
PROIECTAREA ASISTATĂ DE CALCULATOR

Creșterea exponențială a complexității sistemelor electronice a făcut ca analiza și sinteza lor să fie posibilă numai prin automatizarea activității de proiectare, bazată pe utilizarea calculatorului.

Unul din cele mai cunoscute și utilizate instrumente software destinate proiectării circuitelor electrice și electronice este simulatorul de circuit *PSpice*. Cu ajutorul lui se poate verifica funcționarea circuitului proiectat înainte ca acesta să fie realizat fizic.

Domeniul proiectării circuitelor electronice presupune și rezolvarea unor modele matematice, uneori sofisticate, bazate pe calcule laborioase, un instrument software, destinat proiectării asistate de calculator, fiind sistemul de programe *MathCAD*.

4.1 ETAPELE PROIECTĂRII

Proiectarea circuitelor care conțin amplificatoare operaționale (AO) presupune alegerea corectă nu numai a AO dar și a elementelor din jurul AO (pasive și/sau active). În proiectare se pot parcurge următoarele etape:

- alegerea schemei;
- alegerea amplificatorului operațional;
- dimensionarea rezistențelor;
- studiul stabilității circuitului;
- calculul erorii de neîmperechere a rezistențelor;
- calculul erorii de offset;
- calculul erorii datorate semnalului de mod comun și a variației surselor de alimentare.

4.1.1 Alegerea schemei

Alegerea schemei se face în concordanță cu funcția de transfer a circuitului, impusă prin datele de proiectare.

La primul circuit dintr-un sistem mai complex realizat cu AO, valoarea impedanței de intrare poate fi critică. La alegerea schemei acestui circuit se va ține seama și de valoarea impedanței minime de intrare impusă prin datele de proiectare. Astfel, dacă impedanța de intrare este de ordinul $k\Omega$ sau zeci de $k\Omega$ se poate utiliza configurația inversoare dar dacă valoarea impedanței de intrare este de ordinul $M\Omega$, trebuie să se folosească configurația neinversoare.

Indiferent de tipul circuitului cu reacție negativă realizat cu AO, rezistența de ieșire este mică, ceea ce permite cuplarea comodă în cascadă a circuitelor, fără să aibă loc pierderi de semnal prin divizarea acestuia între rezistența de ieșire a circuitului și cea de intrare a etajului următor.

4.1.2 Alegerea amplificatorului operațional

Alegerea AO se poate face după următoarele criterii:

- *Criteriul vitezei de variație a semnalului.*

AO se alege astfel încât să aibă parametrul SR (Slew Rate) mai mare decât viteza maximă de variație a semnalului de ieșire al AO, determinată pentru valoarea maximă a frecvenței, f_{max} și a amplitudinii semnalului de ieșire, $\hat{U}_{o,max}$.

Dacă datele de proiectare oferă informație despre viteza maximă de variație a semnalului de intrare, $(\frac{du_i}{dt})_{max}$, atunci se consideră:

$$SR_1 = (\frac{du_i}{dt})_{max} \quad (4.1)$$

Dacă semnalul prelucrat este de formă sinusoidală, atunci viteza maximă de variație a acestuia la ieșirea AO este:

$$SR_2 = 2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot \hat{U}_{i,max} \cdot A, \quad (4.2)$$

unde A reprezintă amplificarea în buclă închisă a circuitului.

AO corespunde cerințelor impuse prin proiectare dacă SR -ul său satisface inegalitatea:

$$SR_{AO} > \max[SR_1, SR_2]. \quad (4.3)$$

- *Criteriul produsului amplificare-bandă.*

AO se alege astfel încât valoarea minimă a produsului amplificare-bandă să permită determinarea amplificării în buclă închisă cu o eroare mai mică decât

cea impusă prin datele de proiectare. Notând eroarea relativă între valoarea reală și cea ideală a amplificării în buclă închisă cu ε_{imp} , valoarea necesară a amplificării în buclă deschisă care poate să asigure o eroare mai mică decât cea impusă, determinată la f_{max} , este:

$$a(f_{max}) \geq \frac{1 - |\varepsilon_{imp}|}{\sqrt{1 - (1 - |\varepsilon_{imp}|)^2}} \cdot \frac{1}{b}, \quad (4.4)$$

unde b reprezintă factorul de reacție.

Calculare simple conduc la următoarele constatări:

- dacă $a(f_{max}) = 10 \times A_{id}$ eroarea de determinare a amplificării reale în buclă închisă, A_{re} , este $\varepsilon_{imp} \ll 1\%$;
- dacă $a(f_{max}) = A_{id}$ eroarea de determinare a amplificării A_{re} este $\varepsilon_{imp} \cong 29,3\%$, iar $f_{max} = f_{-3dB}$ de pe caracteristica lui A_{re} .

Cunoscând din datele de proiectare valoarea maximă a frecvenței semnalelor prelucrate, f_{max} , AO se alege astfel încât produsul amplificare-bandă să satisfacă relația:

$$PAB \geq a(f_{max}) \times f_{max}. \quad (4.5)$$

- *Criteriul rezistenței de intrare.*

Dacă valoarea rezistenței de intrare a circuitului este critică, atunci AO se alege astfel ca rezistența de intrare diferențială a AO să verifice relația:

$$r_d \geq \frac{R_{in,min}}{1 + a(f_{max}) \cdot b}, \quad (4.6)$$

unde $R_{in,min}$ reprezintă valoarea minimă a rezistenței de intrare care trebuie asigurată de circuitul realizat cu AO și este impusă prin datele de proiectare.

4.1.3 Dimensionarea rezistențelor

Dimensionarea rezistențelor se face pentru funcția de transfer ideală a circuitului (AO se consideră ideal), ținând-se seama de următoarele aspecte:

- dacă valorile de rezistențe sunt prea mici, gradul de încărcare al AO și/sau al sursei de semnal poate deveni excesiv de mare și se ajunge la o funcționare neliniară sau chiar mai rău, la distrugerea AO;
- în contrast, dacă valorile de rezistențe sunt prea mari, crește zgomotul termic și apare la ieșire o tensiune de decalaj din cauza curenților de polarizare a intrărilor AO.

Din considerente practice se recomandă ca domeniul de variație a valorilor de rezistențe să fie în limita $1k\Omega \div 100k\Omega$, cu cele mai multe valori în domeniul $10k\Omega \div 100k\Omega$. Se pot întâlni însă și excepții.

După determinarea prin calcul analitic a valorilor de rezistențe, se aleg din catalog valorile standard cele mai apropiate. Dacă valoarea determinată este critică și nu se găsește valoarea standard necesară, se recomandă înlocuirea rezistorului în cauză cu un rezistor fix legat în serie cu un potențiomtru semireglabil, valoarea totală de rezistență (cu potențiomtrul semireglabil în poziție maximă) fiind ceva mai mare decât cea a rezistorului înlocuit.

Pentru ca AO să nu se distrugă este important să nu se depășească valoarea maximă admisă a curentului de ieșire al AO utilizat, $i_{o,max}$. De aceea după determinarea valorilor de rezistențe se verifică dacă:

$$i_o = (i_r + i_L) < i_{o,max}, \quad (4.7)$$

unde i_o este curentul de ieșire al AO, i_r este curentul prin rețeaua de reacție iar i_L este curentul prin rezistența de sarcină.

4.1.4 Studiul stabilității circuitului

Studiul comportării în frecvență a AO care urmează să fie utilizat într-o anumită configurație, este util în determinarea stabilității circuitului proiectat, deci în aflarea eventualei tendințe de oscilație a montajului. În catalog se indică, de obicei, curba de variație a amplificării în buclă deschisă în funcție de frecvență.

Expresia funcției de transfer în buclă deschisă (a amplificării) este o funcție complexă cu 1 pol dominant și un al doilea pol la frecvențe mai mari decât cel corespunzător amplificării unitare, sau 3 poli reali negativi la care corespund frecvențele de frângere ale caracteristicii de amplitudine. Cunoscând valorile acestor frecvențe, se pot utiliza, în analiza stabilității, caracteristicile Bode. Aceste caracteristici reprezintă o metodă aproximativă de trasare rapidă a dependenței de frecvență a modulului și a fazei funcției de transfer a circuitului.

Analiza stabilității cu ajutorul caracteristicilor Bode se face astfel:

- cunoscând din catalog frecvențele polilor AO pentru funcția de transfer a amplificării în buclă deschisă, se desenează caracteristica de amplitudine;
- fiecare pol frânge caracteristica de amplitudine cu -20dB/dec;
- fiecare zero frânge caracteristica de amplitudine cu +20dB/dec;
- din analiza circuitului se determină expresia factorului de reacție $b(f)$, dacă este dependent de frecvență sau simplu b , dacă factorul de reacție este real (independent de frecvență);
- pe caracteristica de amplitudine se reprezintă inversul factorului de reacție, $1/b(f)$ sau $1/b$ și se pune în evidență frecvența f_o la care caracteristica de amplitudine, $a(f)$, se intersectează cu $1/b(f)$ sau $1/b$;
- sub caracteristica de amplitudine, se desenează caracteristicile de fază φ_a (dependența de frecvență a fazei amplificării în buclă deschisă) și $\varphi_{1/b}$ (dependența de frecvență a inversului factorului de reacție) dacă factorul de reacție este dependent de frecvență și apoi caracteristica rezultantă $\varphi_a - \varphi_{1/b}$;

- curba $(-\varphi_{1/b})$ se desenează ca imaginea în oglindă (față de axa frecvențelor) a curbei $\varphi_{1/b}$;
- dacă factorul de reacție este independent de frecvență, este suficient să se deseneze caracteristica φ_a ;
- fiecare pol frânge caracteristica de fază cu $-45^\circ/\text{dec}$, începând de la o frecvență de 10 ori mai mică decât cea corespunzătoare polului, având faza la frecvența polului egală cu -45° ;
- la o frecvență de 10 ori mai mare decât cea corespunzătoare polului, faza devine egală cu -90° și rămâne la această valoare pentru creșterea în continuare a frecvenței;
- fiecare zero frânge caracteristica de fază cu $+45^\circ/\text{dec}$, începând de la o frecvență de 10 ori mai mică decât cea corespunzătoare zeroului, având faza la frecvența zeroului egală cu $+45^\circ$;
- la o frecvență de 10 ori mai mare decât cea corespunzătoare zeroului, faza devine egală cu $+90^\circ$ și rămâne la această valoare pentru creșterea în continuare a frecvenței;
- la frecvența f_o de intersecție dintre curbele $a(f)$ și $1/b(f)$ se determină marginea de fază, mf :

$$mf = 180^\circ + (\varphi_a - \varphi_{1/b}); \quad (4.8)$$

- dacă $mf > 0$, atunci circuitul este stabil și AO nu trebuie compensat în frecvență;
- dacă $mf < 0$, circuitul analizat oscilează și AO trebuie compensat;
- pentru $mf = 0$, la frecvența f_o apar supracreșteri în curba amplificării în buclă închisă ceea ce înseamnă posibilitatea de oscilație, deci instabilitate. De aceea în circuitele practice trebuie îndeplinită condiția:

$$mf \geq 45^\circ. \quad (4.9)$$

4.1.5 Calculul erorii de neîmperechere a rezistențelor

Eroarea de neîmperechere a valorilor de rezistențe apare datorită variației temperaturii și a toleranței rezistoarelor utilizate. Pot apare următoarele situații:

- *Funcția de transfer este dată de un raport de rezistențe.*

Situația cea mai defavorabilă în cazul unui raport de rezistențe R_i/R_j este atunci când valoarea lui R_i crește odată cu creșterea temperaturii și are toleranța pozitivă iar valoarea lui R_j scade cu temperatura și are toleranța negativă, adică:

$$\begin{aligned} R_i &\rightarrow R_i (1 + \alpha_i \Delta T)(1 + t_i) \\ R_j &\rightarrow R_j (1 - \alpha_j \Delta T)(1 - t_j) \end{aligned} \quad (4.10)$$

unde α [ppm/°C] reprezintă *coeficientul de temperatură* iar t [%] este toleranța rezistoarelor utilizate.

Unitatea de măsură a coeficientului de temperatură are semnificația "părți pe milion pe °C", adică $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$.

În relația ideală a funcției de transfer (fdt) se înlocuiesc valorile de rezistențe cu cele date de relația (4.10) și se determină abaterea acestei valori a funcției de transfer (fdt_{re}) față de cea ideală în care nu se consideră variația valorii rezistențelor (fdt_{id}), numită *eroare de neîmperechere* a rezistențelor:

$$\varepsilon_R = \frac{fdt_{re} - fdt_{id}}{fdt_{id}} \cdot 100 [\%]. \quad (4.11)$$

- *Funcția de transfer este complexă.*

În cazul circuitelor realizate cu AO care conțin rezistoarele R_1, R_2, \dots, R_n , și relația tensiunii de ieșire este complicată, eroarea relativă maximă datorată neîmperecherii rezistoarelor se poate scrie:

$$\left| \frac{\Delta u_o}{u_o} \right| = \left| \left(\frac{1}{u_o} \right) \left(\frac{du_o}{dR_1} \right) \right| \cdot |\Delta R_1| + \left| \left(\frac{1}{u_o} \right) \left(\frac{du_o}{dR_2} \right) \right| \cdot |\Delta R_2| + \dots + \left| \left(\frac{1}{u_o} \right) \left(\frac{du_o}{dR_n} \right) \right| \cdot |\Delta R_n|, \quad (4.12)$$

unde $\Delta R_1 = R_1(t + \alpha \Delta T)$, $\Delta R_2 = R_2(t + \alpha \Delta T)$, ..., $\Delta R_n = R_n(t + \alpha \Delta T)$.

4.1.6 Calculul erorii de offset

Valoarea de curent continuu a tensiunii de ieșire a circuitului realizat cu AO depinde de parametrii de decalaj (offset) ai AO utilizat și de elementele rezistive conectate la bornele AO, prin care circulă curenții de polarizare a intrărilor AO (valori de curent continuu).

Tensiunea de decalaj de la ieșirea montajului proiectat se determină pe circuitul echivalent din fig. 4.1.

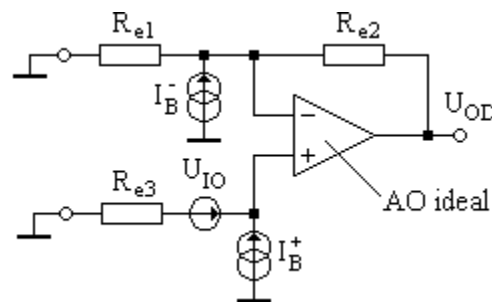


Fig. 4.1 Circuitul echivalent utilizat la calculul tensiunii de ieșire de decalaj.

Circuitul conține:

- generatoarele de eroare de offset (U_{IO}, I_B^-, I_B^+);
- un AO ideal;

- toate rezistoarele din circuitul real prin care se închid curenții continui de polarizare a intrărilor AO (R_{e1} , R_{e2} , R_{e3}).

Intrările montajului se pasivizează, conectându-se la masă, în cazul surselor de semnal ideale sau înlocuindu-se cu rezistența internă a surselor, în cazul surselor de semnal reale, și se determină tensiunea de ieșire de decalaj, U_{OD} .

Pentru circuitul din fig. 4.1 tensiunea de ieșire de decalaj se scrie:

$$U_{OD} = \left(1 + \frac{R_{e2}}{R_{e1}}\right) \cdot |U_{IO}| + \left| R_{e3} \cdot \left(1 + \frac{R_{e2}}{R_{e1}}\right) \cdot I_B^+ - R_{e2} \cdot I_B^- \right|. \quad (4.13)$$

Pentru orice AO, curentul de intrare de offset este mai mic decât curentul de polarizare a intrărilor. Pentru ca tensiunea de ieșire de decalaj să depindă numai de curentul de intrare de offset I_{IO} , în relația (4.13) se egalează coeficienții curenților I_B^+ și I_B^- . Rezultă următoarea legătură între valorile rezistențelor:

$$R_{e3} = R_{e1} \parallel R_{e2}, \quad (4.14)$$

iar U_{OD} va fi de forma:

$$U_{OD} = \left(1 + \frac{R_{e2}}{R_{e1}}\right) \cdot |U_{IO}| + |R_{e2} \cdot I_{IO}|. \quad (4.15)$$

Datele de catalog oferă informație doar despre amplitudinea generatoarelor de eroare de offset, nu și despre semnul lor. De aceea, în relațiile (4.13) și (4.15) exprimările apar în modul.

Valoarea rezistenței de compensare a efectului curenților de polarizare a intrărilor AO, $R_{e3} = R_{e1} \parallel R_{e2}$, este mai puțin pretențioasă decât cea a rezistențelor R_{e1} și R_{e2} cu ajutorul cărora trebuie să se obțină, de obicei, o amplificare foarte precisă.

Pentru AO ales, tensiunea de ieșire de decalaj se compară cu valoarea minimă a amplitudinii semnalului ce trebuie prelucrat. Dacă tensiunea de ieșire de decalaj este mai mare decât tensiunea minimă de la ieșirea AO din circuitul analizat, generatoarele de eroare de offset trebuie compensate.

Circuite de anulare a offset-ului (circuite de nul)

Tensiunea de decalaj de la ieșirea unui AO se poate compensa (anula) prin următoarele metode:

- metode care permit realizarea compensării fără a influența circuitele interne ale AO;
- metode de compensare prin care se intervine în etajul diferențial de intrare al AO, prin utilizarea unui potențiomtru extern care ajustează dezechilibrul dintre curenții care circulă prin cele două jumătăți ale amplificatorului diferențial de la intrarea AO.

a) *Compensarea offset-ului cu rezistență ajustabilă R_x* se prezintă în fig. 4.2, a, pentru circuitul inversor și fig. 4.2, b, pentru cel neinversor. Anularea

tensiunii de ieșire se datorează căderilor de tensiune pe R_x , determinate de curenții de polarizare I_B^+ , respectiv I_B^- .

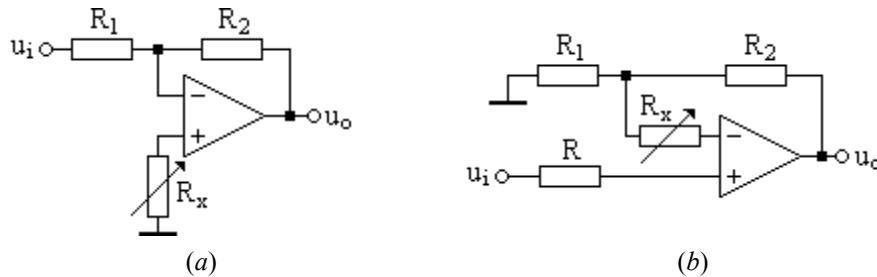


Fig. 4.2 Compensarea offset-ului cu rezistența ajustabilă R_x în cazul circuitului inversor (a) și neinversor (b).

Aplicând metoda de analiză bazată pe modelul circuitului cu offset (fig. 4.1), tensiunea de ieșire pentru circuitul din fig. 4.2, a, se scrie:

$$U_{OD} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(U_{IO} + R_x I_B^+ - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_B^-) \quad (4.16)$$

În aceleași condiții, pentru tensiunea de la ieșirea circuitului din fig. 4.2, b, se găsește expresia:

$$U_{OD} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)[U_{IO} + R I_B^+ - (\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_x) I_B^-] \quad (4.17a)$$

sau dacă ținem seama de faptul că $R = R_1 \parallel R_2$ și că $I_{IO} = I_B^+ - I_B^-$, tensiunea de ieșire devine:

$$U_{OD} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(U_{IO} + R I_{IO} - R_x I_B^-) \quad (4.17b)$$

Avantajul anulării offset-ului constă în simplitate și comportare bună în privința compensării derivaților termice ale curenților I_B^+ și I_B^- , dacă acești curenți variază aproximativ la fel cu temperatura (schema din fig. 4.2, b).

Dezavantajul principal constă în faptul că valoarea lui R_x trebuie să se schimbe pentru fiecare set de valori R_1, R_2 .

b) *Compensarea offset-ului prin aplicarea unei tensiuni de corecție de valoare foarte mică la intrarea fără semnal* se prezintă în schemele din fig. 4.3. Tensiunea de corecție, de valoare mică, se obține cu ajutorul divizorului R_x, R_y din tensiunea U_x , culeasă de pe cursorul potențiometrului P . Valorile rezistențelor R_x și R_y trebuie să se afle în relația

$$R_x \gg R_y. \quad (4.18)$$

Dacă se neglijează căderea de tensiune pe R_y datorată curențului I_B^+ și se folosește aproximarea $R_y / (R_x + R_y) \cong R_y / R_x$, deoarece R_y are valoare foarte

mică (aproximativ 100Ω , față de R_x care este de ordinul $M\Omega$), tensiunea de ieșire de decalaj pentru configurația inversoare din fig. 4.3, *a*, este:

$$U_{OD} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left[U_{IO} - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_B^- + \frac{R_y}{R_x} U_x \right]. \quad (4.19)$$

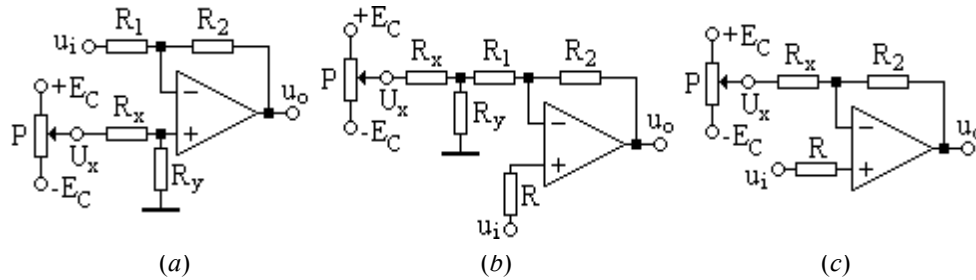


Fig. 4.3 Compensarea offset-ului prin aplicarea tensiunii de corecție pe intrarea fără semnal la circuitul inversor (*a*), cel neinversor (*b*) și la repetor (*c*).

În cazul configurației neinversoare din fig. 4.3, *b*, la care în serie cu intrarea neinversoare se conectează rezistorul $R = R_1 \parallel R_2$ în vederea reducerii efectului curenților de polarizare a intrărilor AO, se obține:

$$U_{OD} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (U_{IO} + RI_{IO}) - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_y}{R_x} U_x. \quad (4.20)$$

Pentru circuitul repetor din fig. 4.3, *c*, dacă se îndeplinesc condițiile $R_x \gg R_2$ și $R = R_2$, tensiunea de decalaj la ieșire se scrie:

$$U_{OD} = U_{IO} + RI_{IO} - \frac{R}{R_x} U_x. \quad (4.21)$$

c) Compensarea offset-ului prin aplicarea unei tensiuni de corecție de valoare foarte mică la intrarea cu semnal se prezintă în fig. 4.4. Dacă se îndeplinește condiția $R_x \gg R_1$, se găsește, pentru tensiunea de ieșire de decalaj, expresia:

$$U_{OD} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (U_{IO} + RI_{IO} - \frac{R}{R_x} U_x). \quad (4.22)$$

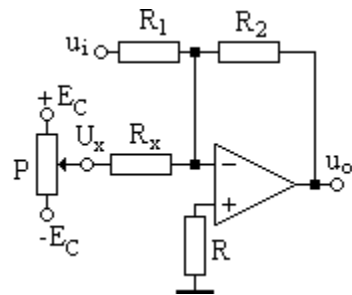


Fig. 4.4 Compensarea offset-ului prin aplicarea tensiunii de corecție la intrarea cu semnal.

Circuitele de compensare a offset-ului descrise mai sus au avantajul comun că sunt universale, putând fi utilizate la toate amplificatoarele operaționale.

Cele mai multe tipuri de AO au prevăzută posibilitatea de eliminare a efectelor de offset, pentru o situație particulară de funcționare, prin conectarea unui potențiomtru între două borne suplimentare ale AO.

4.1.7 Calculul erorii datorate semnalului de mod comun și a variației surselor de alimentare

Factorul de rejecție pe modul comun, *CMRR* (Common Mode Rejection Ratio în limba engleză) reprezintă raportul dintre câștigul diferențial în buclă deschisă și câștigul pe mod comun în buclă deschisă. Valorile tipice sunt cuprinse între 70 și 100 dB.

Pentru a trece de la exprimarea în decibeli la forma absolută se utilizează relația:

$$CMRR = 10^{\frac{CMRR_{dB}}{20}} \quad (4.23)$$

Efectul factorului de rejecție pe modul comun constă în apariția generatorului de eroare $u_{ic}/CMRR$, u_{ic} fiind tensiunea de intrare de mod comun, care acționează în circuitul de intrare al AO ca o tensiune diferențială parazită, conectată în serie cu tensiunea utilă de intrare (fig. 4.5).

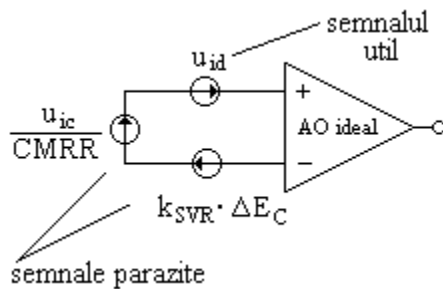


Fig. 4.5 Efectul semnalului de mod comun și a variației surselor de alimentare.

Pentru a găsi tensiunea de eroare datorită *CMRR* se ține seama de faptul că AO în buclă închisă lucrează astfel încât potențialele celor două intrări ale sale sunt egale (funcționarea liniară). Este, deci, suficient să se cunoască potențialul uneia dintre intrări și această valoare se va considera egală cu u_{ic} .

Configurația inversoare, având $u_{ic}=0$ este practic insensibilă la efectul *CMRR*, spre deosebire de configurația neinversoare.

Factorul de rejecție a tensiunii de alimentare, k_{SVR} reprezintă raportul dintre variația tensiunii de decalaj de intrare și variația surselor de alimentare care conduce la aceeași deplasare a tensiunii de ieșire. Se poate defini câte un asemenea factor pentru fiecare sursă de alimentare. Se exprimă în dB sau $\mu V/V$.

De exemplu:

- la AO $\beta A741$, $k_{SVRtipic}=30\mu V/V$, adică tensiunea de ieșire se modifică la fel pentru o tensiune de decalaj la intrare de $30\mu V$ ca și pentru o variație $\Delta E_C=1V$ a tensiunii de alimentare;
- la AO de tipul $\beta M108$, $k_{SVRtipic}=110dB$, deci pentru o aceeași variație de $1V$, de exemplu, a tensiunii de alimentare, tensiunea de decalaj la intrare care produce aceeași variație a tensiunii de ieșire este $1V/(10^{110/20})=3,16\mu V$.

Efectul factorului de rejecție a surselor de alimentare constă în apariția generatorului de eroare $k_{SVR} \cdot \Delta E_C$, ΔE_C fiind variația tensiunii de alimentare. Acest generator de eroare acționează în circuitul de intrare al AO ca o tensiune

diferențială parazită, conectată în serie cu tensiunea diferențială utilă de intrare (fig. 4.5).

În proiectare se utilizează un model de circuit de forma celui din fig. 4.6,

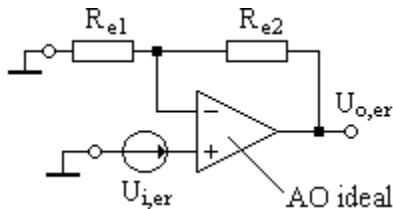


Fig. 4.6 Circuitul echivalent de determinare a tensiunii de ieșire de eroare, datorată semnalului de mod comun și a variației surselor de alimentare.

unde AO se presupune ideal iar generatorul de eroare $U_{i,er}$ se înlocuiește cu $u_{ic}/CMRR$ sau $k_{SVR} \cdot \Delta E_C$, în funcție de parametrul de rejecție a cărui influență se analizează. Tensiunea de ieșire de eroare se determină cu relația:

$$U_{o,er} = \left(1 + \frac{R_{e2}}{R_{e1}}\right) \cdot U_{i,er} \quad (4.24)$$

Conform modelului din fig. 4.6, AO ales corespunde dacă tensiunea de eroare de ieșire îndeplinește condiția:

$$U_{o,er} \ll U_{o,min} \quad (4.25)$$

adică trebuie ca $u_{ic}/CMRR$ și $k_{SVR} \cdot \Delta E_C$, multiplicat cu inversul factorului de reacție al circuitului analizat, să fie mult mai mici decât amplitudinea minimă a semnalului util de la ieșirea montajului realizat cu AO.

4.2 SIMULATORUL *PSpICE*

SPICE este un program de simulare și analiză cu ajutorul calculatorului a circuitelor și sistemelor electronice. El permite proiectantului să decidă ce schimbări sunt necesare în circuit pentru a-i optimiza performanțele, fără a realiza fizic circuitul și dă posibilitatea de a verifica dacă circuitul electric proiectat funcționează corect.

Inițialele *SPICE* provin de la *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*, ceea ce înseamnă *programe de simulare cu precădere a circuitelor integrate*. Programul original *SPICE* a fost dezvoltat în Laboratorul de Cercetări Electronice de la Universitatea Berkeley din California și pus la dispoziția publicului în anul 1975 (*SPICE 2*).

De-a lungul anilor programul s-a dezvoltat, s-a îmbogățit cu numeroase variante și a devenit un standard în mediile industriale și universitare. Sunt disponibile multe și diferite pachete software care implementează *SPICE* pe calculatoare personale (PC) sau stații de lucru. Dintre acestea cel mai cunoscut este *PSpice*, introdus de firma *MicroSim* în anii '80 ca o versiune de *SPICE* special destinată utilizării pe calculatoare personale.

Versiunile *SPICE 2G.6* și *SPICE 3E.2*, realizate la Universitatea Berkeley, rămân și în prezent standarde ale programelor *SPICE*.

4.2.1 Design Center

Firma *MicroSim Corporation* pune la dispoziția doritorilor un pachet de programe de evaluare cunoscut sub numele de *Design Center*.

Circuitele prezentate în lucrare au fost simulate cu ajutorul programului *MicroSim PSpice 6.0*, versiunea de evaluare.

Cu ajutorul mediului de simulare *Design Center* se pot efectua:

- *descrierea circuitului* în două moduri:
 - *modul grafic* prin editarea (desenarea) schemei electrice a circuitului cu ajutorul unui editor grafic intern sau folosind un editor grafic extern (cum ar fi, de exemplu, editorul *OrCAD*);
 - *modul text* prin crearea fișierului de intrare folosind un editor de text extern (*Notepad*, de exemplu);
- *simularea circuitelor* analogice, digitale sau mixte (analog-digitale), folosind simulatorul *PSpice*;
- *analiza grafică* a formelor de undă și vizualizarea pe ecran a evoluției semnalelor din circuitul dorit, relativ la un reper de timp (sau alt reper), folosind postprocesorul grafic *PROBE*, care este un osciloscop realizat prin software (ceea ce este similar testării plăcii fizice cu un osciloscop cu un număr oricât de mare de spoturi).

Compact discul (CD) atașat lucrării conține în directorul *PSpice6* cele șase fișiere de instalare pentru versiunea de evaluare *MicroSim PSpice 6.0*, fișiere executabile și autoextractive:

msev601.exe (587KB sau 601215 bytes)
msev602.exe (456KB sau 467142 bytes)
msev603.exe (749KB sau 767033 bytes)
msev604.exe (294KB sau 301730 bytes)
msev605.exe (283KB sau 290011 bytes)
msev606.exe (402KB sau 412192 bytes)

Instalare

Pentru instalare se parcurg următorii pași:

- se copiază de pe CD pe discul dorit ("C" sau "D" etc) folder-ul *PSpice6*. Exemplificările care urmează sunt pentru cazul copierii pe discul "C";
- se face dublu clic pe fiecare fișier *msev60i.exe* ($i=1\dots 6$). Astfel se extrag automat fișierele necesare într-un subdirector, denumit de programul de instalare *Msim60*. Extragerea fișierelor se face pe discul pe care se află și folder-ul *PSpice6*;
- se copiază fișierul *C:\Msim60\Backup\Msim.ini* în directorul *Windows* al calculatorului utilizat;

- se editează fișierul *Msim.ini* pentru ca liniile 2 și 4 din acest fișier să conțină descrierea corectă a căii pentru LIBPATH și BACKUP. Implicit, calea este *C:\Msim60*. Dacă se instalează pe alt disc decât "C", se face corecția trecând litera corespunzătoare discului pe care se află și subdirectorul *Msim60*;
- se repornește calculatorul pentru ca fișierul *Msim.ini* să fie citit. În acest fel, la utilizarea instrucțiunii de apelare a unei biblioteci de modele, este suficient să se scrie numai numele bibliotecii, fără să fie nevoie să se treacă toată calea unde se află biblioteca respectivă.

4.2.2 Descrierea circuitului

După cum s-a arătat în paragraful 4.2.1, descrierea circuitului se poate face în două moduri:

- modul grafic – prin desenarea circuitului [SZT97], și
 - modul text – prin crearea fișierului de intrare cu ajutorul unui editor de text.
- Pentru crearea fișierului de intrare cu ajutorul unui editor de text, trebuie să se aibă în vedere că *PSpice* se bazează pe o analiză nodală. De aceea descrierea circuitului presupune parcurgerea următoarelor etape:
- a) numerotarea tuturor nodurilor de pe desenul circuitului analizat. Nodul de referință (masa) se notează cu 0 (zero). Celelalte noduri se numerotează cu numere întregi, pozitive și puse în orice ordine.
 - b) fiecare element de circuit este prezentat printr-o instrucțiune de descriere care cuprinde următoarele câmpuri:
 - numele elementului;
 - două sau mai multe noduri la care este conectat;
 - valoarea elementului sau un nume de model;
 - alți parametri care caracterizează elementul;
 - c) în descrierea circuitului se ține seama de următoarele reguli generale:
 - fiecare element de circuit trebuie să fie conectat cel puțin în două noduri;
 - în fiecare nod este obligatoriu să se conecteze cel puțin două elemente (excepție fac nodurile liniilor de transmisie);
 - pentru fiecare nod trebuie să existe cel puțin o cale de curent continuu la masă;
 - circuitul nu poate conține o buclă formată numai din surse de tensiune și/sau bobine. Bucla se întrerupe conectând în serie rezistențe de valori foarte mici ($\leq 1\Omega$);
 - circuitul nu poate conține o secțiune de circuit sau un nod legat în exterior numai prin surse de curent și/sau condensatoare;
 - d) numele elementului este format dintr-o literă din alfabet, dar nu oricare, urmată de un șir alfanumeric. De exemplu, litera din numele elementului este: **R** pentru rezistențe, **C** pentru condensatoare, **V** pentru surse independente de tensiune etc.

- e) prima linie din fișierul sursă reprezintă titlul circuitului;
- f) ultima linie a fișierului sursă este obligatoriu instrucțiunea **.END**.
- g) liniile de comentariu încep în prima coloană cu caracterul * și nu sunt luate în seamă de *PSpice*. Comentariile sunt utile în depanarea fișierului sursă;
- h) continuarea unei instrucțiuni pe linia următoare începe cu semnul + în prima coloană.

În cazul descrierii circuitului în modul text, procedura de utilizare a mediului *PSpice* constă din 3 pași de bază:

- la pasul 1 utilizatorul creează *fișierul de intrare (fișierul sursă)* al circuitului supus analizei. Fișierul sursă cuprinde descrierea circuitului și tipul (tipurile) de analiză ce se va (vor) efectua. Fișierul sursă poate avea extensia **.CIR**.
- la pasul 2 utilizatorul lansează programul *PSpice* care face calculele și analiza conform comenzilor din fișierul sursă. *PSpice* înscrie 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**.
- la pasul 3 utilizatorul comandă calculatorul să realizeze reprezentarea grafică cu ajutorul programului *PROBE* și pe baza fișierului ***.DAT** sau să tipărească rezultatele din fișierul de ieșire ***.OUT**.

4.2.3 Formatul datelor și al comenzilor în *PSpice*

Formatul de intrare al datelor și comenzilor pentru *PSpice* este nerestrictiv. Câmpurile dintr-o linie de intrare pot fi separate prin unul sau mai multe *spații* (blank-uri), prin *Tab*, *virgulă*, semnul =, paranteză (sau) și, în afară de prima și ultima linie, celelalte linii pot fi scrise în orice ordine.

Comenzile încep cu un punct în prima coloană.

Orice număr poate fi urmat de un factor de scală (tabelul 4.1):

Tabelul 4.1

Factorii de scală

T =tera= $10^{12}=1E12$	M =mili= $10^{-3}=1E-3$
G =giga= $10^9=1E9$	U =micro= $10^{-6}=1E-6$
MEG =mega= $10^6=1E6$	N =nano= $10^{-9}=1E-9$
K =kilo= $10^3=1E3$	P =pico= $10^{-12}=1E-12$
MIL = $2,54 \cdot 10^{-6}$	F =femto= $10^{-15}=1E-15$

Este indiferent dacă se folosesc litere mari sau mici.

Literele care nu reprezintă un factor de scală admis și urmează după un număr sau după un factor de scală admis, sunt ignorate. De exemplu, următoarele exprimări în *PSpice* sunt echivalente:

235E-3 235E-3V 235E-3Volți 235MV 235mV

Dacă după un număr nu urmează nimic, valoarea respectivă se consideră în sistemul internațional de unități (SI).

4.2.4 Instrucțiunile de descriere a elementelor de circuit

În sintaxa instrucțiunilor de descriere a elementelor de circuit:

- *xxx* reprezintă orice șir alfa-numeric prin care se identifică fiecare element de circuit;
- *n+* reprezintă nodul pozitiv din circuit;
- *n-* nodul negativ din circuit;
- ceea ce este opțional în sintaxa instrucțiunilor de descriere a elementelor de circuit se trece între paranteze drepte ([]).

Sensul pozitiv al căderii de tensiune este de la *n+* la *n-* iar sensul pozitiv al curentului este de la *n+* la *n-*.

Surse independente

a) de curent continuu

• **tensiune:** V_{xxx} *n+* *n-* DC *valoare*

• **curent:** I_{xxx} *n+* *n-* DC *valoare*

unde *valoare* este exprimat în volți pentru tensiune și amperi pentru curent.

Descriere: alimentează circuitul cu o tensiune continuă sau un curent continuu (fig. 4.7).

Exemple (fig. 4.7):

VI	1	2	DC	12
I1	0	3	DC	1E-6

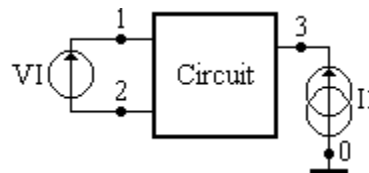


Fig. 4.7 Surse independente de tensiune și curent.

b) de curent alternativ

• **tensiune:** V_{xxx} *n+* *n-* AC *amplitudine*

• **curent:** I_{xxx} *n+* *n-* AC *amplitudine*

Descriere: alimentează circuitul cu o tensiune sau un curent alternativ (fig. 4.7).

Exemple (fig. 4.7):

VI	1	2	AC	3
I1	0	3	AC	5m

Observație: dacă sursa de curent se descrie sub forma "I1 3 0 AC 5m", atunci forma de undă a curentului I1 va începe cu alternanța negativă.

c) de regim tranzitoriu

• **tensiune:** V_{xxx} n+ n- *tip_r_tranz*

• **curent:** I_{xxx} n+ n- *tip_r_tranz*

unde *tip_r_tranz* reprezintă descrierea uneia din următoarele forme de undă de regim tranzitoriu:

• *forma de undă exponențială:* EXP(V1 V2 TD1 TC1 TD2 TC2)

unde

V1 = tensiunea inițială

V2 = amplitudinea semnalului

TD1 = întârzierea timpului de creștere

TC1 = constanta timpului de creștere

TD2 = întârzierea timpului de descreștere

TC2 = constanta timpului de descreștere

• *forma de undă pulsatorie:* PULSE(V1 V2 TD TR TF PW PER)

unde

V1 = tensiunea inițială

V2 = tensiunea de palier

TD = timpul de întârziere

TR = timpul de creștere

TF = timpul de descreștere

PW = lungimea impulsului

PER = perioada

• *forma de undă cu variație liniară:* PWL(T1 V1 [T2 V2 [T3 V3...]])

unde perechile $T_i V_i$ specifică valoarea amplitudinii V_i la momentul T_i , $i=1, 2, \dots$ iar PWL înseamnă **P**iece**W**ise **L**inear.

• *forma de undă sinusoidală:* SIN(VOFF VAMPL FREQ TD DF PHASE)

unde

VOFF = tensiunea de offset

VAMPL = amplitudinea semnalului

FREQ = frecvența

TD = timp de întârziere

DF = factor de amortizare

PHASE = faza

• *forma de undă modulată în frecvență:* SFFM(VOFF VAMPL FC MOD FM)

unde

VOFF = tensiunea de offset

VAMPL = amplitudinea semnalului

FC = frecvența purtătoare

MOD = indicele de modulație

FM = frecvența modulatorie

Descriere: alimentează circuitul cu o tensiune sau un curent, variabile în timp, ale căror forme de undă pot fi exponențiale, pulsatorii, liniar variabile, sinusoidale sau modulate în frecvență.

Exemple (fig. 4.7):

```

VI 1 2 EXP(2 6 .5 .1 .5 .2)
II 0 3 PULSE(-.3 .3 0 .01 .01 1 2)
II 0 3 PWL(0 .2 1 .6 1.5 .6 3 -.5)
VI 1 2 SIN(0 2 100 0 0 90)

```

Surse comandate

- *sursă de tensiune comandată în tensiune*

Sintaxa: Exxx n+ n- nc+ nc- *ampl*
unde

- *nc+* și *nc-* reprezintă nodurile la care se aplică tensiunea de comandă;
- *ampl* = amplificarea sursei de tensiune comandată.

Descriere: asigură alimentarea circuitului de la o sursă de tensiune a cărei valoare depinde de o tensiune măsurată oriunde în circuit.

Exemplu: sursa de tensiune comandată de tensiunea de intrare diferențială în cazul modelului unui amplificator operațional (fig. 4.8). Presupunând amplificarea în buclă deschisă a AO (*ampl*) egală cu 100000 (=1E5), instrucțiunea de descriere a sursei dependente are forma:

```
e 3 0 1 2 1E5
```

- *sursa de curent comandată în tensiune*

Sintaxa: Gxxx n+ n- nc+ nc- *ampl*

unde *ampl* reprezintă raportul dintre curentul care curge de la *n+* la *n-* și tensiunea de control conectată între bornele *nc+* și *nc-*. Se exprimă în Ω^{-1} .

Descriere: asigură o sursă de curent a cărei valoare depinde de o tensiune măsurată oriunde în circuit.

Exemplu: G1 3 6 2 5 .005

- *sursa de curent comandată în curent*

Sintaxa: Fxxx n+ n- Vyyy *ampl*

unde

- Vyyy reprezintă sursa de tensiune prin care curge curentul de control, iar
- *ampl* este raportul dintre curentul care curge între *n+* și *n-* și curentul de control care trece prin sursa Vyyy.

Descriere: asigură o sursă de curent a cărei valoare depinde de mărimea curentului care trece printr-o sursă de tensiune, aflată oriunde în circuit.

Exemplu: F1 3 4 Vcontrol 10

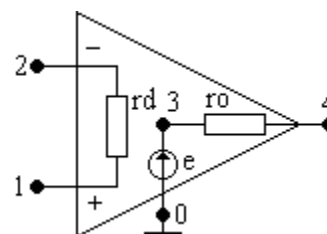


Fig. 4.8 Sursa de tensiune comandată în tensiune din modelul unui AO.

- sursa de tensiune comandată în curent

Sintaxa: Hxxx n+ n- Vyyy *ampl*

unde

- *Vyyy* reprezintă sursa de tensiune prin care curge curentul de control, iar
- *ampl* este raportul dintre tensiunea definită între *n+* și *n-* și curentul de control care trece prin *Vyyy*. Se exprimă în Ω .

Descriere: asigură o sursă de tensiune a cărei valoare depinde de mărimea curentului care trece printr-o altă sursă de tensiune, aflată oriunde în circuit.

Exemplu: Hies 2 5 V11 -5e-3

Rezistoare

Sintaxa: Rxxx n+ n- [*nume_m*] *valoare*

unde

- *nume_m* este numele modelului RES definit printr-o instrucțiune **.MODEL**, iar
- *valoare* este rezistența, exprimată în Ω .

Descriere: modelează elementul de circuit pentru care tensiunea la borne depinde liniar de curentul care străbate elementul.

Exemplu: o rezistență cu valoarea de $10\text{k}\Omega$ conectată între bornele 2 și 5:

R1 2 5 1e4

Condensatoare

Sintaxa: Cxxx n+ n- [*nume_m*] *valoare* [IC=*val_init*]

unde

- *nume_m* este numele modelului CAP definit printr-o instrucțiune **.MODEL**,
- *valoare* este capacitatea, exprimată în farazi, iar
- *val_init* este valoarea inițială a tensiunii de la bornele condensatorului, în volți.

Descriere: modelează elementul de circuit pentru care curentul este proporțional cu derivata tensiunii de la borne.

Exemplu: C1 5 0 cmod 1e-6
.MODEL cmod CAP(C=1)

Bobine

Sintaxa: Lxxx n+ n- [*nume_m*] *valoare* [IC=*val_init*]

unde

- *nume_m* este numele modelului IND definit printr-o instrucțiune **.MODEL**,
- *valoare* este inductanța, exprimată în henry, iar
- *val_init* este valoarea inițială a curentului prin bobină, în amperi.

Descriere: modelează elementul de circuit pentru care tensiunea la borne este proporțională cu derivata curentului care-l străbate.

Exemplu: L102 16 18 5e-3 IC=1e-3

Bobine cuplate magnetic

Sintaxa: Kxxx Lyyy Lzzz *valoare*

unde

- *Lyyy* este numele inductanței din primar,
- *Lzzz* - numele inductanței din secundar, iar
- *valoare* reprezintă coeficientul de cuplaj mutual k , $0 \leq k < 1$.

Descriere: modelează cuplajul magnetic între oricare două bobine din circuit.

Exemplu: K12 L1 L2 0.5

Observație: în cazul transformatoarelor se consideră $k=0,99$.

Diode semiconductoare

Sintaxa: Dxxx n+ n- *nume_m*

unde

- *n+* este nodul unde se conectează anodul diodei,
- *n-* reprezintă nodul unde se conectează catodul, iar
- *nume_m* reprezintă numele modelului ce conține parametrii specifici diodei Dxxx.

Exemplu:

D1 2 5 D1N4148

.MODEL D1N4148 D(Is=2.682n N=1.836 Rs=.5664 Ikf=44.17m Xti=3 Eg=1.11

+ Cjo=4pM=.3333 Vj=.5 Fc=.5 Isr=1.565n Nr=2 Bv=100

+ Ibv=100u Tt=11.54n)

În loc de instrucțiunea **.MODEL** se poate utiliza comanda **.LIB** de citire a modelului din biblioteca de modele, având sintaxa:

.LIB [*cale*]*nume_lib*

unde

- *cale* reprezintă directorul în care se află biblioteca de modele, iar
- *nume_lib* este numele bibliotecii care conține modelul.

Exemplu: D1 2 5 D1N4148

.LIB EVAL.LIB

Tranzistorul bipolar

Sintaxa: Qxxx n_c n_b n_e [*n_s*] *nume_m*

unde

- n_c reprezintă nodul din circuit unde este conectat colectorul,
- n_b - nodul unde este conectată baza,
- n_e - nodul unde este conectat emitorul,
- n_s - nodul unde este conectat substratul, iar
- $nume_m$ reprezintă numele modelului și conține parametrii specifici tranzistorului bipolar Q_{xxx} .

Exemplu: Q12 6 9 11 Q2N2222
.LIB EVAL.LIB

Tranzistoru JFET

Sintaxa: Jxxx n_d n_g n_s $nume_m$
unde

- n_d reprezintă nodul din circuit unde este conectată drena,
- n_g - nodul unde este conectată grila,
- n_s - nodul unde este conectată sursa, iar
- $nume_m$ reprezintă numele modelului și conține parametrii specifici tranzistorului JFET J_{xxx} .

Exemplu: J4 5 6 11 J2N3819
.LIB EVAL.LIB

Tranzistoru MOSFET

Sintaxa: Mxxx n_d n_g n_s n_b $nume_m$
unde

- n_d reprezintă nodul din circuit unde este conectată drena,
- n_g - nodul unde este conectată grila,
- n_s - nodul unde este conectată sursa,
- n_b - nodul unde este conectat substratul (baza), iar
- $nume_m$ reprezintă numele modelului și conține parametrii specifici tranzistorului MOSFET M_{xxx} .

Exemplu: M2 4 5 7 11 IFR150
.LIB EVAL.LIB

Comutatoare comandate

a) în tensiune

Sintaxa:

Sxxx n^+ n^- nc^+ nc^- $nume_{vs}$
.MODEL $nume_{vs}$ VSWITCH [[RON] [ROFF] [VON] [VOFF]]

unde

- $n+$ și $n-$ reprezintă nodurile între care se conectează comutatorul,
- $nc+$ și $nc-$ sunt nodurile a căror diferență de potențial realizează comanda comutatorului,
- $nume_vs$ reprezintă numele modelului comutatorului,
- RON – rezistența în conducție (valoarea implicită 1 ohm),
- $ROFF$ – rezistența în blocare (valoarea implicită 1 Megaohm),
- VON – tensiunea de comandă în conducție (valoarea implicită un volt),
- $VOFF$ – tensiunea de comandă în blocare (valoarea implicită zero volți),

Exemplu: comutatorul SWU având $RON=10$ ohmi, $ROFF=100$ Megaohmi, $VON=5V$ și $VOFF=0V$ se descrie astfel:

```
S1      1      2      3      4      SWU
.MODEL      SWU      VSWITCH(RON=10 ROFF=100meg VON=5)
```

b) în curent

Sintaxa:

```
Wxxx n+      n-      VCN      nume_is
.MODEL      nume_is      ISWITCH [[RON] [ROFF] [ION] [IOFF]]
```

unde

- $nume_vs$ reprezintă numele modelului comutatorului,
- VCN este numele sursei de tensiune al cărui curent comandă comutatorul,
- ION – curentul de comandă în conducție (valoarea implicită 1mA),
- $IOFF$ – curentul de comandă în blocare (valoarea implicită zero),

Exemplu: comutatorul SWI având $RON=10$ ohmi, $ROFF=10$ Megaohmi, $ION=10$ mA, $IOFF=0V$ și tensiunea de comandă Vcd , se descrie astfel:

```
W1      5      6      Vcd      SWI
.MODEL      SWI      ISWITCH(RON=10 ROFF=10meg ION=10m)
```

Subcircuite

Sintaxa: Xxxx n_1 [n_2 [$n_3...$]] $nume_sbct$

unde

- $n_1, n_2, n_3...$ sunt nodurile din circuitul total analizat la care se leagă subcircuitul în momentul expandării; semnificația sau poziția nodurilor din apel trebuie să fie identică cu cea din definiție, iar
- $nume_sbct$ reprezintă numele subcircuitului.

Exemplu: subcircuitul unui amplificator operațional.

Conexiunile nodurilor unui amplificator operațional trebuie să fie în următoarea ordine:

$n_neinv, n_inv, n_+alim, n_ -alim, n_ies, nume_m,$

unde

- n_neinv reprezintă nodul corespunzător intrării neinversoare,
- n_inv reprezintă nodul intrării inversoare,
- n_+alim reprezintă nodul alimentării pozitive,
- $n_ -alim$ reprezintă nodul alimentării negative,
- n_ies reprezintă nodul corespunzător bornei de ieșire

În cazul circuitului inversor realizat cu un amplificator operațional de tipul UA741 (fig. 4.9), al cărui model se află în biblioteca de modele EVAL.LIB, subcircuitul AO se descrie astfel:

```
X1 3 2 4 5 6 UA741
.LIB EVAL.LIB
```

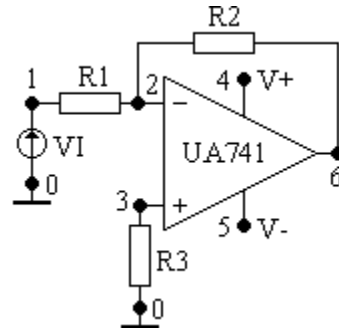


Fig. 4.9 Exemplu de descriere a subcircuitului unui AO.

4.2.5 Tipuri de analize

Analiza de curent continuu “.DC”

Sintaxa: `.DC tip_modif n_sursă V_start V_stop V_incr`
unde

- tip_modif reprezintă modul de modificare și poate fi LIN (liniar), DEC (în decade) și OCT (în octave),
- $n_sursă$ este numele sursei pentru care se face analiza de c.c.,
- V_start și V_stop sunt valorile de start/stop ale tensiunii analizate, iar
- V_incr reprezintă pasul modificării tensiunii.

În loc de V_incr se poate cere un anumit număr de puncte.

Descriere: Analiza de curent continuu permite determinarea punctului static de funcționare a circuitului electronic analizat, cu bobinele în scurtcircuit și condensatoarele în gol. Analiza de c.c se face automat înaintea unei analize de c.a., în scopul liniarizării circuitului.

Analiza permite și listarea rezultatelor analizei doar pentru anumite valori, utilizând sintaxa:

```
.DC n_sursă LIST_valori
```

Exemplu: În cazul unei analize de c.c. în care tensiunea sursei V1 se modifică liniar între $-5V$ și $5V$, cu pasul de $0,1V$, instrucțiunea de analiză se scrie sub forma:

```
.DC LIN V1 -5 5 0.1
```

Calculul punctului static de funcționare “.OP”

Sintaxa: `.OP`

Descriere: Calculul punctului static de funcționare se face indiferent dacă se specifică sau nu comanda .OP. Când comanda .OP lipsește, în fișierul de ieșire se tipăresc numai tensiunile din noduri. În situația includerii comenzii .OP, în fișierul de ieșire se vor tipări în plus curenții și puterile disipate, precum și toți parametrii de model pentru toate dispozitivele semiconductoare și sursele controlate din circuit.

Analiza de curent alternativ “.AC”

Sintaxa: .AC tip_modif nr_pcte f_start f_stop

unde

- *tip_modif* reprezintă tipul de modificare a frecvenței și poate fi LIN (liniar), DEC (în decade) și OCT (în octave),
- *nr_pcte* reprezintă numărul total de puncte la analiza liniară respectiv numărul de puncte pe decadă sau pe octavă, iar
- *f_start* și *f_stop* sunt valorile de start/stop ale frecvenței.

Descriere: În cadrul acestei analize, variabilele de ieșire de curent alternativ se calculează ca funcții de frecvență. Analiza se face în domeniul de frecvență specificat, după ce, în prealabil, s-a calculat punctul static de funcționare a circuitului și s-a liniarizat circuitul.

Trebuie îndeplinită condiția $f_start < f_stop$ și ambele frecvențe să fie mai mari decât zero;

Circuitul trebuie să conțină cel puțin o sursă independentă de c.a. de semnal mic.

Analiza de zgomot “.NOISE”

Sintaxa: .NOISE V(nod_1 [nod_2] nume_sursă [interval]

unde

- *V(nod_1 [nod_2])* este tensiunea de ieșire,
- *nume_sursă* reprezintă numele unei surse independente de curent sau tensiune căreia i se calculează zgomotul echivalent la intrare, iar
- *interval* reprezintă intervalul la care este tipărit un sumar al contribuției la zgomotul total al tuturor componentelor ce intervin cu cel puțin o sursă de zgomot.

O instrucțiune .NOISE trebuie să fie precedată în mod obligatoriu de o instrucțiune .AC.

Calculul sensibilităților “.SENS”

Sintaxa: .SENS var_ies_1 [var_ies_2] [var_ies_3]

Descriere: cu acest tip de analiză se poate calcula și tipări sensibilitatea tensiunii dintr-un nod față de fiecare parametru de dispozitiv.

Calculul funcției de transfer “.TF”

Sintaxa: .TF var_ies sursă_intr
unde

- *var_ies* reprezintă semnalul de la nodul de ieșire
- *sursă_intr* reprezintă semnalul de intrare față de care se calculează funcția de transfer ca raportul: $var_ies/sursă_intr$

Descriere: Permite calculul și tipărirea unor caracteristici de semnal mic ale circuitului, folosind modelele liniarizate din punctul de funcționare. Rezultatele apar în fișierul de ieșire (*.OUT) la rubrica SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS.

Analiza de regim tranzitoriu “.TRAN”

Sintaxa: .TRAN pas_t t_final [t_start [t_max] [UIC]

Descriere: Cu ajutorul acestei instrucțiuni se determină răspunsul dat în domeniul timp, cu pasul *pas_t* până la momentul final *t_final*.

În analiza de regim tranzitoriu se calculează variabilele de ieșire ca funcții de timp, într-un interval specificat de utilizator. Condițiile inițiale rezultă din calculul punctului de funcționare sau pot fi specificate cu comanda **.IC**.

Timpul *t_start* poate specifica momentul de timp începând de la care se tipărește răspunsul (implicit $t_start=0$), iar *t_max* reprezintă pasul maxim de integrare (implicit $t_max=pas_t$).

UIC - Use Initial Condition - apare în instrucțiunea de comandă atunci când sunt specificate condițiile inițiale (cu comanda **.IC**) pentru bobine și condensatoare.

Stabilirea condițiilor inițiale “.IC”

Sintaxa: .IC V(nod_1)=valoare_1 [V(nod_2)=valoare_2 [...]]

Descriere: instrucțiunea stabilește condițiile inițiale în punctul static de funcționare, atât pentru calculul punctului de funcționare (:OP) cât și pentru regim tranzitoriu (:TRAN).

Analiza Fourier “.FOUR”

Sintaxa: .FOUR freqv_fundam var_ies_1 [var_ies_2 [...]]

Descriere: se face analiza Fourier (componenta de c.c. și primele nouă armonici) a rezultatului analizei de regim tranzitoriu.

Instrucțiunea :FOUR trebuie să fie precedată în mod obligatoriu de o instrucțiune .TRAN.

Analiza Monte Carlo “.MC”

Sintaxa: .MC Nr_analize tip_analiză FUNC
unde

- *Nr_analize* reprezintă numărul de analize,
- *tip_analiză* poate fi DC, AC sau TRAN, iar
- *FUNC* specifică operațiile ce se realizează și poate fi:
 - YMAX - găsește cea mai mare diferență a variabilei de ieșire, în fiecare analiză, față de prima analiză (cea pentru valorile nominale ale tuturor valorilor de componente);
 - MAX - găsește valoarea maximă a mărimii de ieșire în fiecare analiză;
 - MIN - găsește valoarea minimă a mărimii de ieșire în fiecare analiză;
 - RISE ELGE(VAL) - găsește prima apariție a unei valori mai mari decât VAL;
 - FALL EDGE(VAL) - găsește prima apariție a unei valori mai mici decât VAL.

Analiza de sensibilități și a cazului cel mai defavorabil “.WCASE”

Sintaxa: .WCASE tip_analiză var_ies FUNC

Descriere: la această analiză, la fiecare rulare se modifică valoarea unei singure componente și se evaluează efectul asupra performanțelor circuitului, iar, în final, se stabilește cazul cel mai defavorabil pentru circuitul analizat și dacă elementele din circuit se abat de la valorile lor nominale, în cadrul toleranțelor admise.

FUNC sunt aceleași operații ca la analiza Monte Carlo.

Analiza parametrică “.STEP”

Sintaxa poate avea una din următoarele forme:

.STEP	LIN	Parametru	val_start	val_stop	val_incr
.STEP	OCT	Parametru	val_start	val_stop	nr_puncte/oct
.STEP	DEC	Parametru	val_start	val_stop	nr_puncte/dec
.STEP	Parametru	LIST	val_1	[val_2 [...]]	

Alte instrucțiuni de comandă

- **Numele circuitului** se trece pe prima linie a fișierului cu datele de intrare (fișierul sursă);
- **Instrucțiunea de introducere a unui comentariu** se poate face în două moduri:
 - a. cu un asterisc (*) în prima coloană, după care se scrie comentariul dorit,
 - b. pe aceeași linie cu datele, după date și utilizând ca separator semnul punct și virgulă (;).
- **.END** este instrucțiunea care marchează sfârșitul unui fișier sursă;
- **.MODEL** este instrucțiunea pentru definirea unui model;
- **.PRINT** și **.PLOT** sunt instrucțiuni pentru tipărirea/trasarea grafică a rezultatelor în fișierul de ieșire:

Sintaxa: **.PRINT** tip_analiză var_ies1 [var_ies2...var_ies8]
.PLOT tip_analiză var_ies1 [var_ies2...var_ies8]

unde *var_ies* (tensiune sau curent) poate fi de forma:

 - V(n1,[n2]) - indică diferența de potențial între nodul *n1* și nodul *n2*;
 - VR(n1,[n2]) - partea reală;
 - VI(n1,[n2]) - partea imaginară;
 - VM(n1,[n2]) - amplitudinea;
 - VP(n1,[n2]) - faza;
 - VDB(n1,[n2]) - 20 lg (amplitudine exprimată în decibeli);
 - I(V_ume) - curentul prin sursa independentă de tensiune V_ume.

Pentru analiza de zgomot, variabilele de ieșire sunt:

 - INOISE(x) - zgomot echivalent la intrare;
 - ONNOISE(x) - zgomot echivalent la ieșire.
- **.PROBE** scrie rezultatul unei analize **.DC**, **.AC** sau **.TRAN** în fișierul cu extensia **.DAT**.

Sintaxa: **.PROBE** var_ies1 [var_ies2...]

și se vor putea vizualiza graficele doar pentru variabilele specificate. Dacă se dorește vizualizarea graficelor pentru toate tensiunile și toți curenții, se tastează numai **.PROBE**.
- **.SUBCKT** instrucțiunea pentru definirea unui subcircuit.

Sintaxa: **.SUBCKT** nume_subcircuit n1 [n2[n3...]]

unde

n1, *n2*, *n3*... sunt nodurile externe ale subcircuitului, conectate cu restul circuitului în care va fi inclus. Nodurile *n1*, *n2*, *n3* nu pot fi zero. Nodul zero al subcircuitului se va conecta automat la nodul zero din circuitul în care va fi inclus.
- **.ENDS** este ultima instrucțiune din definirea unui subcircuit.
- **Instrucțiunea de apelare a unui subcircuit:**
 - a) când subcircuitul este definit în cadrul fișierului sursă în care este și apelat:

Sintaxa: X_ume n1 [n2 [n3...]] nume_subcircuit
 - b) când definirea subcircuitului este cuprinsă într-o bibliotecă:

Sintaxa: X_nume n1 [n2 [n3...]] nume_subcircuit
 .LIB cale\nume_biblioteca

unde $n1$, $n2$, $n3$ sunt nodurile din circuitul total analizat la care se leagă subcircuitul în momentul expandării.

- **.PARAM** este instrucțiunea de definire a parametrilor.

Sintaxa: .PARAM nume_param valoare_param

- **.TEMP** este instrucțiunea de definirea a temperaturii

Sintaxa: .TEMP valoare_temp

Valoarea implicită de temperatură este 27 grade Celsius.

- **.NODESET** este instrucțiunea de asignare a unor valori inițiale ale tensiunilor din noduri.

Sintaxa: .NODESET V_în_nodul_i=valoare

- **.FUNC** este instrucțiunea de definire a unor funcții matematice [TUD96].

Sintaxa: .FUNC nume_funcție definiție_funcție

- **.LIB** este instrucțiunea de apelare a bibliotecilor de modele.

Sintaxa: .LIB nume_biblioteca_1... nume_biblioteca_i

4.2.6 Trasarea caracteristicilor Bode

Se pot trasa caracteristicile Bode (de amplitudine și fază) atât pentru circuitul realizat cu AO (fig. 4.10) cât și pentru AO însuși.

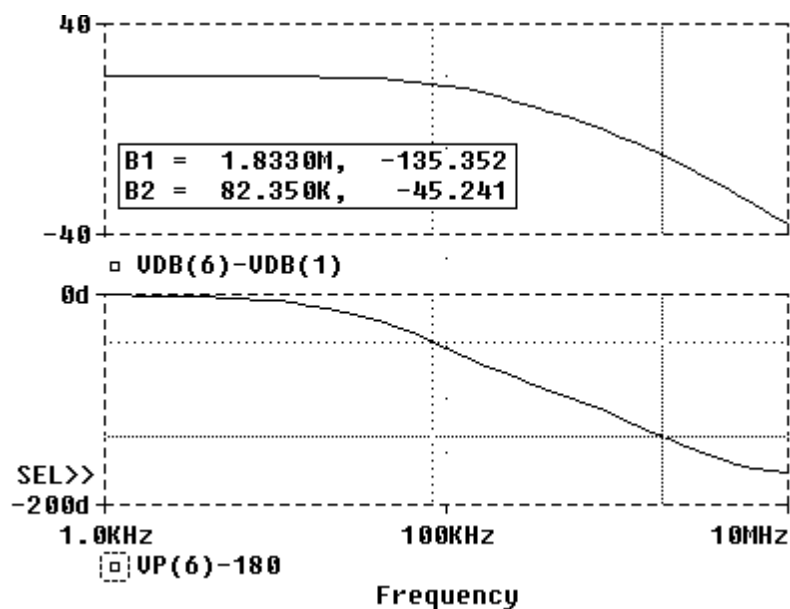


Fig. 4.10 Caracteristicile Bode ale circuitului din fig. 4.9.

Deoarece caracteristicile Bode se desenează una sub alta (caracteristica de fază este situată sub cea de amplitudine), în fereastra *Probe*, se alege din submeniul *Plot*, comanda *Add Plot*. În acest fel apar două grafice situate una sub cealaltă. Pentru comutarea între grafice se face clic pe graficul în care se dorește trecerea.

Pentru trasarea caracteristicii de amplitudine (graficul superior din fig. 4.10) se alege din submeniul *Trace* comanda *Add*. În caseta de dialog se tastează :

$$\text{VDB}(6)\text{-VDB}(1)$$

ceea ce este echivalent cu exprimarea în dB a amplificării:

$$A_{dB} = 20 \lg(V(6)) - 20 \lg(V(1))$$

Pentru trasarea caracteristicii de fază (graficul inferior din fig. 4.10) se procedează ca mai sus, dar în caseta de dialog se tastează:

$$\text{VP}(6)\text{-}180$$

ceea ce este echivalent cu exprimarea fazei semnalului de ieșire.

Graficele obținute pun în evidență existența a doi poli, unul la frecvența de 90kHz și un al doilea la 2MHz.

4.2.7 Aplicații ale simulatorului PSpice

Simulatorul *PSpice* se poate utiliza ca element ajutător în proiectarea circuitelor electronice sau la verificarea și optimizarea performanțelor circuitelor proiectate.

Exemplul 4.1 – evitarea unor calcule laborioase

Circuitul inversor din fig. 1.6 este realizat cu un AO de tipul 741 și lucrează cu semnale sinusoidale, frecvența lor maximă fiind 10kHz. Valorile elementelor de circuit sunt: $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 100k\Omega$, $R_C = R_3 = 9,1k\Omega$ iar $R_L = 2k\Omega$. AO se caracterizează prin: $a(f_{\max}) = 100$, $r_d = 2M\Omega$ și $r_o = 75\Omega$.

Să se determine influența valorilor finite ale parametrilor AO asupra funcției de transfer în buclă închisă.

Rezolvare: Circuitul pe care se face simularea are aspectul din fig. 4.11, unde AO s-a înlocuit cu modelul din fig. 4.8. Utilizând modelul AO nu mai sunt necesare sursele de alimentare.

Analiza potrivită în astfel de situații este **.TF**.

Extrasul din fișierul de ieșire care

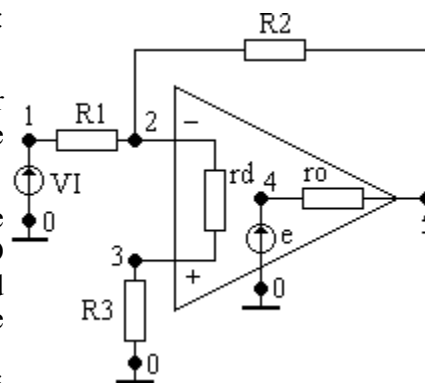


Fig. 4.11 Circuitul din exemplul 4.1.

conține descrierea circuitului și rezultatul analizei este:

```
**** 01/06/101 16:11:48 ***** Evaluation PSpice (Jan 1994) *****
Circuitul din Exemplul 4.1
****  CIRCUIIT DESCRIPTION
*****
*(notatiile nodurilor corespund fig. 4.11)
*descrierea elementelor circuitului
R1  1  2  1E4
R2  2  5  1E5
R3  3  0  9.1E3
RL  5  0  2E3
*modelul AO
rd  3  2  2meg
ro  4  5  75
*sursa de tensiune comandata "e" are:
*n+=4, n-=0, nc+=3 si nc-=2
e  4  0  3  2  100
*sursa independenta de tensiune de la intrare
VI  1  0  ac  0.1
*calculul functiei de transfer
.TF  V(5)  VI
*instructiunea de marcare a sfarsitului fisierului sursa
.END

****  SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
      V(5)/VI = -8.967E+00
      INPUT RESISTANCE AT VI = 1.103E+04
      OUTPUT RESISTANCE AT V(5) = 7.465E+00
*****
```

Prin calcul analitic, aplicând relațiile (1.18), (1.20) și (1.21) se obține următorul rezultat: $A_{re}^i = -8,967$, $R_{in,re}^i = 10,99k\Omega \cong 11k\Omega$ și $R_{o,re}^i = 7,432\Omega$. Valorile calculate analitic sunt foarte apropiate de cele obținute prin simulare, relația amplificării circuitului fiind chiar identică cu cea relevată de simulare.

Prin simulare în *PSpice* se evită astfel calcule laborioase, așa cum ar fi, de exemplu, determinarea amplificării reale în buclă închisă cu ajutorul relației (1.18).

Exemplul 4.2 – optimizarea funcționării unui circuit

Să se proiecteze un amplificator, realizat cu AO de tipul 741, având rezistența de intrare $R_{in} = 1k\Omega$ și amplificarea ideală $A_{id} = 100$. Circuitul trebuie să prelucreze semnale sinusoidale cu amplitudine mică, 1...5mV, în domeniul de frecvențe 0...10kHz.

Utilizând modelul de AO de tipul UA741 din biblioteca de modele EVAL.LIB să se evalueze performanțele circuitului. Dacă este nevoie, să se

optimizeze performanțele circuitului, astfel încât la frecvența maximă din domeniul de frecvențe, eroarea relativă a amplificării în buclă închisă să fie maxim 5%.

Rezolvare: valoarea rezistenței de intrare fiind mică se utilizează o configurație inversoare la care relațiile de dimensionare sunt:

$$R_1 = R_{in} = 1k\Omega, R_2 = R_1 \cdot A_{id} = 100k\Omega \text{ și } R_3 = R_1 \parallel R_2 \cong 1k\Omega.$$

Se aplică o analiză de regim tranzitoriu, pentru cazul cel mai defavorabil și anume la frecvența maximă a semnalului de intrare. Circuitul utilizat la simulare și numerotarea nodurilor se prezintă în fig. 4.9. Descrierea circuitului din fișierul sursă este:

Circuitul din Exemplul 4.2

*(notațiile nodurilor corespund fig. 4.9)

*descrierea elementelor circuitului

R1 1 2 1E3

R2 2 6 1E5

R3 3 0 1E3

*descrierea AO

X1 3 2 4 5 6 UA741

.LIB EVAL.LIB

*alimentarea în c.c. a circuitului

V+ 4 0 DC 15

V- 5 0 DC -15

*sursa independentă de tensiune de la intrare

VI 1 0 SIN(0 1M 10K)

*analiza de regim tranzitoriu

.TRAN 1U 400U 0 1U

*instrucțiunea de reprezentare grafică

.PROBE

.END

Rezultatul analizei .TRAN se prezintă în fig. 4.12. Prin activarea cursorului se poate pune în evidență amplitudinea semnalului de ieșire, care are valoarea egală cu 72,2mV, ceea ce determină o eroare de 27,8%, inacceptabil de mare.

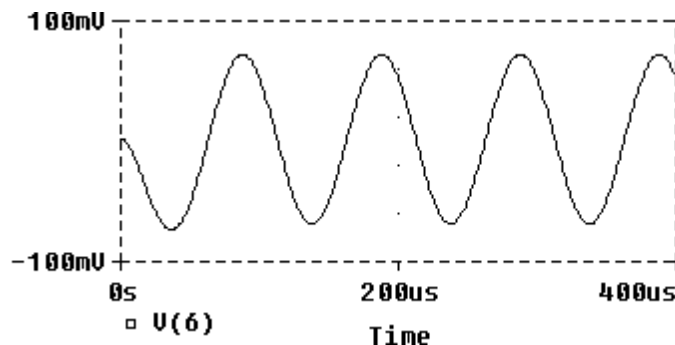


Fig. 4.12 Rezultatul analizei .TRAN pentru circuitul din exemplul 4.2.

Soluții de optimizare:

- a) înlocuirea AO cu unul mai bun, care are produsul amplificare-bandă mai mare. Biblioteca EVAL.LIB pune la dispoziție modelul unui AO cu JFET la intrare, numele modelului fiind LF411. Prin simulare se obține la ieșire un semnal cu amplitudinea de 98,86 mV.
- b) legarea în cascada a două amplificatoare identice realizate cu AO de tipul UA741. Prin simulare se obține la ieșire un semnal cu amplitudinea de 97,57 mV.
În ambele cazuri eroarea este mai mică de 5%.

Exemplul 4.3 – reducerea distorsiunilor armonice

În cazul conversiei unui semnal triunghiular în semnal sinusoidal se poate utiliza circuitul diferențial, descris în paragraful 2.6.3 și având schema reprezentată în fig. 2.25.

Considerând un etaj diferențial realizat cu tranzistoarele bipolare de tipul 2N2222, rezistoarele din colector egale între ele, având valoarea $R_{C1} = R_{C2} = 5k\Omega$ și curentul de polarizare al etajului diferențial $I_{EE} = 1mA$, să se dimensioneze rezistențele de degenerare în emitor, R_{E1} și R_{E2} , astfel încât distorsiunile armonice totale, THD , să fie minime și să respecte condiția $THD < 5\%$.

Rezolvare: determinarea THD se face efectuând o analiză Fourier cu ajutorul instrucțiunii .FOUR. La intrarea circuitului se conectează o sursă independentă de tensiune de regim tranzitoriu, cu variație triunghiulară și frecvența de 1kHz.

Pentru determinarea valorii rezistențelor de degenerare care asigură THD minim, se efectuează o analiză parametrică .STEP, modificând simultan valorile pentru R_{E1} și R_{E2} . În acest scop se definește un singur parametru R_E pentru rezistența de degenerare cu ajutorul instrucțiunii .PARAM. Valoarea acestei rezistențe este de ordinul sute de ohmi. De aceea, mai întâi, se modifică valoarea lui R_E cu pasul de incrementare de 100 ohmi, apoi, în jurul valorii pentru care THD este minim, modificarea se face cu un pas mai mic, de 10 ohmi.

Fișierul sursă, în cazul pasului de incrementare de 100 ohmi, este:

Circuitul din exemplul 4.3 (fig. 2.25)

*descrierea semnalului triunghiular de la intrare

VI 1 0 PULSE(-1 1 0 500U 500U 1n 1M)

*descrierea circuitului

Rc1 7 2 5K

Rc2 7 4 5K

*definirea parametrică a rezistenței de degenerare

.PARAM Re=0

.STEP PARAM Re LIST 100 200 300 400 500 600 700

Re1 3 6 {Re}

```

Re2  5      6      {Re}
Q1   2      1      3      Q2N2222
Q2   4      0      5      Q2N2222
.LIB  EVAL.LIB
Iee  6      8      1M
V+   7      0      DC    15
V-   8      0      DC    -15
.TRAN 50E-6 4M    0      50E-6
.PROBE
*analiza Fourier
.FOUR 1K      V(2,4)
.END

```

Rezultatele grupate ale analizei, în cazul pasului de incrementare egal cu 100 ohmi, sunt:

```

PARAM RE = 400 TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.238233E+01 PERCENT
PARAM RE = 500 TOTAL HARMONIC DISTORTION = 6.667024E+00 PERCENT
PARAM RE = 600 TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.596656E+00 PERCENT
PARAM RE = 700 TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.613319E+00 PERCENT

```

Valoarea minimă *THD* se obține pentru $R_E = 600\Omega$.

Se mai rulează o dată programul pentru pasul de incrementare egal cu 10 ohmi în jurul valorii de 600 ohmi. Rezultatele grupate ale analizei sunt:

```

PARAM RE = 590 TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.802607E+00 PERCENT
PARAM RE = 600 TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.596656E+00 PERCENT
PARAM RE = 610 TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.490279E+00 PERCENT
PARAM RE = 620 TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.493258E+00 PERCENT
PARAM RE = 630 TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.588159E+00 PERCENT

```

Valoarea minimă a *THD* se obține pentru $R_E = 610\Omega$.

4.3 SISTEMUL DE PROGRAME *MATHCAD*

4.3.1 Descriere generală

- *Mathcad* este un program informatic destinat rezolvării problemelor de calcul numeric;
- *Mathcad* permite reprezentarea grafică plană și în spațiu;
- *Mathcad* permite calculul integral, al derivatei unei funcții într-un punct, al sistemelor de ecuații neliniare, calculul matriceal etc.;

- *Mathcad* permite utilizarea notației matematice obișnuite;
- tot ceea ce apare pe ecran se poate tipări sub aceeași formă;
- pentru orice modificare de date, variabile sau ecuații, *Mathcad* reface calculele și redesenează graficele;
- *Mathcad* este autodocumentat prin intermediul unui *Help*, accesabil cu **F1** sau din meniul principal;
- *Mathcad* are un editor propriu; ceea ce se introduce devine *document Mathcad*;
- comenzile devin operaționale prin utilizarea butoanelor, prin tastarea numelui comenzii sau prin intermediul unui sistem de meniuri;
- într-un document orice definiție, ecuație, text-comentariu sau reprezentare grafică ocupă un spațiu numit *regiune*; regiunile sunt disjuncte două câte două;
- procesul de calcul constă în evaluarea regiunilor – de sus în jos și de la stânga la dreapta.

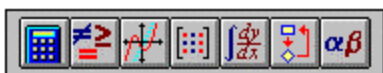
Fereastra aplicație

Fereastra aplicație conține:

- linia titlu care conține titlul documentului;
- icoanele de minimizare, maximizare și de închidere a ferestrei;
- meniul principal, care este o listă orizontală cu numele unor meniuri;

File Edit Text Math Graphics Symbolic Window Books Help

- paleta matematică (math palette), butoane pentru accesarea diferitelor funcții matematice, a operatorilor, graficelor, matricilor și literelor grecești;



- linia cu butoane (tool bar), care permite accesarea directă, cu mouse-ul, a celor mai importante comenzi, fără a mai fi necesară selectarea lor prin meniuri;



- banda (font bar), o bară cu butoane și zone de text prin care se indică stilul, corpurile de literă, dimensiunea caracterelor etc.;



- bara de navigare prin “cartea electronică” (Electronic Book); cartea reprezintă, în format electronic, o culegere de formule și constante din fizică, matematică, rezistența materialelor, utilizabile în documentele nou create.



Operatorii Mathcad

Operatorii *Mathcad* sunt:

- **operatorul atribuire/definire** Se obține tastând “:=”
- **operatorul de afișare** Se obține tastând “=”
- **operatorul de definire globală** Se obține tastând “Shift + ~”
- **operatorii algebrici**

Efectuarea calculelor

- se folosesc operatorii algebrici;
- rezultatul expresiei este afișat după tastarea operatorului de afișare “=”;
- pe foaia de lucru, înaintea introducerii unei regiuni, cursorul este sub forma unei cruciulițe de culoare roșie, indicând locul unde începe regiunea respectivă;
- în regiunea corespunzătoare unei expresii de calcul, ecuații sau zonă grafică, cursorul *Mathcad* devine o bară verticală, de culoare albastră, indicând locul unde se inserează ceea ce se tastează;
- în urma tastării unui operator algebric se afișează un dreptunghi – numit *poziție marcată*; el ține locul expresiei care urmează să fie tastată;
- pentru modificări în documentul tastat se poate plasa cursorul la dreapta caracterelor care trebuie modificate și se tastează *Backspace* sau se poate plasa cursorul la stânga caracterelor și se tastează *Delete*.

Identificatorii *Mathcad*

Identificatorii *Mathcad* reprezintă numele dat variabilelor, constantelor și funcțiilor. Pot fi:

- litere latine, mari și mici
! *Mathcad face distincție între literele mari și mici !*
- cifre de la 0 la 9; un identificator nu poate începe cu o literă;

- caractere speciale: $_$, $\%$, \cdot (punct); simbolurile care urmează după punct sunt scrise de *Mathcad* ca indice.

Programul *Mathcad*, versiunea Student 6.0, cuprinde și un *Tutorial*, mult mai bogat în informațiile necesare utilizării *Mathcad* decât cele câteva noțiuni introductive prezentate mai sus.

Pentru a parcurge fișierele *Mathcad* cuprinse în lucrare și pe CD, noțiunile prezentate înseamnă doar un punct de plecare. Înainte de lucrul efectiv, se recomandă parcurgerea acestui *Tutorial*.

Instalarea programului

Pachetul de instalare conține șapte foldere, notate *Disk 1...Disk 7*, în subdirectorul *Mathcad6* de pe CD. Instalarea este ușoară și presupune parcurgerea următorilor pași:

- se copiază folderul *Mathcad6* de pe CD pe hard disc (de exemplu, pe discul "C");
- se intră în folderul *Disk 1* și se lansează executabilul *Setup.exe*;
- în fereastra de dialog "Insert New Disk", la cererea discului următor, pentru ca instalarea să poată continua, se tastează numărul următorului disc.

4.3.2 Aplicații ale programului *Mathcad*

Fișierele scrise în *Mathcad* au avantajul că sunt interactive, utilizatorul având posibilitatea să introducă, pentru un anumit circuit, propriile date de proiectare și să obțină comod rezultatul proiectării. *Mathcad* actualizează rapid orice modificare a datelor de intrare, reface calculele și redesenează toate graficele.

Exemplul 4.4 – alegerea amplificatorului operațional

Să se determine mărimile necesare alegerii unui amplificator operațional care lucrează într-un circuit de amplificare, pentru care se cunosc următoarele date:

- valoarea amplificării ideale în buclă închisă $A_{id}=10$;
- viteza maximă de variație a semnalului de intrare $SR_{in}=3V/\mu s$;
- rezistența minimă de intrare a montajului $R_{inmin}=1G\Omega$;
- banda de frecvență a semnalului prelucrat $f_{max}=20kHz$;
- amplitudinea maximă a semnalului de intrare $U_{inmax}=0,1V$;
- eroarea relativă de determinare a amplificării în buclă închisă, datorită valorii finite a amplificării în buclă deschisă $e_a=10\%$.

Rezolvare: rezistența de intrare a montajului are valoare foarte mare și ea nu poate fi asigurată decât de un amplificator neinversor. Fișierul *Mathcad*, convertit în text, are următorul aspect:

Alegerea amplificatorului operational

1. Date de proiectare

- amplificarea ideala in bucla inchisa: $A_{id} := 10$
- viteza maxima de variatie a semnalului de intrare: $SR_{in} := 3 \cdot 10^6$
- rezistenta de intrare a montajului: $R_{in} := 10^9$
- banda de frecventa: $f_{max} := 20 \cdot 10^3$
- amplitudinea maxima a semnalului de intrare: $U_{in} := 0.1$
- eroarea datorata amplificarii finite in bucla deschisa: $era := 0.01$

2. Calcule

2.1 Determinarea SR-ului AO

a) in cazul general, al unui semnal de orice forma:

$$SR1 := SR_{in} \qquad SR1 = 3 \cdot 10^6$$

b) in cazul unui semnal sinusoidal:

$$SR2 := 2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot U_{in} \cdot A_{id} \qquad SR2 = 1.257 \cdot 10^5$$

SR-ul AO trebuie sa fie mai mare sau cel putin egal cu SR.

$$SR_{ao} := \begin{pmatrix} SR1 \\ SR2 \end{pmatrix}$$

$$SR := \max(SR_{ao})$$

2.2 Determinarea amplificarii minime in bucla deschisa:

- la circuitul neinversor factorul de reactie este $1/b = A_{id}$:

$$a := \frac{1 - era}{\sqrt{1 - (1 - era)^2}} \cdot A_{id} \qquad a = 70.179$$

2.3 Determinarea PAB minim necesar:

$$PAB := f_{max} \cdot a \qquad PAB = 1.404 \cdot 10^6$$

2.4 Determinarea valorii minime a rezistentei de intrare diferentiale:

$$rd := \frac{R_{in}}{1 + a \cdot A_{id}} \qquad rd = 1.423 \cdot 10^6$$

3. Concluzii:

AO corespunde aplicatiei date daca se caracterizeaza prin urmatoarele valori minime ale parametrilor:

$$SR = 3 \cdot 10^6 \quad PAB = 1.404 \cdot 10^6 \quad rd = 1.423 \cdot 10^6$$

Exemplul 4.5 – studiul stabilității unui circuit realizat cu AO

Să se analizeze stabilitatea unui amplificator inversor realizat cu AO de tipul 741. Elementele circuitului au valorile $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 100k\Omega$ și $R_C = 9,1k\Omega$. Funcția de transfer în buclă deschisă a AO de tipul 741 se caracterizează prin doi poli reali, negativi, la care corespund frecvențele: $f_{p1} = 5Hz$ și $f_{p2} = 2MHz$.

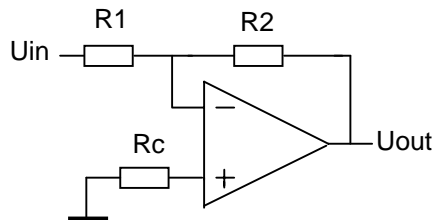
Rezolvare: *Mathcad* oferă avantajul trasării rapide a cracteristicilor de frecvență (Bode), fără să fie nevoie să se parcurgă toți pașii descriși în paragraful 4.1.4.

Modul de lucru este următorul: pe caracteristica de amplitudine se determină frecvența f_o la care se întâlnesc curbele $a(f)$ și $1/b$. Cunoscând această valoare de frecvență, se determină, pe caracteristica de fază, marginea de fază.

Fișierul *Mathcad*, convertit în text, are următorul aspect:

Studiul stabilitatii unui circuit realizat cu AO

Schema circuitului si valorile rezistentelor:



$$R1 := 10^4 \quad R2 := 10^5 \quad R_c := 9.1 \cdot 10^3$$

AO de tipul 741 se caracterizeaza in bucla deschisa prin:

- amplificarea in bucla deschisa $a_0 = 200.000$
- frecventa primului pol $fp1 = 5Hz$
- frecventa celui de al doile pol $fp2 = 2MHz$

Trasarea caracteristicilor BODE :

$$a_0 := 2 \cdot 10^5 \quad fp1 := 5 \quad fp2 := 2 \cdot 10^6$$

- definirea frecventei: $i := 0, 0.1.. 8$

$$f(i) := 10^i$$

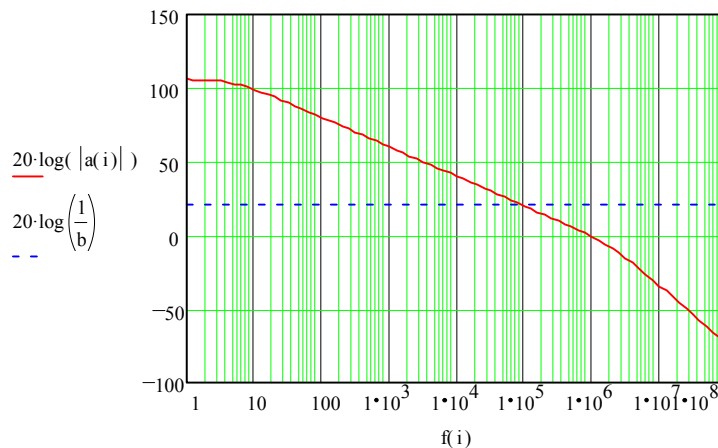
- functia de transfer in bucla deschisa:

$$a(i) := \frac{a0}{\left(1 + j \cdot \frac{f(i)}{fp1}\right) \cdot \left(1 + j \cdot \frac{f(i)}{fp2}\right)}$$

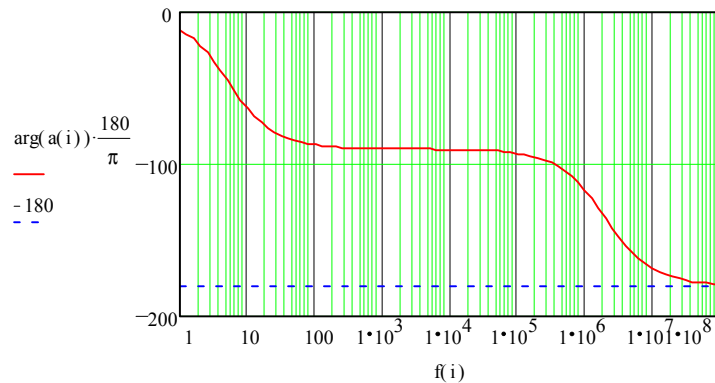
- factorul de reacție:

$$b := \frac{R1}{R1 + R2}$$

Caracteristica de amplitudine:



Caracteristica de fază:



Rezultatul studiului stabilității:

- frecvența de intersecție dintre curbele a(f) și 1/b

$$f_0 := 7.94 \cdot 10^4$$

- faza amplificării în buclă deschisă:

$$pha := -92.3$$

- determinarea marginii de fază:

$$mf := 180 + pha$$

$$mf = 87.7$$

Concluzie : marginea de fază (87.7°) fiind pozitivă și mai mare de 45°, circuitul este stabil și AO nu trebuie compensat în frecvență.