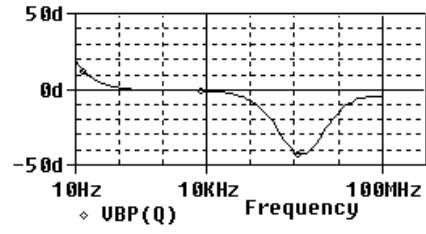


Fig. 3.3.7.

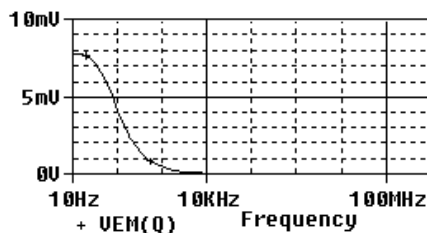


Fig. 3.3.8.

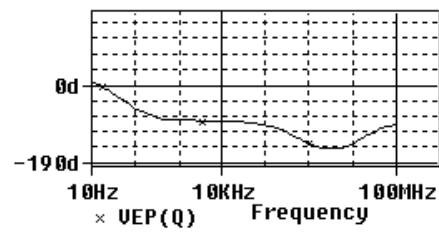


Fig. 3.3.9.

În figurile 3.2.10 și 3.2.11 sunt reprezentate caracteristicile zgomotului echivalent la intrare și ale zgomotului la ieșire în raport cu frecvența.

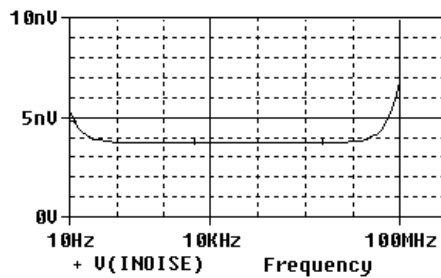


Fig. 3.3.10.

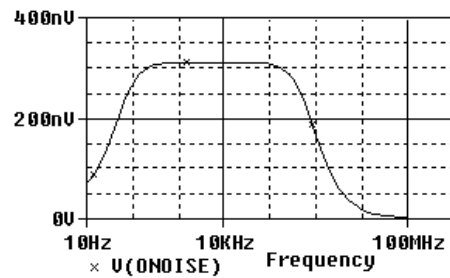


Fig. 3.3.11.

Temă: Să se simuleze circuitul considerând modelul complet al tranzistorului (inițial comentat) și să se compare rezultatele.

CAPITOLUL 4

ANALIZA ÎN DOMENIUL TIMP

Analiza în regim tranzitoriu calculează variabilele de ieșire ca funcții de timp, într-un interval specificat de utilizator, prin rezolvarea unui sistem de ecuații diferențial-algebrice. Acest mod de simulare ține seama de toate neliniaritățile circuitului.

Spre deosebire de cazul analizei .AC în care se folosesc numai semnale sinusoidale de mică amplitudine astfel încât circuitul să poată fi considerat liniar, în analiza tranzitorie semnalele de intrare aplicate circuitului pot fi de tip *impuls*, *exponențial*, *sinusoidal*, *formă de undă aproximată prin segmente* și *sinusoidal modulată în frecvență cu un alt semnal sinusoidal*.

Relațiile constitutive ale elementelor de circuit au forma

$$u_R = Ri_R, \quad u_L = L \frac{di_L}{dt}, \quad i_C = C \frac{du_C}{dt}.$$

Pentru analiza în domeniul timp PSpice acceptă două tipuri de analize:

- .TRAN - calculează formele de undă ale tensiunilor și curenților pentru un interval de timp specificat;
- .FOUR - calculează coeficienții Fourier ai semnalelor periodice.

Analiza în domeniul timp este precedată de o analiză de c.c., care furnizează soluția tranzitorie inițială ITS (INITIAL TRANSIENT SOLUTION), conținând *valorile inițiale* ale potențialelor și curenților, necesare pentru integrarea relațiilor constitutive ale elementelor dinamice de circuit. Aceste valori pot fi însă specificate explicit prin declarația .IC care are forma:

```
.IC V(N1)=val_1 V(N2)=val_2...
```

Prin această comandă se fixează la momentul inițial potențialul nodului N1 la valoarea val_1, al nodului N2 la val_2.... Pe baza acestor valori inițiale ale potențialelor nodurilor sunt calculate și valorile inițiale ale sarcinilor din condensatoare și din dispozitivele semiconductoare.

Calculul ITS poate fi dezactivat prin utilizarea cuvântului cheie UIC (use Initial Conditions) în finalul instrucțiunii de analiză. În acest caz valorile tensiunilor și curenților sunt 0, cu excepția acelor inițializate prin cuvântul cheie IC în declarația de definiție a elementului. IC la nivel de element afectează soluția numai dacă în declarația .TRAN este prezent UIC.

În cazul circuitelor cu grad de complexitate ridicat, soluția staționară în domeniul timp se obține mai rapid dacă se inițializează valorile tensiunilor condensatoarelor, ale curenților bobinelor, ale tensiunilor pe joncțiunile dispozitivelor semiconductoare și ale potențialelor nodurilor. În cazul circuitelor neliniare, declarația .NODESET inițializează valorile nodurilor și permite calculul mai rapid al soluției de curent continuu, având forma:

```
.NODESET V(N1)=val_1 V(N2)=val_2...
```

V(N1)=val_1 este valoarea inițială a tensiunii nodului N1 în raport cu nodul de referință (masa); V(N2)=val_2 este valoarea inițială a tensiunii nodului N2 în raport cu nodul de referință (masa);

Observații:

1. *Deosebirea dintre instrucțiunile .NODESET și .IC:* spre deosebire de inițializarea valorilor potențialelor prin instrucțiunea .NODESET, valori care sunt folosite în procesul iterativ numai ca valori de început, fiind apoi modificate de către program pentru a converge către soluția finală, valorile inițiale specificate prin instrucțiunea .IC se regăsesc nemodificate în ITS.
2. Folosirea UIC este utilă când se urmărește calculul soluției de regim permanent fără a se mai calcula regimul tranzitoriu prin care se ajunge la ea. Obținerea soluției corecte este condiționată de specificarea valorilor inițiale corecte ale mărimilor corespunzătoare elementelor dinamice.
3. Analiza în regim tranzitoriu se efectuează pentru un interval de timp de la 0 la Timp_final, dar rezultatele pot fi reprezentate pe un interval definit de utilizator începând cu Timp_start.
4. Efectul produs de declarația .IC depinde de prezența sau absența parametrului UIC în declarația .TRAN. Dacă în declarația .TRAN parametrul UIC *lipsește*, atunci se calculează pentru tot circuitul ITS, menținând nodurile inițializate la valorile specificate ale potențialelor.
5. Dacă în declarația .TRAN este specificat parametrul UIC, toate valorile din soluția inițială sunt nule cu excepția potențialelor nodurilor inițializate. Se recomandă ca atunci când UIC este specificat, să se inițializeze cât mai multe noduri.
6. Condițiile inițiale fixate element cu element utilizând cuvântul cheie IC sunt folosite numai împreună cu specificația UIC și nu au efect în ITS.
7. Când valorile inițiale sunt specificate atât prin declarația de element cât și în declarația .IC, au prioritate valorile din declarația de element.
8. Pentru ca o analiza tranzitorie să fie executată, este necesar ca în fișierul de intrare să fie prezentă cel puțin una din declarațiile .PRINT TRAN sau .PLOT TRAN.

În tabelul de mai jos sunt prezentate efectele pe care le au diferitele combinații de condiții inițiale, adică declarația .IC, IC la nivel de element și cuvântul cheie UIC, asupra soluției circuitului. ITS poate fi echivalentă sau diferită de SSBS.

UIC	.IC	IC la nivel de element	Inițializarea în PSpice
Nu	Nu	Nu	ITS este echivalent cu SSBS
Nu	Nu	Da	ITS este echivalent cu SSBS; IC la nivel de element de circuit nu are influență.
Nu	Da	Nu	ITS folosește potențialele .IC; ITS este diferit de SSBS
Nu	Da	Da	ITS folosește potențialele .IC; ITS este diferit de SSBS; IC la nivel de element de circuit nu are influență.
Da	Nu	Nu	Fără ITS; toate valorile inițiale sunt nule.
Da	Nu	Da	Fără ITS; folosește IC la nivel de element de circuit; toate celelalte valori inițiale sunt nule.
Da	Da	Nu	Fără ITS; folosește .IC; toate celelalte valori inițiale sunt nule.
Da	Da	Da	Fără ITS; folosește mai întâi IC la nivel de element de circuit, apoi .IC; toate celelalte valori inițiale sunt nule.

Declarația de analiză tranzitorie este:

```
.TRAN Pas_timp Timp_final [Timp_start] [Timp_max] [UIC]
```

unde Pas_timp, reprezintă pasul de timp utilizat la tipărirea sau trasarea grafică a rezultatelor cerute prin declarațiile .PRINT TRAN, .PLOT TRAN sau .PROBE; Timp_start este opțional. În lipsa lui, reprezentarea rezultatelor se face de la momentul 0; Timp_max limitează valoarea maximă a pasului de integrare pe care programul îl alege și îl modifică automat pentru a obține precizia dorită.

Exemplu:

```
.TRAN 0.1n 200n - analiza de la 0 la 200ns, cu prezentarea rezultatelor la un interval de 0.1 ns.  
.TRAN 0.1u 500u 420u - analiza să se realizeze până la 500μs și rezultatele din intervalul  
420μs -500μs să fie prezentate la un interval de 0.1μs.  
.TRAN 100u 2m 0 10u - analiza până la 2ms, reprezentarea rezultatelor de la 0, la fiecare  
100μs, cu limitarea valorii pasului de integrare la 10μs.  
.TRAN 1n 10u UIC - analiza de la 0 la 10μs, cu omiterea calculului soluției tranzitorii inițiale  
și prezentarea rezultatelor la un interval de 1 ns.
```

PSpice poate calcula, pentru un semnal dat, amplitudinea și faza componentelor spectrale dacă împreună cu declarația .TRAN este prezentată și declarația .FOUR:

```
.FOUR Frecv var_1 var_2...var_8
```

În această declarație Frecv este frecvența fundamentală, iar var_1, var_2,...var_8, sunt tensiunile și curenții ale căror componente spectrale urmează să fie calculate.

Exemplu:

```
.FOUR 100 V(6) I(V2)
```

Comanda determină calculul componentelor spectrale ale potențialului din nodul 6 și ale curentului care circulă prin sursa de tensiune V2. Frecvențele armonicilor sunt multipli ai frecvenței fundamentale de 100 Hz.

LUCRAREA VI

4.1. ANALIZA DE REGIM TRANZITORIU

Exemplul 4.1.1.

Folosind programul PSpice să se analizeze regimul tranzitoriu al circuitului din figura 4.1.1,a, care apare la trecerea comutatorului de pe poziția a) pe poziția b).

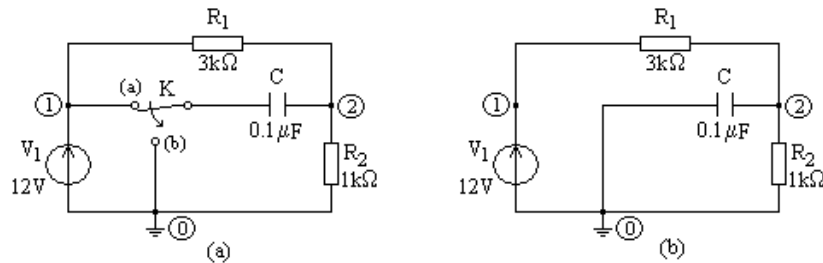


Fig. 4.1.1.

Soluție:

Deoarece PSpice nu are abilitatea de a simula deschiderea sau închiderea de întrerupătoare, vom găsi răspunsul tranzitoriu folosind circuitul din figura 4.1.1,b, care descrie situația după comutare, și condiția inițială $u_C(0_-)$ obținută din analiza în c.c. a circuitului din figura 4.1.1,a.

Fișierul de descriere a circuitului din figura 4.1.1,a este

Calculul regimului de c.c.

```
V1 1 0 dc 12
R1 1 2 3k
R2 2 0 1k
C 1 2 0.1u
.DC V1 12 12 1
.PRINT DC V(1,2) V(2)
.PROBE
.END
```

Fișierul de ieșire conține următoarele rezultate:

V1	V(1,2)	V(2)
1.200E+01	9.000E+00	3.000E+00

Rezultă că $u_C(0_-) = V(1,2) = 9V$ și $u_2(0_-) = V(2) = 3V$.

➤ Să se verifice prin calcul aceste valori.

Fișierul de intrare al circuitului din figura 4.1.1,b este:

Analiza în regim tranzitoriu

```
V1 1 0 DC 12
R1 1 2 3k
R2 2 0 1k
C 0 2 0.1u IC=9
.TRAN 10u 400u UIC
.PROBE
.END
```

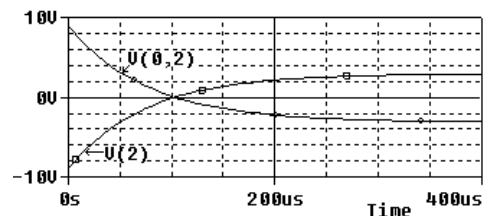


Fig. 4.1.2.

Observații:

1. Figura 4.1.1, b reflectă noua poziție a întrerupătorului după comutare, condensatorul fiind conectat la pământ.

2. S-a introdus condiția inițială $IC=9$ și s-a folosit comanda `UIC` pentru ca PSpice să folosească această condiție.

3. Pentru o bună vizualizare a răspunsului este necesar ca `Pas_timp` (`TSTEP`) să fie mult mai mic decât constanta de timp a circuitului și `Timp_final` (`TSTOP`) să se găsească în intervalul în care circuitul a atins regimul permanent. Cum $\tau = 75\mu s$, o alegere rezonabilă pentru acești parametri este `TSTEP` = 10 μs și `TSTOP` = 400 μs .

4. Omitând `Timp_start` (`TSTART`), el este luat automat zero.

După rulare obținem următoarea reprezentare alfa-numerică:

TIME	V(2)					
(*)-----	-1.0000E+01	-5.0000E+00	0.0000E+00	5.0000E+00	1.0000E+01	
0.000E+00	-9.000E+00	.	*	.	.	.
1.000E-05	-7.503E+00	.	*	.	.	.
2.000E-05	-6.199E+00	.	*	.	.	.
3.000E-05	-5.053E+00	.	*	.	.	.
4.000E-05	-4.045E+00	.	*	.	.	.
5.000E-05	-3.159E+00	.	.	*	.	.
6.000E-05	-2.394E+00	.	.	*	.	.
7.000E-05	-1.722E+00	.	.	*	.	.
8.000E-05	-1.131E+00	.	.	*	.	.
9.000E-05	-6.112E-01	.	.	*	.	.
1.000E-04	-1.625E-01	.	.	*	.	.
1.100E-04	2.313E-01	.	.	*	.	.
1.200E-04	5.778E-01	.	.	*	.	.
1.300E-04	8.826E-01	.	.	*	.	.
1.400E-04	1.146E+00	.	.	*	.	.
1.500E-04	1.377E+00	.	.	*	.	.
1.600E-04	1.580E+00	.	.	*	.	.
1.700E-04	1.758E+00	.	.	*	.	.
1.800E-04	1.913E+00	.	.	*	.	.
1.900E-04	2.048E+00	.	.	*	.	.
2.000E-04	2.167E+00	.	.	*	.	.
2.100E-04	2.272E+00	.	.	*	.	.
2.200E-04	2.362E+00	.	.	*	.	.
2.300E-04	2.442E+00	.	.	*	.	.
2.400E-04	2.512E+00	.	.	*	.	.
2.500E-04	2.573E+00	.	.	*	.	.
2.600E-04	2.626E+00	.	.	*	.	.
2.700E-04	2.673E+00	.	.	*	.	.
2.800E-04	2.714E+00	.	.	*	.	.
2.900E-04	2.750E+00	.	.	*	.	.
3.000E-04	2.781E+00	.	.	*	.	.
3.100E-04	2.808E+00	.	.	*	.	.
3.200E-04	2.832E+00	.	.	*	.	.
3.300E-04	2.853E+00	.	.	*	.	.
3.400E-04	2.871E+00	.	.	*	.	.
3.500E-04	2.887E+00	.	.	*	.	.
3.600E-04	2.902E+00	.	.	*	.	.
3.700E-04	2.914E+00	.	.	*	.	.
3.800E-04	2.925E+00	.	.	*	.	.
3.900E-04	2.934E+00	.	.	*	.	.
4.000E-04	2.942E+00	.	.	*	.	.

Cu ajutorul postprocesorului `PROBE` obținem curba din figura 4.1.2.

Tema 4.1.1.

În circuitul electric din figura 4.1.3. se cunosc: $E_4 = 80 \text{ V}$, $R_4 = 800 \Omega$, $C_1 = 0,25 \text{ nF}$, $L_2 = 2 \text{ mH}$, $L_3 = M = 1 \text{ mH}$ și $R_5 = 500 \Omega$. Condițiile inițiale pe condensator și cele două bobine sunt $u_{C1} = 0 \text{ V}$ și $i_{L2} = i_{L3} = 0 \text{ A}$. La momentul t_0 se comută brusc comutatorul K de pe poziția (a) pe poziția (b), declanșând astfel un regim tranzitoriu. Se cer: a) să se analizeze circuitul cu PSpice în regimul tranzitoriu care apare; b) să se interpreteze modul de variație al curentului prin bobina L_3 și a tensiunii la bornele condensatorului.

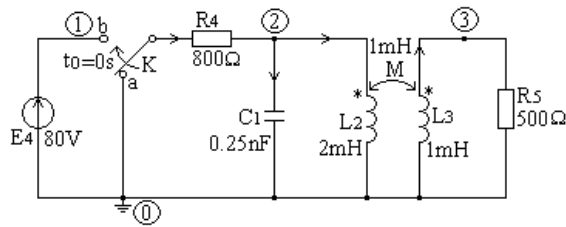


Fig. 4.1.3.

Răspuns:

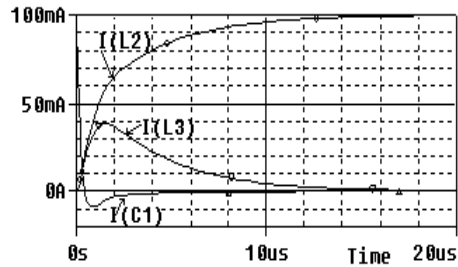


Fig. 4.1.4.

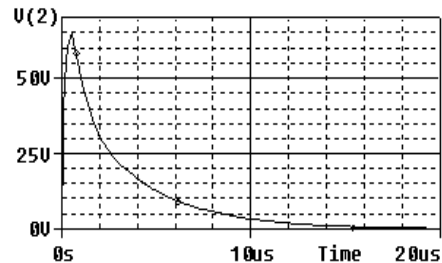


Fig. 4.1.5.

Exemplul 4.1.2.

Folosind PSpice să se reprezinte curbele de variație ale mărimilor caracteristice ale sursei (VS) și ale sarcinii (RL,CL) din circuitul reprezentat în figura 4.1.6, dacă sursa este un tren de impulsuri de 50 MHz, fiecare impuls având $U_m = 0,2 \text{ V}$, $U_M = 3,6 \text{ V}$, $TD = 0$, $TR = 3 \text{ ns}$, $TF = 2 \text{ ns}$ și $PW = 7,5 \text{ ns}$.

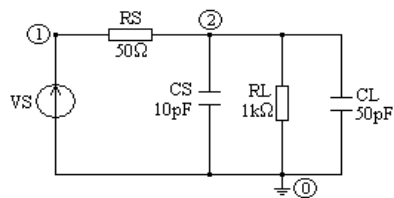


Fig. 4.1.6.

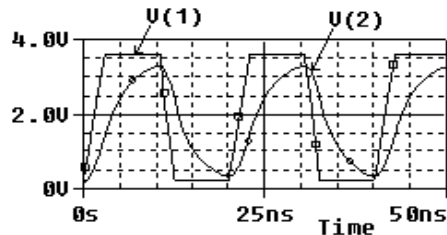


Fig. 4.1.7.

Soluție:

Perioada impulsului este $T = 1/(50 \cdot 10^6) = 20\text{ns}$. Folosind un pas de 0,5 ns pentru a asigura o rezoluție rezonabilă și o fereastră de 50 ns pentru a vizualiza două perioade, fișierul de intrare este

```
ANALIZA CIRCUITULUI LA UN TREN DE IMPULSURI
VS 1 0 PULSE(0.2 3.6 0 3ns 2ns 7.5ns 20ns)
RS 1 2 50
CS 2 0 10p
RL 2 0 1k
CL 2 0 50p
.TRAN 0.5ns 50ns
.PROBE
.END
```

Post-procesorul Probe furnizează curbele de variație în timp ale mărimilor $V(1)$ și $V(2)$ (Fig. 4.1.7).

Exemplul 4.1.3.

Să se determine cu PSpice răspunsul circuitului de ordinul doi din figura 4.1.8, la un semnal treaptă de valoare 10 V.

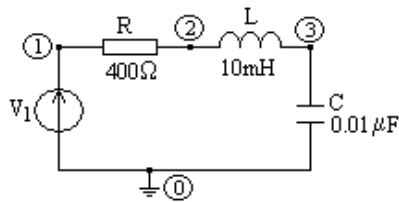


Fig. 4.1.8.

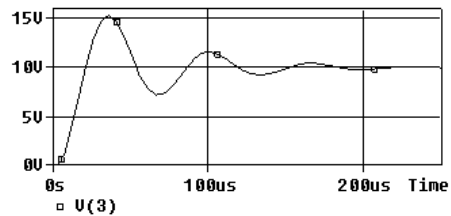


Fig. 4.1.9.

Soluție:

Fișierul de intrare este:

```
ANALIZA CIRCUITULUI LA UN SEMNAL TREAPTA
V1 1 0 PULSE(0 10)
R 1 2 400
L 2 3 10m
C 3 0 0.01u
.TRAN 5u 250u
.PROBE
.END
```

Răspunsul circuitului este reprezentat în figura 4.1.6.

Exemplul 4.1.4.

Să se analizeze în regim tranzitoriu pe intervalul $[0, 2\text{ms}]$ circuitul oscilator din figura 4.1.7. Să se utilizeze parametrul IC la nivel de element pentru a fixa condițiile inițiale: $u_{C1}(0) = 10\text{V}$, $u_{C2}(0) = 5\text{V}$ și $i_{L3}(0) = 100\text{mA}$.

Soluție:

Parametrul `IC` la nivel de element afectează soluția numai dacă în declarația `.TRAN` este prezent `UIC`. Fișierul de intrare al circuitului din figura 4.1.7 are următoarea structură:

```
Circuit oscilator
C1 1 2 1u IC=10.0
C2 2 0 5u IC=5.0
L3 0 1 1m IC=100m
Q1 0 1 2 QMOD
.MODEL QMOD NPN BF=200 RB=100 CJC=5p TF=10n
.TRAN 0.1u 5m 0 20u UIC
.PROBE
.END
```

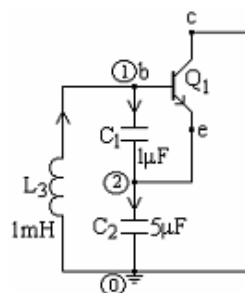


Fig. 4.1.7.

Utilizând postprocesorul `PROBE` se reprezintă variațiile în timp ale tensiunilor la bornele condensatoarelor (Fig. 4.1.8) și a curentului prin bobină (Fig. 4.1.9).

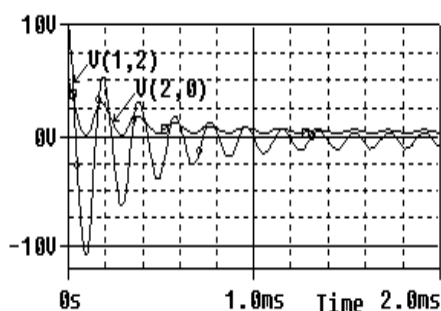


Fig. 4.1.8.

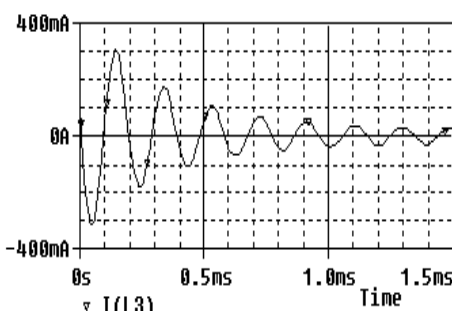


Fig. 4.1.9.

Reprezentând variația curentului I_{L3} în raport cu tensiunea $V(1,2)$, se obține caracteristica din figura 4.1.10. Aceasta este un ciclu stabil numit *portret de fază*, care pleacă din punctul (100mA, 10V) și tinde către punctul de echilibru 0 – numit *focar stabil*. Portretul de fază este o reprezentare a unei mărimi de stare în funcție de altă mărime de stare, spațiul respectiv numindu-se *spațiul fazelor*.

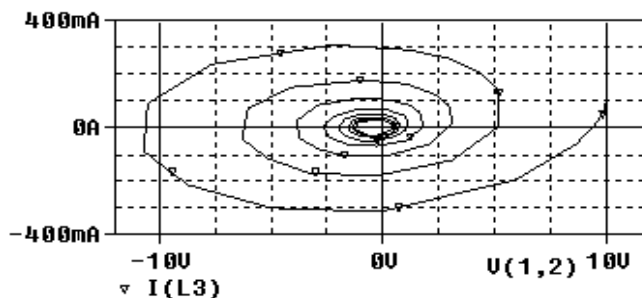


Fig. 4.1.10.

Exemplul 4.1.5.

Să se studieze regimul tranzitoriu al circuitului din figura 4.1.11 în condițiile inițiale $i_{L1}(0_-) = 1A$ și $u_{C2}(0_-) = 10V$.

Fișierul de intrare este:

```
Circuit cu surse comandate
L1 1 2 10m ic=1
R1 2 4 10
R2 1 3 10
C2 3 0 200u ic=10
H1 1 5 VC1 5
R3 0 5 20
VC1 4 0 dc 0
I3 0 1 dc 1.5
.tran 0.01m 15m 0.02m uic
.probe
.end
```

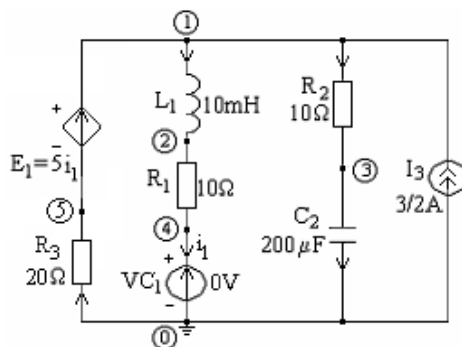


Fig. 4.1.11.

În urma rulării programului PSpice, folosind postprocesorul PROBE, se obțin graficele de variație ale mărimilor de stare i_{L1} și u_{C2} ale circuitului, prezentate în figurile 4.1.12 și 4.1.13.

➤ Să se verifice prin calcul valorile de regim permanent obținute.

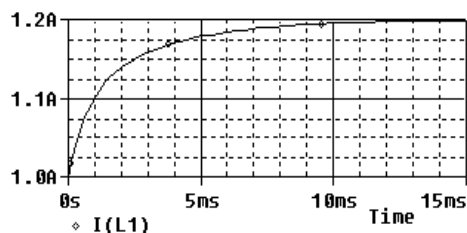


Fig. 4.1.12.

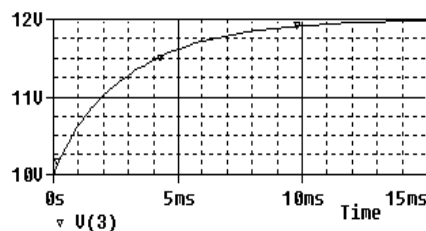


Fig. 4.1.13.

FOLOSIREA SUBCIRCUITELOR

În cazul simulării circuitelor mari, se poate simplifica descrierea circuitului prin abordarea ierarhică, folosind modele funcționale echivalente numite *subcircuite*. Acestea pot fi folosite și pentru descrierea elementelor de circuit care nu se găsesc în biblioteca programului PSpice, fiind compuse din elementele primitive recunoscute de simulator.

Instrucțiunea `.SUBCKT` definește un subcircuit care ulterior poate fi apelat într-un mod similar cu cel al elementelor de circuit. În ceea ce privește mărimea și complexitatea subcircuitului nu există restricții. Descrierea subcircuitului este cuprinsă între instrucțiunea `.SUBCKT` și cea de sfârșit `.ENDS`.

Nu sunt admise în interiorul subcircuitului instrucțiuni de control (analize), `.PRINT/PLOT`, sau cereri de inițializare. O dificultate creată de această restricție este

legată de inițializarea potențialelor nodurilor. Cu toate că se pot defini condiții inițiale pentru elementele dintr-un subcircuit, declarațiile `.NODESET` sau `.IC` nu pot fi utilizate pentru a fixa valorile inițiale ale potențialelor nodurilor interne. Această limitare poate fi depășită prin declararea, în linia `.SUBCKT`, a tuturor nodurilor ale căror potențiale trebuie inițializate ca noduri externe. Descrierea subcircuitului poate să conțină definițiile altor subcircuite și modele de dispozitive. Subcircuitele și modelele incluse sunt locale, ele nefiind cunoscute în exteriorul subcircuitului inițial. Numerotarea nodurilor în descrierea subcircuitului este total independentă de cea a circuitului principal (putând exista noduri cu același număr atât în circuit, cât și în subcircuit). Prezentarea nodurilor se face în ordinea în care sunt apelate la definirea subcircuitelor. În lista nodurilor de definire a subcircuitului nu poate să apară nodul zero, însă lista definițiilor elementelor din interiorul subcircuitului poate să conțină nodul 0, considerat ca nod de referință global (masa electrică a circuitului).

Formatul instrucțiunii `.SUBCKT` este următorul:

```
.SUBCKT sub_num N1 N2 N3 ...
```

unde: `sub_num` – este denumirea subcircuitului, iar `N1 N2 ...` - reprezintă nodurile externe de conectare a subcircuitului.

Pentru subcircuitele care conțin alte subcircuite în interiorul lor, formatul instrucțiunii este mai complex :

```
.SUBCKT sub_num N1 N2 N3 ...num_subcircuit [PARAMS: nume = valoare]
+ [TEXT: nume = valoare]
```

unde: `num_subcircuit` – numele subcircuitului apelat în interiorul subcircuitului creat, cuvântul cheie `PARAMS` permite setarea valorilor parametrilor respectivi ai subcircuitului, iar cu ajutorul cuvântului cheie `TEXT` se poate introduce text în cadrul subcircuitului pentru a fi utilizat la expresiile text din interiorul acestuia.

Numărul nodurilor de conectare din instrucțiunea `.SUBCKT` trebuie să corespundă cu cel prezentat la apelul subcircuitului.

Exemplu:

```
.SUBCKT 2 4 6 8 9 10
```

Instrucțiunea de apelare a unui subcircuit este:

```
X _num N1 N2 N3 ... sub_num
```

unde `X_num` este denumirea circuitului apelat în cadrul circuitului analizat (un câmp format din maximum 8 caractere alfanumerice în care primul trebuie să fie obligatoriu `X`); `N1, N2, N3 ...` - nodurile de conectare (exterioare) ale subcircuitului, în ordinea definită prin instrucțiunea `.SUBCKT` și `sub_num` este numele generic al subcircuitului apelat prin `.SUBCKT`.

Instrucțiunea `.ENDS` are forma:

```
.ENDS [sub_num]
```

în care `sub_num` reprezintă denumirea subcircuitului (opțională).

Exemplu:

.ENDS OPAMP

Instrucțiunea .ENDS este utilizată pentru marcarea sfârșitului definirii subcircuitului. Denumirea subcircuitului se folosește în situațiile în care acesta cuprinde alte subcircuite. Omiterea specificării acestei denumiri, în instrucțiune, implică sfârșitul definirii tuturor subcircuitelor din fișier.

Exemplul 4.1.6.

Motorul cu reluctanță variabilă, cu circuitul echivalent reprezentat în figura 4.1.14 este un motor de curent alternativ monofazat a cărui funcționare se bazează pe variația inductivității, produsă de variația reluctanței circuitului magnetic al rotorului. Din punctul de vedere al proiectării și exploatării acestui motor este importantă cunoașterea variației curenților în regim tranzitoriu. Se dau: $u_1 = e_1 = 220\sqrt{2} \sin 314t$ V și valorile numerice ale parametrilor circuitului echivalent $C_2 = 26,528 \mu\text{F}$, $R_3 = 10 \Omega$, $L_4 = 1$ H, $R_6 = 0,5 \Omega$, $R_7 = 1 \Omega$. Pentru bobina neliniară L_5 controlată în curent se dă caracteristica flux-curent $\varphi_5 = ai_5 - bi_5^3$, cu $a = 0,477$ Wb/A și $b = 0,0318$ Wb/A³. Să se determine variațiile în timp ale curenților i_1 și i_5 în regimul tranzitoriu ce apare în urma conectării, la momentul $t_0 = 0$ s, a motorului la rețeaua de alimentare. Se consideră condițiile inițiale de zero, pasul $h = 0,0001$ s și intervalul de integrare $[0-0,7$ s].

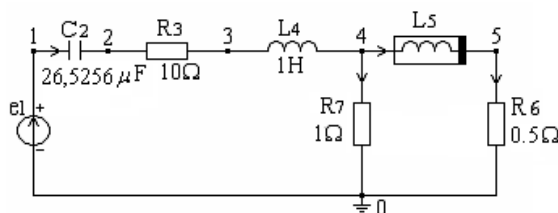


Fig. 4.1.14.

Soluție:

Deoarece PSpice nu acceptă descrierea directă a unei bobine neliniare controlată în curent, trebuie să construim un subcircuit format din elementele primitive

recunoscute de program, care să modeleze relația $u_5 = \frac{d\varphi_5(i_5)}{dt}$. Pentru aceasta,

mai întâi înlocuim bobina neliniară c.i. cu o sursă de tensiune comandată în derivata curentului unui rezistor neliniar c.u., având caracteristica $i_G(u_G)$ identică cu caracteristica $\varphi_5(i_5)$ a bobinei, cu coeficientul de transfer egal cu unitatea:

$$u_5 = \frac{d\varphi_5(i_5)}{dt}; \quad u_5 = H_5; \quad H_5 = 1 \cdot \frac{di_G(u_G)}{dt}.$$

Trebuie deci construite subcircuitele care să modeleze corespondențele $i_G \Rightarrow \varphi_5$ și $u_G \Rightarrow i_5$.

Pentru simularea unei surse de tensiune comandată în derivata unui curent se folosește circuitul echivalent din figura 4.1.15.

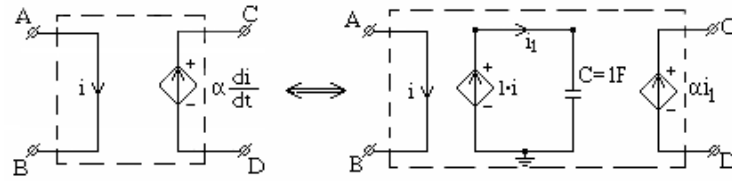


Fig. 4.1.15.

În subcircuitul din figura 4.1.16,b se modelează corespondența dintre $u_G \Rightarrow i_5$, $u_G = H_1 = 1 \cdot i_{C1} = 1 \cdot i_5$, iar în figura 4.1.16,c se realizează derivata curentului di_G/dt : $i_{C3} = C \frac{du_C}{dt} = 1 \cdot \frac{di_{C2}}{dt} = 1 \cdot \frac{di_G}{dt}$.

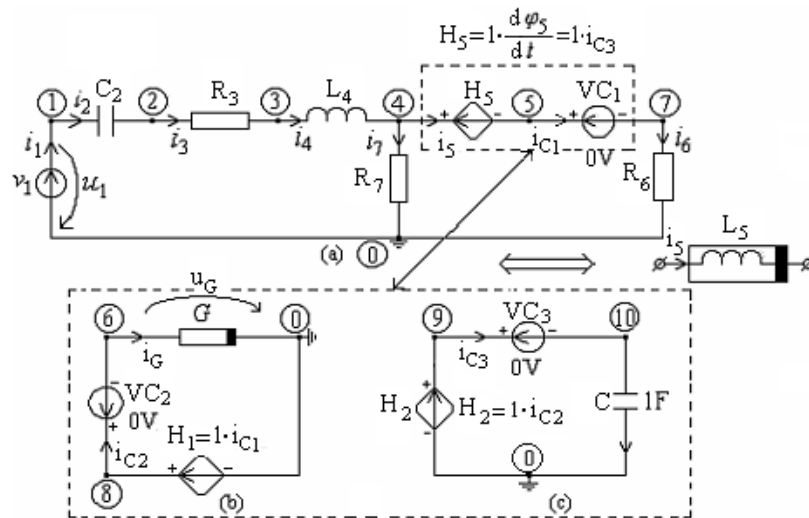


Fig. 4.1.16.

Fișierul de descriere a circuitului și subcircuitelor este:

```
Motorul cu reluctanta variabila
*Descrierea subcircuitului de derivare care contine :
*sursele de tensiune comandate in derivata curentului, H5, respectiv
*in curentul i5, H1, sursele independente VC1 si VC2 si circuitul
*din figura 4.1.16,c
.subckt s_deriv 8 6 4 7
VC2 8 6 DC 0
H2 9 0 VC2 1
C 10 0 1 IC=0V
VC3 9 10 DC 0
VC1 5 7 DC 0
H1 8 0 VC1 1
H5 4 5 VC3 1
.ends
*Aici începe circuitul principal
V1 1 0 sin(0 311.127 50.0 0.0 0.0 0.0)
C2 1 2 26.5256u IC=0
R3 2 3 10.0
```

```

L4 3 4 1 IC=0
R6 7 0 0.5
R7 4 0 1.0
X1 8 6 4 7 s_deriv
*Caracteristica rezistorului neliniar este data analitic
G 6 0 VALUE = {0.477*V(6)-0.0318*V(6)*V(6)*V(6)}
*Caracteristica rezistorului neliniar este liniarizata pe portiuni
*G 6 0 TABLE {V(6)} = (-30,844.29), (-25,484.95), (-15,100.17),
*+ (-12,49.226), (-10.0,27.03), (-9.0,18.8892), (-8.0,12.4656),
*+ (-7.0,7.5684), (-6.0,4.0068), (-5.0,1.59), (-4.0,0.1272),
*+ (-3,-0.5724), (-2,-0.6996), (-1.0,-0.4452), (0.0,0.0), (1.0,0.4452),
*+ (2,0.6996), (3,0.5724), (4.0,-0.1272), (5.0,-1.59), (6.0,-4.0068),
*+ (7.0,-7.5684), (8.0,-12.4656), (9.0,-18.8892), (10.0,-27.03),
*+ (12,-49.226), (15,-100.17), (25,-484.95), (30,-844.29)
.tran 0.1m 0.7 0.0 0.1m UIC
.probe
.end

```

Utilizând postprocesorul grafic Probe se obțin curbele de variație în timp pentru curenții i_{L4} și i_G reprezentate în figura 4.1.17 și, respectiv, figura 4.1.18.

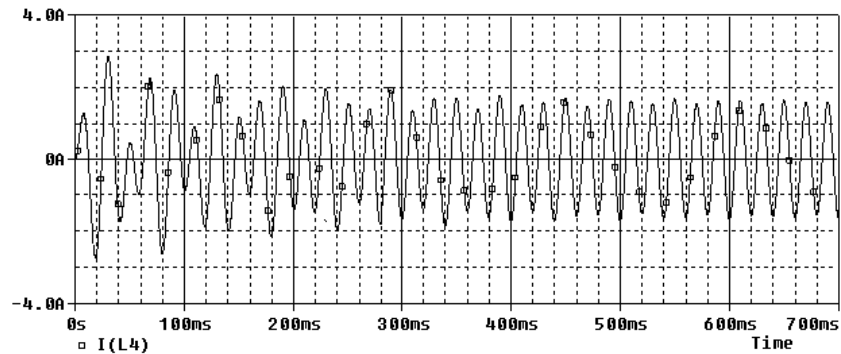


Fig. 4.1.17.

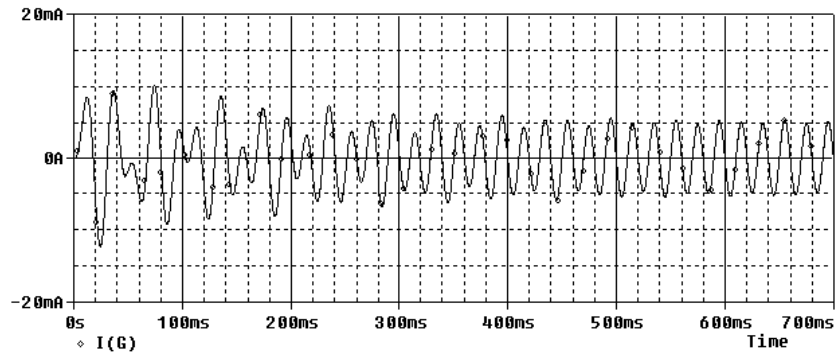


Fig. 4.1.18.

Din cele două grafice se observă că după 500 ms circuitul intră în regim armonic, ceea ce arată că din acest moment bobina neliniară L_5 se comportă ca o bobină liniară (motorul funcționând în regim saturat).

Temă: Să se refacă simularea pentru cazul în care caracteristica bobinei este liniarizată pe porțiuni și să se compare rezultatele.

Exemplul 4.1.7.

În circuitul serie RLC din figura 4.1.19, format dintr-un condensator linear de capacitate $100\ \mu\text{F}$, o bobină neliniară controlată în curent (c.i.) având caracteristica de magnetizare din figura 4.1.20 (sau dată prin puncte ca în tabelul de mai jos) și un rezistor linear de rezistență $10\ \Omega$, se închide întrerupătorul K la momentul $t_0=0$ s. Pentru setul de condiții inițiale $u_{C1}(0) = -10\text{V}$ și $i_{L2}(0)=10\text{V}$, să se reprezinte variațiile în timp ale tensiunii condensatorului și ale curentului prin bobină și să se traseze traiectoriile (portretele) de fază ale sistemului.

i_{L2} [A]	-1.5	-1.0	-0.5	-0.3	-0.2	-0.1	-0.03
φ [Wb]	-0.154	-0.151	-0.15	-0.14	-0.125	-0.1	-0.05
0.0	0.03	0.1	0.2	0.3	0.5	1.0	1.5
0.0	0.05	0.1	0.125	0.14	0.15	0.151	0.154

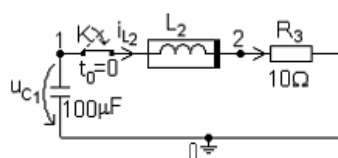


Fig. 4.1.19.

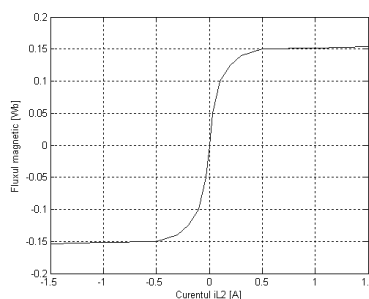


Fig. 4.1.20.

Circuitul serie RLnC cu bobină neliniară controlată în curent este descris de circuitul echivalent reprezentat în figura 4.1.21,a.

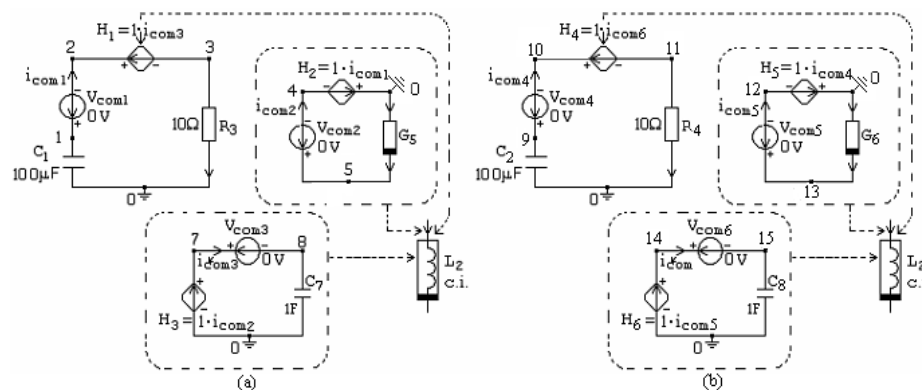


Fig. 4.1.21.

Pentru a face analiza simultană a circuitului pentru ambele condiții inițiale, se descriu în fișierul de intrare două circuite de același tip, reprezentate în figurile 4.1.21,a și b. Cele două circuite au nodul comun „0” diferind prin indicii nodurilor și ai elementelor de circuit, și prin condiția inițială corespunzătoare tensiunii condensatorului.

Structura fișierului de intrare este:

```

Circuit RLC serie cu bobina neliniara controlata in curent
*Subcircuitul de derivare pentru bobina neliniara
.subckt s_deriv1 5 4 1 3
Vcom2 5 4 DC 0
H3 7 0 Vcom2 1
C7 8 0 1 IC=0
Vcom1 1 2 DC 0
Vcom3 7 8 DC 0
H1 2 3 Vcom3 1
H2 0 4 Vcom1 1
.ends
*Primul circuit principal
C1 1 0 100u ic=10.0
R3 3 0 10
X1 5 4 1 3 s_deriv1
G5 0 5 TABLE {V(0,5)} = (-1.5,-0.154), (-1.0,-0.151), (-0.5,1-0.15),
+(-0.3,-0.14), (-0.2,-0.125), (-0.1,-0.1), (-0.03,-0.05), (0.0,0.0),
+(0.03,0.05), (0.1,0.1), (0.2,0.125), (0.3,0.14), (0.5,0.15), (1.0,0.151)
,(1.5,0.154)
*Descrierea celui de al doilea circuit
.subckt s_deriv2 13 12 9 11
Vcom5 13 12 DC 0
H6 14 0 Vcom5 1
C8 15 0 1 IC=0
Vcom4 9 10 DC 0
H5 0 12 Vcom4 1
Vcom6 14 15 DC 0
H4 10 11 Vcom6 1
.ends
*Al doilea circuit principal
C2 9 0 100u ic=-10.0
R4 11 0 10
X2 13 12 9 11 s_deriv2
G6 0 13 TABLE {V(0,13)} = (-1.5,-0.154), (-1.0,-0.151), (-0.5,1-0.15),
+(-0.3,-0.14), (-0.2,-0.125), (-0.1,-0.1), (-0.03,-0.05), (0.0,0.0),
+(0.03,0.05), (0.1,0.1), (0.2,0.125), (0.3,0.14), (0.5,0.15), (1.0,0.151)
,(1.5,0.154)
.tran 0.001u 1000m uic
.probe
.end

```

Analizând circuitul cu simulatorul PSpice, variațiile în timp, pentru setul de condiții inițiale impus, ale tensiunii condensatorului u_{C1} sunt prezentate în figura 4.1.22, iar în figura 4.1.23 sunt reprezentate traiectoriile de fază corespunzătoare condițiilor inițiale considerate.

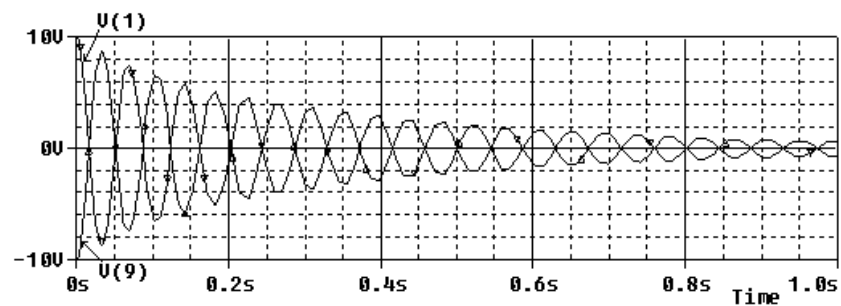


Fig. 4.1.22.

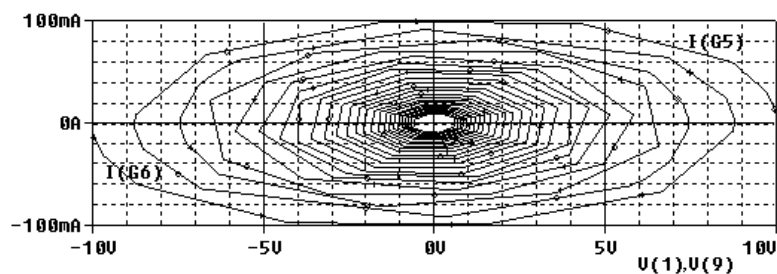


Fig. 4.1.23.

Spiralele convergente spre origine reprezintă procese oscilante amortizate, originea fiind în acest caz un *focar stabil*.

Tema 4.1.2.

În circuitul din figura 4.1.19, bobina neliniară se substituie cu una liniară de inductivitate $L_2=0.01\text{H}$, iar rezistorul liniar cu un rezistor neliniar controlat în tensiune cu caracteristica $i-u$ dată prin puncte, după cum urmează:

$u_{R3}[\text{V}]$	-12.0	-4.0	-2.0
$i_{R3}[\text{A}]$	-0.47	-0.45	-0.4
2.0	4.0	12.0	
0.4	0.45	0.47	

Să se simuleze circuitul astfel obținut, cu aceleași condiții inițiale ca în exemplu 4.1.7.

Răspuns:

În figurile 4.1.24, a, b și c sunt prezentate rezultatele obținute în urma rulării programului PSpice.

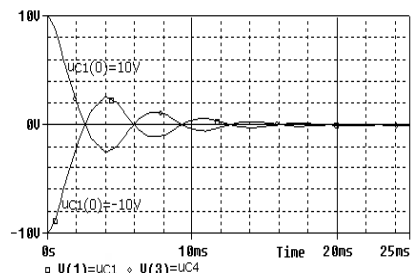


Fig. 4.1.24,a.

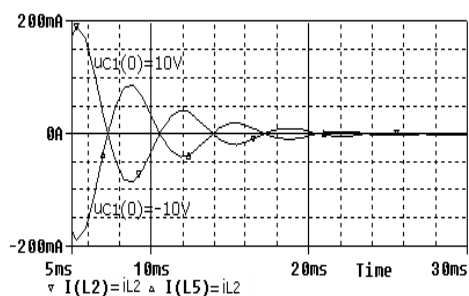


Fig. 4.1.24,b.

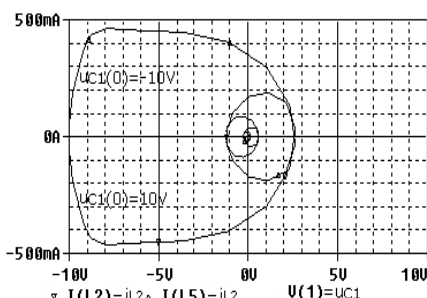


Fig. 4.1.24,c.

LUCRAREA VII

4.2. ANALIZA FOURIER A CIRCUITELOR LINIARE

Sinteza Fourier se bazează pe proprietatea simulatorului PSpice de a simula semnale sinusoidale. Sursele independente de tensiune (curent) variabile în timp sinusoidal au (vezi Cap. 1) forma:

```
V_nume N+ N- AC SIN(V_OFF Val_ampl Frecv TD DF Val_faza)
I_nume N+ N- AC SIN(V_OFF Val_ampl Frecv TD DF Val_faza)
```

Prin specificarea unui număr suficient de mare de armonici ale unei surse, fiecare armonică fiind modelată printr-o sursă de tensiune sau de curent, se poate sintetiza și afișa orice formă de undă periodică dorită. Sursele de tensiune se conectează în serie, iar cele de curent în paralel.

Analiza Fourier are următoarea linie de comandă:

```
.FOUR Frecv var_1 var_2...var_8
```

unde: *Frecv* este frecvența fundamentalei, în herți și *var_1 var_2...var_8* sunt tensiunile sau curenții de interes, maximum opt. Comanda *.FOUR* trebuie să fie folosită împreună cu instrucțiunea *.TRAN*.

Observații:

PSpice lucrează în ipoteza că semnalul este periodic. Drept urmare coeficienții Fourier care intervin în expresia mărimilor electrice analizate sunt calculați numai din ultima perioadă, adică pe intervalul de timp (*Timp_final* - *T*, *Timp_final*), unde *T* este perioada fundamentalei.

Programul calculează componenta de curent continuu, amplitudinile și fazele inițiale ale primelor nouă armonici pe intervalul specificat mai sus.

Realizarea unei analize spectrale precise implică simularea unui număr suficient de perioade astfel încât semnalul analizat să ajungă în regim staționar. Coeficienții seriei Fourier sunt determinați pe baza valorilor *var_1 var_2...var_8* calculate pentru valori discrete ale timpului; deci, pentru a avea o precizie bună, valoarea maximă a pasului de integrare (pasul de timp utilizat în algoritmul de rezolvare numerică) trebuie limitată, folosindu-se *Timp_max* în declarația *.TRAN*.

Pentru a asigura un grad de acuratețe rezonabil, este indicat să se aleagă

$Timp_max \cong T/100$.

O aplicație utilă a analizei Fourier o constituie evaluarea distorsiunilor de semnal mare. Coeficientul total de distorsiune, *TOTAL HARMONIC DISTORSION* (*THD*), calculat de PSpice, este egal cu

$$THD = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}}{A_1} \cdot 100,$$

unde A_1, A_2, \dots, A_n sunt amplitudinile armonicilor de ordinul 1, 2, ...*n*.

Exemplul 4.2.1. Să se facă sinteza unei de tensiune periodice dinți de ferăstrău.

Se urmărește să se obțină, prin conectarea în serie a mai multor surse ideale independente de tensiune, forma de undă a tensiunii periodice reprezentată în figura 4.2.1.

Se consideră $A = 10 \text{ V}$ și $T = 1 \text{ ms}$.

În figura 4.2.2 se reprezintă circuitul care sintetizează forma de undă a tensiunii din figura 4.2.1, luând în considerație componenta continuă și primele șapte armonici.

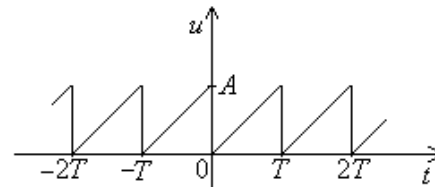


Fig. 4.2.1.

Soluție:

Seria Fourier a funcției reprezentate în figura 4.2.1 este $u(t) = \frac{A}{2} - \frac{A}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\omega t}{k}$. Calculând coeficienții Fourier pentru primele 7 armonici, se obțin valorile prezentate în fișierul de intrare.

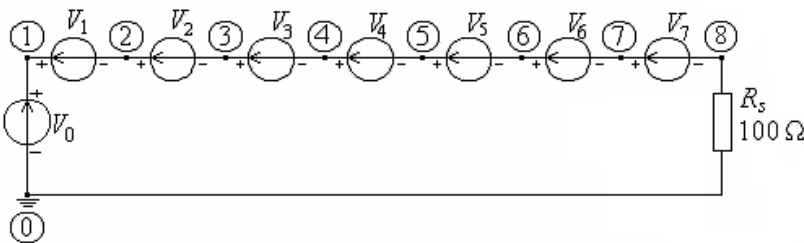


Fig. 4.2.2.

Fișierul de intrare are forma:

```
Sinteza Fourier a functiei dinti de ferastrau
V0 1 0 dc 5
V1 1 2 sin(0 3.1831 1.0e+03 0 0 0)
V2 2 3 sin(0 1.5915 2.0e+03 0 0 0)
V3 3 4 sin(0 1.0610 3.0e+03 0 0 0)
V4 4 5 sin(0 0.7958 4.0e+03 0 0 0)
V5 5 6 sin(0 0.6366 5.0e+03 0 0 0)
V6 6 7 sin(0 0.5305 6.0e+03 0 0 0)
V7 7 8 sin(0 0.4547 7.0e+03 0 0 0)
Rs 8 0 100
.tran 0.05m 2m 0
.probe
.end
```

Facând analiza pentru 4, respectiv 7 armonici se obțin curbele din figura 4.2.3, și apelând instrucțiunea Fourier din meniu (Trace) se obțin caracteristicile amplitudine-frecvență și fază-frecvență ale semnalului de ieșire în cele două cazuri (Fig. 4.2.4, respectiv Fig. 4.2.5). Rezultă necesitatea luării în considerație a unui număr cât mai mare de componente pentru o cât mai bună acuratețe.

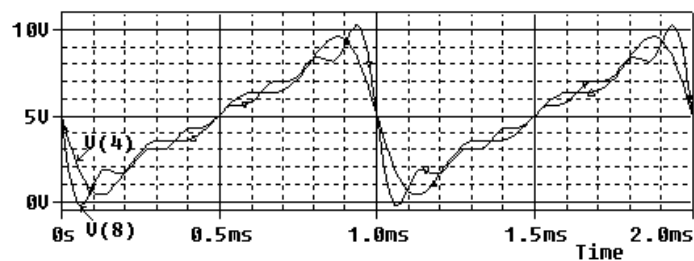
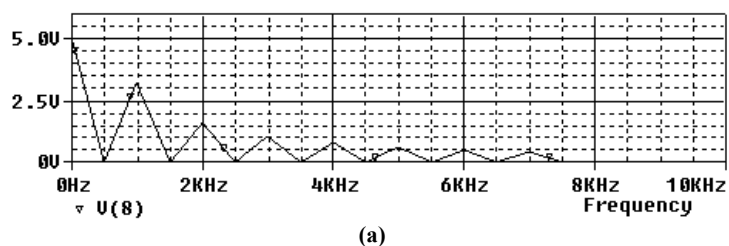
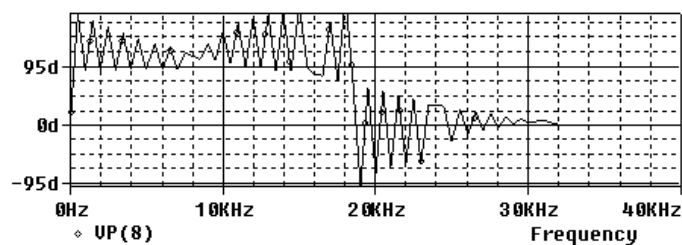


Fig. 4.2.3.

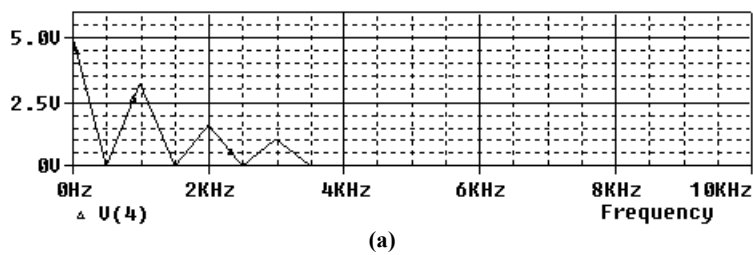


(a)

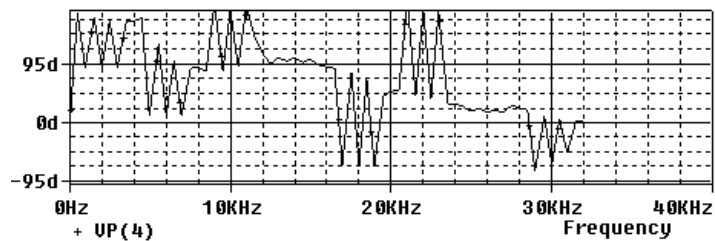


(b)

Fig. 4.2.4.



(a)



(b)

Fig. 4.2.5.

- Să se facă simularea pe o durată de 2 s și să se compare rezultatele.

Exemplul 4.2.2. Să se facă sinteza Fourier a curentului (sinusoidal dublu redresat) având forma de undă reprezentată în figura 4.2.6, cu amplitudinea $I_{max} = 5\text{mA}$ și perioada $1\text{ }\mu\text{s}$.

Pentru aceasta se construiește circuitul din figura 4.2.7, unde se iau în considerație componenta continuă și primele nouă armonici care se calculează cu relația

$$i(t) = I_{max} \left(\frac{2}{\pi} + \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^8 \frac{1}{1-4k^2} \cos k\omega t \right).$$

Valorile acestor componente sunt: $I_0 = 3,183\text{mA}$, $I_{max1} = 2,122\text{mA}$, $I_{max2} = 0,4244\text{mA}$, $I_{max3} = 0,1818\text{mA}$, $I_{max4} = 0,101\text{mA}$, $I_{max5} = 0,0643\text{mA}$, $I_{max6} = 0,0445\text{mA}$, $I_{max7} = 0,0326\text{mA}$, $I_{max8} = 0,02496\text{mA}$ și $I_{max9} = 0,0197\text{mA}$. Analiza în regim tranzitoriu se efectuează pe intervalul $[0, 2\text{ms}]$ cu pasul $h = 2\text{ms}$.

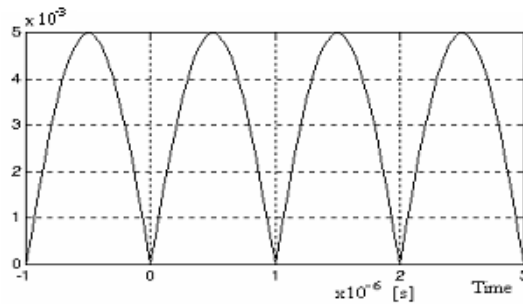


Fig. 4.2.6.

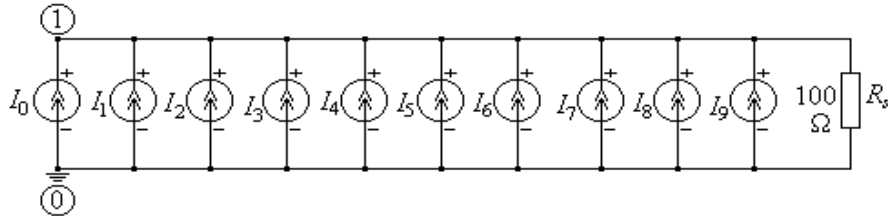


Fig. 4.2.7.

Fișierul de intrare este:

```
Sinteza Fourier a functiei modul de sinus
I0 0 1 dc 3.183m
I1 0 1 sin(0 2.122m 1.0e+06 0 0 -90)
I2 0 1 sin(0 0.4244m 2.0e+06 0 0 -90)
I3 0 1 sin(0 0.1818m 3.0e+06 0 0 -90)
I4 0 1 sin(0 0.101m 4.e+06 0 0 -90)
I5 0 1 sin(0 0.0643m 5.e+06 0 0 -90)
I6 0 1 sin(0 0.0445m 6.e+06 0 0 -90)
I7 0 1 sin(0 0.0326m 7.0e+06 0 0 -90)
I8 0 1 sin(0 0.02496m 8.0e+06 0 0 -90)
I9 0 1 sin(0 0.0197m 9.0e+06 0 0 -90)
Rs 1 0 100
.tran 0.001u 4u 0
.probe
.end
```

În figura 4.2.8 s-a reprezentat cu ajutorul postprocesorului PROBE variația în timp a curentului de sarcină $I(R_s)$ în cazul considerării a 8 armonici sau numai a 2.

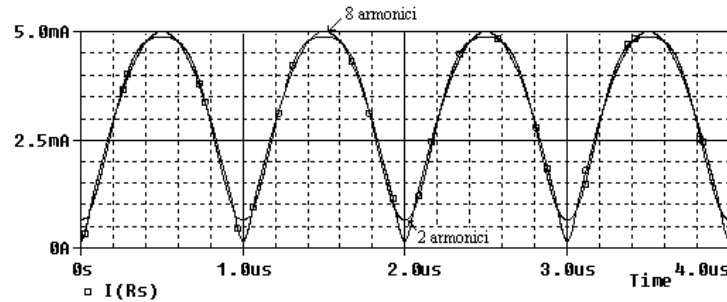


Fig. 4.2.8.

Tema 4.2.1. Fie circuitul simplul R - C din figura 4.2.7 care este alimentat cu un impuls dreptunghiular de tensiune de forma din figura 4.2.8.

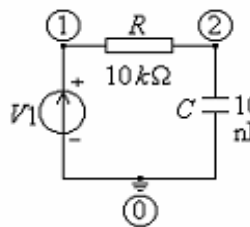


Fig. 4.2.7.

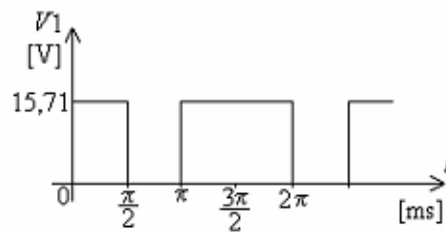


Fig. 4.2.8.

Semnalul de intrare are expresia:

V1 1 0 PULSE(15.71 0 1.570m 1n 1n 3.1416m 6.2832m),

iar liniile de execuție ale programului au forma:

```
.tran 0.05m 12.5664m 0 0.05m
.four 159.154 V(1) V(2)
```

Răspuns:

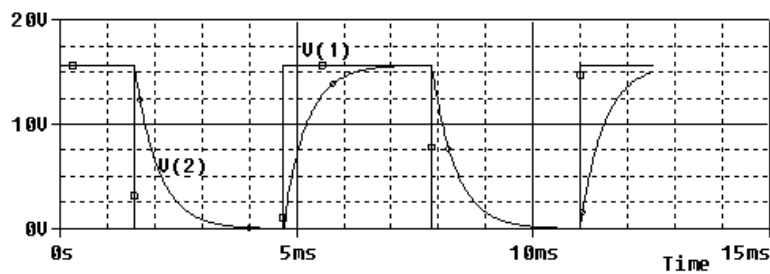


Fig. 4.2.9.

Rezultatele obținute în urma analizei Fourier sunt:

FOURIER ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C
 FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(1)
 DC COMPONENT = 7.917840E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY [Hz]	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.592E+02	1.000E+01	1.000E+01	1.0E+01	0.000E+00
2	3.183E+02	1.257E-01	1.257E-02	-9.0E+01	-1.800E+02
3	4.775E+02	3.334E+00	3.334E-01	-9.0E+01	-1.800E+02
4	6.366E+02	1.258E-01	1.258E-02	9.0E+01	6.679E-13
5	7.958E+02	2.001E+00	2.001E-01	9.0E+01	5.684E-14
6	9.549E+02	1.260E-01	1.260E-02	-9.0E+01	-1.800E+02
7	1.114E+03	1.430E+00	1.430E-01	-9.0E+01	-1.800E+02
8	1.273E+03	1.263E-01	1.263E-02	9.0E+01	1.222E-12
9	1.432E+03	1.113E+00	1.113E-01	9.0E+01	2.984E-13

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.297682E+01 PERCENT

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(2)
 DC COMPONENT = 7.853541E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY [Hz]	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.592E+02	8.945E+00	1.000E+01	6.348E+01	0.000E+00
2	3.183E+02	9.639E-04	1.078E-04	3.860E+01	-2.488E+01
3	4.775E+02	1.849E+00	2.067E-01	-1.462E+02	-2.097E+02
4	6.366E+02	8.433E-04	9.427E-05	-1.783E+02	-2.418E+02
5	7.958E+02	7.424E-01	8.300E-02	2.195E+01	-4.153E+01
6	9.549E+02	7.856E-04	8.783E-05	-1.108E+01	-7.456E+01
7	1.114E+03	3.919E-01	4.381E-02	-1.639E+02	-2.273E+02
8	1.273E+03	7.928E-04	8.863E-05	9.000E+01	1.222E-12
9	1.432E+03	2.403E-01	2.687E-02	1.279E+01	-5.069E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.286161E+01 PERCENT

Exemplul 4.2.3. Se consideră circuitul din figura 4.2.10 în care forma de undă a tensiunii de intrare este cea din figura 4.2.11. Să se efectueze analiza în regim tranzitoriu pe intervalul [0, 16m] cu un pas $h=0.01m$ și apoi analiza Fourier a semnalului de la intrare, $V(1)$, cu frecvența fundamentalei de 250 Hz.

Fișierul de intrare este:

```
Analiza Fourier a undelor liniarizate pe porțiuni
.Lib
V1 1 0 pwl(0 -1 1m -1 4m 3 4.001m -1 5m -1 8m 3 8.001m -1 9m -1 12m
+3 12.001m -1 13m -1 16m 3)
R1 1 2 10k
R2 3 4 10k
C1 2 0 0.01u
C2 4 0 0.02u
```

```

X1 2 3 5 6 3 ua741
Vcc+ 5 0 dc 12V
Vcc- 0 6 dc 12V
.tran 0.001m 16m 0 0.001
.four 250 V(1)
.probe
.end

```

Observație:

Amplificatorul operațional se descrie ca un subcircuit de tipul $\mu a741$, existent în biblioteca simulatorului.

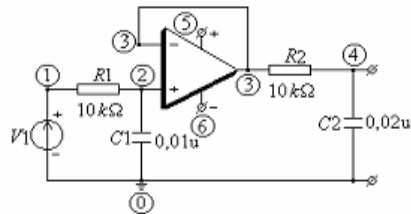


Fig. 4.2.10.

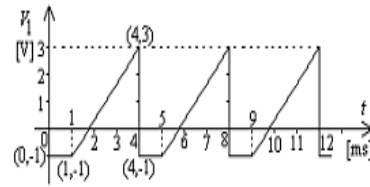


Fig. 4.2.11.

În figura 4.1.12 se reprezintă variația în timp a tensiunilor de intrare și de ieșire $V(1)$, respectiv $V(4)$.

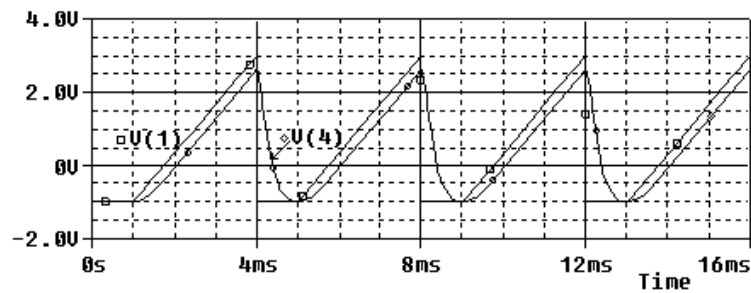


Fig. 4.2.12.

Rezultatele obținute în urma analizei Fourier, depuse în fișierul de ieșire sunt:

FOURIER COMPONENT OF TRANSIENT RESPONSE V(1)
DC COMPONENT = 5.005144E-01

HARMONIC NO	FREQUENCY [Hz]	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	2.500E+02	1.567E+00	1.000E+00	1.700E+02	0.000E+00
2	5.000E+02	6.510E-01	4.154E-01	1.679E+02	-2.103E+00
3	7.500E+02	3.956E-01	2.525E-01	1.755E+02	5.465E+00
4	1.000E+03	3.183E-01	2.031E-01	1.798E+02	9.781E+00
5	1.250E+03	2.657E-01	1.696E-01	1.774E+02	7.413E+00
6	1.500E+03	2.128E-01	1.358E-01	1.757E+02	5.644E+00
7	1.750E+03	1.765E-01	1.126E-01	1.779E+02	7.842E+00
8	2.000E+03	1.592E-01	1.016E-01	1.796E+02	9.596E+00
9	2.250E+03	1.449E-01	9.245E-02	1.783E+02	8.240E+00

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 5.969184E+01 PERCENT

Exemplul 4.2.4. Utilizând programul PSpice să se determine componentele spectrale pentru semnalul dreptunghiular de la ieșirea generatorului de semnal de ceas din figura 4.2.13. Cele două tranzistoare CMOS sunt descrise de următorul set de parametri de dispozitiv și de model:

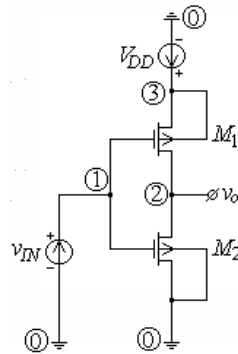


Fig. 4.2.13.

NMOS: $V_{TO} = 1 \text{ V}$, $K_P = 20 \text{ } \mu\text{A/V}^2$, $CG_{SO} = 0,2 \text{ nF/m}$, $CG_{DO} = 0,2 \text{ nF/m}$, $CG_{BO} = 2 \text{ nF/m}$;
 PMOS: $V_{TO} = -1 \text{ V}$, $K_P = 10 \text{ } \mu\text{A/V}^2$, $CG_{SO} = 0,2 \text{ nF/m}$, $CG_{DO} = 0,2 \text{ nF/m}$, $CG_{BO} = 2 \text{ nF/m}$;
 M1: $W = 20 \text{ } \mu\text{m}$, $L = 5 \text{ } \mu\text{m}$;
 M2: $W = 40 \text{ } \mu\text{m}$, $L = 5 \text{ } \mu\text{m}$.

La intrare se aplică o tensiune variabilă în timp sinusoidal cu amplitudinea de 5 V și o frecvență de 20 MHz, având componenta offset 2.5 V.

Soluție:

Inversorul CMOS fiind neliniar, semnalul de la ieșire conține componente armonice cu frecvența fundamentală de 20 MHz. Prin urmare, pentru calculul componentelor armonice ale semnalului de ieșire $V(2)$ se introduce în fișierul de intrare declarația:

```
.FOUR 20MEG V(2)
```

Deoarece circuitul ajunge în regim permanent după prima perioadă a semnalului de intrare de 50 ns, identică cu cea a semnalului de la ieșire, este suficientă analiza circuitului numai pentru două perioade, până la 100 ns.

Fișierul de intrare este:

```
Inversor CMOS
VDD 3 0 5
M1 2 1 0 0 NMOS W=20u L=5u
M2 2 1 3 3 PMOS W=40u L=5u
VIN 1 0 SIN(2.5 5 20MEG)
.MODEL NMOS NMOS LEVEL=1 VTO=1 KP=20u CGDO=.2n CGSO=.2n CGBO=2n
.MODEL PMOS PMOS LEVEL=1 VTO=-1 KP=10u CGDO=.2n CGSO=.2n CGBO=2n
.op
.tran 1n 100n
.FOUR 20MEG V(2)
.OPTION RELTOL = 1E-4
.probe
.end
```

Observație:

Dacă în fișierul de intrare nu se introduce declarația:

```
.OPTION RELTOL = 1E-4
```

atunci, datorită impreciziei numerice, forma de undă dreptunghiulară a tensiunii la ieșire $V(2)$, reprezentată în figura 4.2.14, este deformată.

Rezultatele analizei Fourier sunt prezentate în fișierul de ieșire, care are următoarea structură:

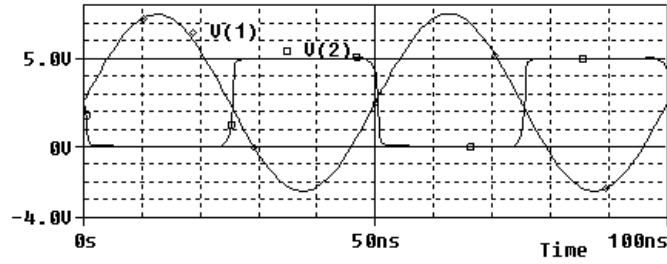


Fig. 4.2.14.

FOURIER ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C
 FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(2)
 DC COMPONENT = 2.499828E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	2.000E+07	3.174E+00	1.000E+00	1.766E+02	0.000E+00
2	4.000E+07	1.378E-03	4.342E-04	-6.991E+00	-1.836E+02
3	6.000E+07	1.033E+00	3.253E-01	1.708E+02	-5.847E+00
4	8.000E+07	2.721E-03	8.570E-04	5.736E+00	-1.709E+02
5	1.000E+08	5.922E-01	1.866E-01	1.644E+02	-1.229E+01
6	1.200E+08	4.191E-03	1.320E-03	1.492E+01	-1.617E+02
7	1.400E+08	3.991E-01	1.257E-01	1.570E+02	-1.961E+01
8	1.600E+08	5.622E-03	1.771E-03	2.395E+01	-1.527E+02
9	1.800E+08	2.919E-01	9.196E-02	1.488E+02	-2.780E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.061089E+01 PERCENT

Rezultatele analizei Fourier sunt listate astfel: amplitudinea, A_{mk} , a componentelor spectrale apare în coloana FOURIER COMPONENT, iar faza inițială, α_k , în coloana PHASE (DEG). În lista de rezultate mai apar pentru fiecare componentă spectrală valoarea amplitudinii normalată la amplitudine A_{m1} a fundamentalei – coloana NORMALIZED COMPONENT, și a diferenței între faza inițială a componentei spectrale și faza inițială a fundamentalei – coloana NORMALIZED PHASE (DEG).

Coefficienții seriei Fourier corespunzători semnalului de la ieșire, din figura 4.2.14, se pot calcula dacă se ține seama de expresia analitică a semnalului de la ieșire:

$$v_o(t) = \begin{cases} 0, & \text{pentru } 0 \leq t < T/2 \\ V_{DD} = 5, & \text{pentru } T/2 \leq t < T \end{cases}$$

Componenta continuă A_0 este:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T V_{DD} dt = \frac{V_{DD}}{2} = \frac{5}{2} = 2,5 \text{ V}.$$

Înainte de a calcula armonicile, trebuie observat că funcția periodică $v_o(t)$ este impară:

$$v_o(t) = -v_o(-t)$$

și că semialternanțele formeii de undă $v_o(t)$ sunt simetrice:

$$v_o(t) = -v_o(-t - T/2).$$

Prin urmare, semnalul de la ieșire $v_o(t)$ are numai armonici impare în sinus:

$$A_{mk} = \frac{2}{T} \int_0^T v_0(t) \sin k\omega t dt = \frac{2}{T} V_{DD} \int_0^{T/2} \sin k\omega t dt = -\frac{2}{Tk\omega} V_{DD} \cos k\omega t \Big|_0^{T/2} =$$

$$= -\frac{2}{Tk \frac{2\pi}{T}} V_{DD} (\cos k\pi - 1) = \frac{2V_{DD}}{(2k+1)\pi}.$$

Deci amplitudinile armonicilor 1, 3, 5, 7 și 9 au valorile:

$$A_{m1} = \frac{2 \cdot 5}{\pi} = 3,18; A_{m3} = \frac{2 \cdot 5}{3\pi} = 1,06; A_{m5} = \frac{2 \cdot 5}{5\pi} = 0,636; A_{m7} = \frac{2 \cdot 5}{7\pi} = 0,454 \text{ și}$$

$$A_{m9} = \frac{2 \cdot 5}{9\pi} = 0,35.$$

Observații:

1. Discrepanțele care apar față de valorile calculate cu PSpice ale coeficienților seriei Fourier se datorează abaterii formei de undă V(2) de la forma de undă a unui semnal dreptunghiular ideal.
2. Datorită acestei abateri, PSpice calculează și armonici pare care sunt însă foarte mici.

Exemplul 4.2.5. Utilizând analiza Fourier, să se determine coeficientul total de distorsiune al semnalului de la ieșirea oscilatorului Colpitts din figura 4.2.15, frecvența fundamentale fiind 3.36 MHz.

Soluție:

Pentru un calcul precis al armonicilor, circuitul trebuie analizat în regim dinamic (tranzitoriu) pe o durată de 10 μs, care corespunde la 33 de perioade.

Limitarea lui Timp_max la 15 ns garantează că pentru evaluarea răspunsului sunt folosite în fiecare perioadă cel puțin 20 de puncte.

Valoarea frecvenței fundamentale trebuie specificată cât mai precis, o eroare de 1% a acesteia poate conduce la erori semnificative asupra valorilor coeficienților Fourier.

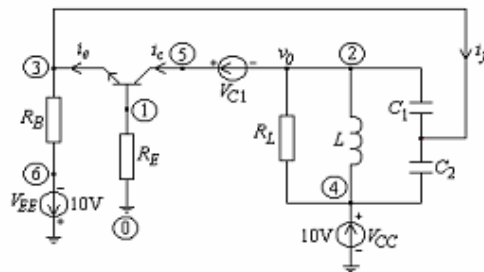


Fig. 4.2.15.

Fișierul de intrare este:

```
Oscilatorul Colpitts
RB 1 0 1
Q1 5 1 3 MOD1
VC1 2 5 0
```



```

VCC 4 0 10
RL 4 2 750
C1 2 3 500p
C2 4 3 4.5n
L 4 2 5u
RE 3 6 4.65k
VEE 6 0 -10 PULSE -15 -10 0 0 0 1
.MODEL MOD1 NPN
.TRAN 15n 5u 0 15n
.FOUR 3.36MEG V(2)
.PROBE
.OPTIONS LIMPTS=5000 ITL5=0 ACCT
.END

```

În urma rulării programului, se obține variația în timp a potențialului de ieșire din figura 4.2.16.

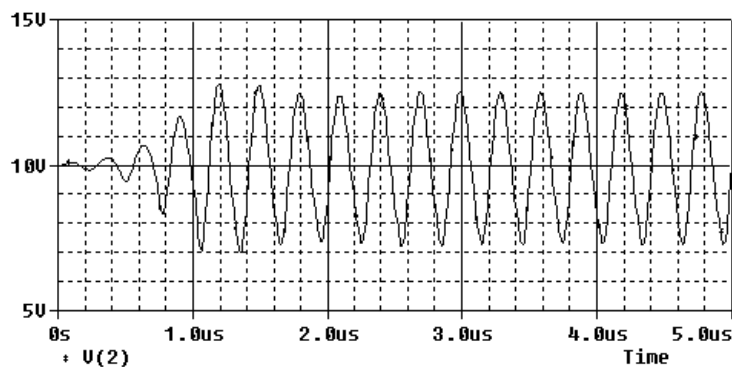


Fig. 4.2.16.

Rezultatele analizei Fourier cu PSpice sunt prezentate în fișierul de ieșire, și au următoarea structură:

```

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(2)
DC COMPONENT = 1.000762E+01

```

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	3.360E+06	2.530E+00	1.000E+00	-3.190E+00	0.000E+00
2	6.720E+06	1.896E-01	7.493E-02	8.827E+00	1.202E+01
3	1.008E+07	7.171E-02	2.835E-02	9.531E+01	9.850E+01
4	1.344E+07	2.761E-02	1.091E-02	-1.697E+02	-1.665E+02
5	1.680E+07	1.310E-02	5.179E-03	-6.398E+01	-6.079E+01
6	2.016E+07	7.823E-03	3.092E-03	1.762E+01	2.081E+01
7	2.352E+07	3.476E-03	1.374E-03	5.804E+01	6.123E+01
8	2.688E+07	1.986E-03	7.849E-04	3.876E+01	4.195E+01
9	3.024E+07	2.259E-03	8.931E-04	3.516E+01	3.835E+01

```

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 8.109662E+00 PERCENT

```

Se observă că potențialul are o componentă continuă de 10 V, iar valoarea amplitudinii fundamentale este de 2,53 V, coeficientului total de distorsiune THD al semnalului de la ieșirea oscilatorului fiind de 8,109%.

Exemplul 4.2.6. În figura 4.2.17 se prezintă schema unui redresor de precizie dublă alternanță cu amplificatoare operaționale și diode semiconductoare. Să se efectueze următoarele analize: analiza în domeniul timp, analiza Fourier și o analiză în c.c. pentru a determina caracteristicile de transfer ale redresorului (V(4), V(8) și V(9) în funcție de tensiunea de intrare V1).

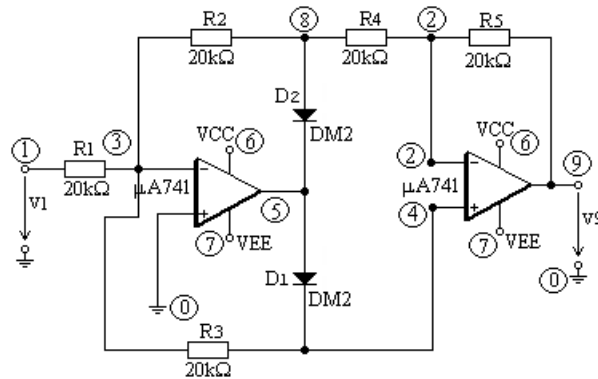


Fig. 4.2.17.

Fișierul de intrare are structura:

```
Redresor de precizie dubla alternanta
*Programul realizeaza urmatoarele operatii:
*Analiza in domeniul timp
*Caracteristicile de transfer in c.c.
*Analiza Fourier
.lib
R1 1 3 20k
R2 3 8 20k
R3 3 4 20k
R4 8 2 20k
R5 2 9 20k
D1 5 4 DM2
D2 8 5 DM2
.MODEL DM2 D(IS=8e-16)
X1 0 3 6 7 5 UA741
X2 4 2 6 7 9 UA741
VCC 6 0 dc 15V
VEE 0 7 dc 15V
V1 1 0 sin(0 1 50)
.tran .2u 100m
.dc V1 -16 16 .1
.Four 50 V(8) V(9)
.probe
.end
```

După rularea programului PSpice se obțin: caracteristicile de transfer în curent continuu V(4), V(8) și V(9) în funcție de tensiunea de intrare V1 (fig. 4.2.18), variațiile în timp ale tensiunilor v(1), v(8) și v(9) (fig. 4.2.19) și variațiile în timp ale curenților prin cele două diode I(D1) și I(D2) (fig. 4.2.20)

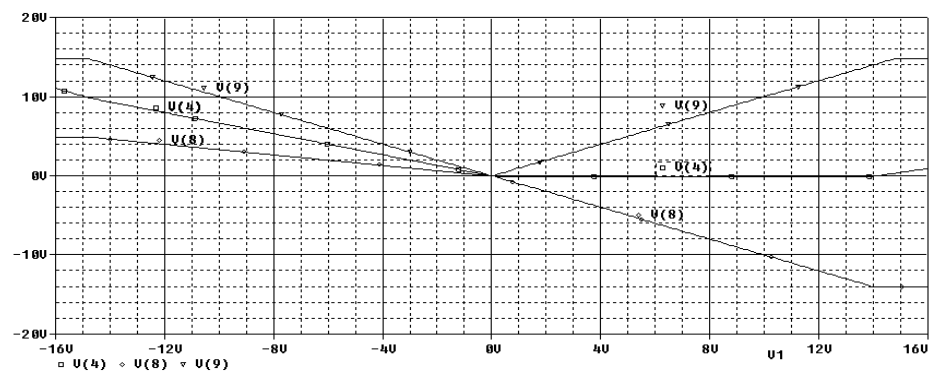


Fig. 4.2.18.

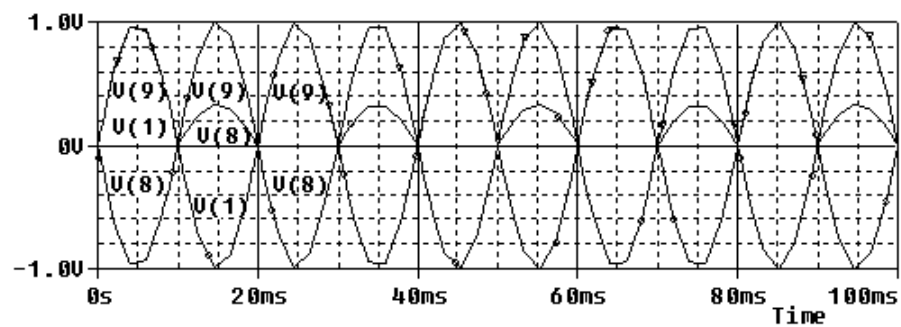


Fig. 4.2.19.

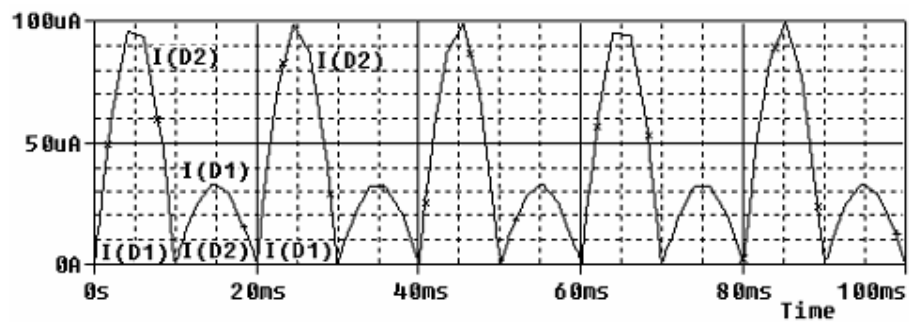


Fig. 4.2.20.

Fișierul de ieșire conține următoarele date referitoare la analiza Fourier

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(8)
DC COMPONENT = -2.042470E-01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	6.448E-01	1.000E+00	-1.798E+02	0.000E+00
2	1.000E+02	1.363E-01	2.113E-01	9.058E+01	2.704E+02
3	1.500E+02	1.880E-03	2.916E-03	1.699E+02	3.497E+02
4	2.000E+02	2.801E-02	4.344E-02	9.164E+01	2.715E+02
5	2.500E+02	1.820E-03	2.823E-03	9.820E+01	2.780E+02
6	3.000E+02	1.166E-02	1.809E-02	8.938E+01	2.692E+02
7	3.500E+02	1.438E-03	2.230E-03	3.414E+01	2.139E+02
8	4.000E+02	4.232E-03	6.564E-03	1.171E+02	2.969E+02
9	4.500E+02	5.004E-03	7.761E-03	1.689E+02	3.487E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.167827E+01 PERCENT

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(9)
DC COMPONENT = 6.175878E-01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	4.909E-03	1.000E+00	1.759E+02	0.000E+00
2	1.000E+02	4.081E-01	8.313E+01	-8.955E+01	-2.655E+02
3	1.500E+02	1.904E-03	3.880E-01	-1.731E+02	-3.490E+02
4	2.000E+02	8.315E-02	1.694E+01	-8.826E+01	-2.642E+02
5	2.500E+02	2.103E-03	4.284E-01	1.753E+02	-6.074E-01
6	3.000E+02	3.651E-02	7.438E+00	-9.090E+01	-2.668E+02
7	3.500E+02	1.991E-03	4.057E-01	1.409E+02	-3.500E+01
8	4.000E+02	1.672E-02	3.407E+00	-9.938E+01	-2.753E+02
9	4.500E+02	7.861E-03	1.601E+00	-7.129E+01	-2.472E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 8.525174E+03 PERCENT

BIBLIOGRAFIE

1. **A. Vladimirescu**, *SPICE*, Editura Tehnică, București, 1999.
2. **T. Marian**, *SPICE*, Editura Teora, București, 1996.
3. **Șt. Andrei**, *PSPICE – Analiza Asistată de Calculator a Circuitelor Electronice*, Editura ICPE, București, 1996.
4. **C. Voloșencu**, *Analiza Circuitelor cu Programul SPICE*, Editura Electronistul, Timișoara, 1994.
5. **T.G. Engel**, *SPLICE : An Analytical Network Analysis Software*, IEEE Transactions on Education, Vol.39, no.3, aug.1996, pp.394-398.
6. **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 1998.
7. **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.
8. **M. Iordache, Lucia Dumitriu**, *Simularea asistată de calculator a circuitelor analogice*, Editura POLITEHNICA Press, București 2002.
9. **M. Iordache, L. Mandache**, *Simularea asistată de calculator a circuitelor analogice*, Editura POLITEHNICA Press, București 2004.
10. **Fl. Constantinescu și alții**, *SPICE – Îndrumar de laborator*, Editura Printech, București 2003.
11. **E. Sofron și alții**, *SPICE – Simularea circuitelor analogice*, Editura Militară, București 1994.
12. **P. Tuniga**, *SPICE: A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using PSPICE*, Prentice-Hall, New York 1988.