

Marijan Leban, Baldomir Zajc
Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo
Tržaška 25, 61000 Ljubljana, Slovenija

Makromodel za operacijske ojačevalnike

A Macromodel for Operational Amplifiers

POVZETEK -- Predstavljen je makromodel za operacijske ojačevalnike, ki je še posebej primeren za vezja, kjer je pomemben prehodni pojav op. ojačevalnika. Parametri makromodela se izračunajo iz tipičnih podatkov v katalogu ali iz merjenih vrednosti. Makromodel je dovolj natančen za splošne aplikacije in lahko zadovoljivo simulira malosignalno in velikosignalno obnašanje op. ojačevalnikov. Obenem se z njegovo uporabo zmanjša kompleksnost vezja v primerjavi z modeliranjem na nivoju posameznih elektronskih komponent, zato je simulacija hitrejša in cenejša.

ABSTRACT -- A macromodel for operational amplifiers is presented with reference to circuits where the settling behaviour of the op amps is of particular concern. The macromodel parameters are found from typical data sheet or measured characteristics. It is shown that the macromodel is accurate enough for general purpose applications and it can satisfactorily simulate both small-signal and large-signal behaviour of the op amps. The macromodel also reduces the circuit complexity in comparison to modeling the op amps at the electronic device level, so the simulation is faster and less costly.

1. Uvod

Načrtovanje diskretnih in integriranih elektronskih vezij je vedno bolj računalniško podprto, kar omogoča hitrejši in cenejši razvoj. Ni potrebno več zamudno sestavljanje prototipov in njihovo preizkušanje, ampak je ta faza nadomeščena z računalniško simulacijo, ki pa zahteva ustrezne modele za elektronske komponente in sklope. Zahtevajo se modeli, ki so relativno enostavni, da je omogočeno simuliranje večjih vezij, morajo pa biti vseeno dovolj natančni, da dobro ponazarjajo obnašanje resničnih elementov. Obe zahtevi sta si nasprotujoči in uporabljeni modeli so kompromis med njima. Če bi se uporabljali preveč enostavni modeli, bi bilo omogočeno simuliranje velikih vezij, vendar bi bili dobljeni rezultati zaradi nenatančnosti neuporabni. Po drugi strani pa pomenijo zelo natančni modeli zmanjšanje velikosti vezja, ki ga je mogoče uspešno simulirati, ker bi se pri večjih vezjih kljub dobrim modelom povečala numerična napaka.

Večina simulacijskih programov kot so SPICE in podobni imajo vgrajene zelo dobre modele za transistorje in diode, nimajo pa modelov za operacijske ojačevalnike ali pa so ti modeli zelo enostavni, zato se razvijajo posebni modeli, ki bolje ponazarjajo delovanje op. ojačevalnikov. Ti modeli se običajno imenujejo makromodeli, ker so uporabni za večino vrst analiz. V opisu vezja se podajajo kot podvezja, lahko pa se jih vgradi tudi kot modele v simulacijski program. Če le-ta to omogoča. Ker je nemogoče modelirati vse lastnosti v enem modelu, li naj bi še vedno ostal enostaven, se pojavljajo različni makromodeli, ki imajo povdarek na natančnejšem ponazarjanju ene skupine lastnosti na

račun manj natančnega simuliranja ostalih lastnosti. V tem članku je predstavljen makromodel, ki ima povdarek na simuliranju prehodnega pojava op. ojačevalnika (settling behaviour) pri vzbujanju s pravokotnimi signali.

2. Operacijski ojačevalnik

Splošno znane lastnosti op. ojačevalnikov so veliko enosmerno ojačanje odprte zanke, velika vhodna in majhna izhodna upornost, zato so te lastnosti upoštewane v vsakem najpreprostejšem nadomestnem vezju. Ob teh pa so pomembne še nekatere druge lastnosti kot: frekvenčni potek ojačanja, sofazno ojačanje, šum, PSRR faktor, maksimalni izhodni tok in napetost, največji nagib izhodne napetosti (slew rate), umiritveni čas (settling time) in še nekatere druge. Največji nagib izhodne napetosti je pomemben pri krmiljenju op. ojačevalnika s signali, ki imajo zelo kratek čas vzpona ali padca, to so pravokotni impulzi in pa sinusni signal velike frekvence in ustrezne amplitude. Definicija največjega nagiba izhodne napetosti (slew rate) je:

$$SR = \left| \frac{d u(t)_{iz}}{dt} \right|_{max} = \frac{i(t)_c}{C_c} \quad (1)$$

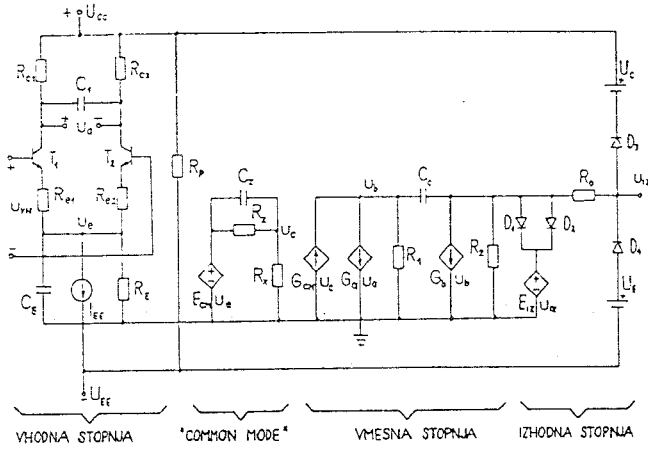
kjer je $i(t)_c$ polnilni tok v kompenzacijski kondenzator C_c . Za pozitivni naklon je uporabljena oznaka SR^+ , za negativni naklon pa SR^- . Če je SR majhen, potem pri krmiljenju s pravokotnimi signali ne pride do prenehavanja (settling behaviour), oziroma je to majhno in umiritveni čas (settling time) je majhen v primerjavi s časom vzpona (padca), ki je odvisen od velikosti SR , zato njegova zanemaritev ne pomeni večje napake. Drugače je, če je SR velik in je zato čas vzpona majhen. Takrat je prehodni pojav iznihavanja večji in umiritveni čas je primerljiv s časom vzpona ali pa je celo večji od njega, zato bi zanemaritev umiritvenega časa povzročila napako, ki ne bi bila zanemarljiva. Pri bipolarnih op. ojačevalnikih je bil SR majhen, zato ni bilo potrebno modeliranje umiritvenega časa, pri bipolarnih op. ojačevalnikih s FET ali MOS vhodom pa je SR precej večji, enako tudi pri MOS ojačevalnikih, zato je potrebno modeliranje tudi tega časa.

3. Modeliranje operacijskega ojačevalnika

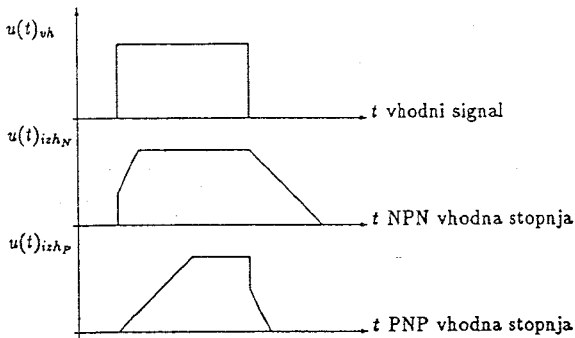
V grobem lahko delimo modeliranje na dva načina:

- poenostavljanje resničnega vezja, ki ohranja fizikalno sliko dejanskega vezja
- sinteza novega vezja iz idealnih elementov, če poenostavljanje resničnega vezja ne bi dalo ustreznih rezultatov.

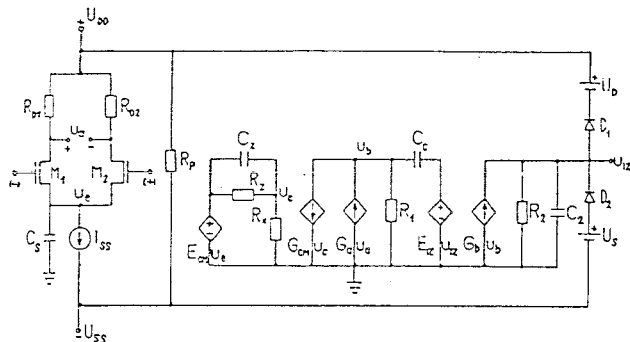
Za bipolarne op. ojačevalnike, ki so se najprej pojavili, je bilo razvitih več makromodelov, neke najprimernejši pa je makromodel iz [3], ki je prikazan na sliki 1, dodan pa mu je še "common mode" del [4] za natančnejše simuliranje sofaznega ojačanja pri višjih frekvencah. Iz slike je razvidno, da je vhodna stopnja modelirana s poenostavljanjem resničnega vezja, ostale stopnje pa so dobljene s sintezo idealnih elementov. Vhodna stopnja modelira nelinearno vhodno karakteristiko, ničelno napetost in tok ter vhodno upornost. V tem delu je modelirana tudi nelinearnost odziva pri prekrmljenju na vhodu. Za vezavo op. ojačevalnika kot napetostnega sledilnika so možni odzivi prikazani na sliki 2. Zaradi stopnice, ki se pojavlja v odzivu na sliki 2, je v vhodni stopnji dodan kondenzator C_E , medtem ko kondenzator C_1 uvaja nedominanten pol. Naslednja stopnja je "common mode", ki je bila že opisana, sledita pa ji še vmesna in izhodna stopnja. V vmesni stopnji je modelirano ojačanje in dominanten pol v frekvenčnem poteku ojačanja ter maksimalni nagib izhodne napetosti s pomočjo kompenzacijskega kondenzatorja C_c . Ker bi pri prekrmljenju na vhodih lahko napetost v tej stopnji narasla preko razumne meje zaradi velikega ojačanja op. ojačevalnika, je upor R_1 izbran okrog 100 K in so šele na osnovi te izbire izračunani ostali elementi. Izhodna stopnja modelira izhodno upornost in omejuje maksimalno izhodno napetost ter maksimalni izhodni tok.



Slika 1: Makromodel za bipolarne operacijske ojačevalnike



Slika 2: Odziv napetostnega sledilnika, če ga prekrmlimo na vohodu



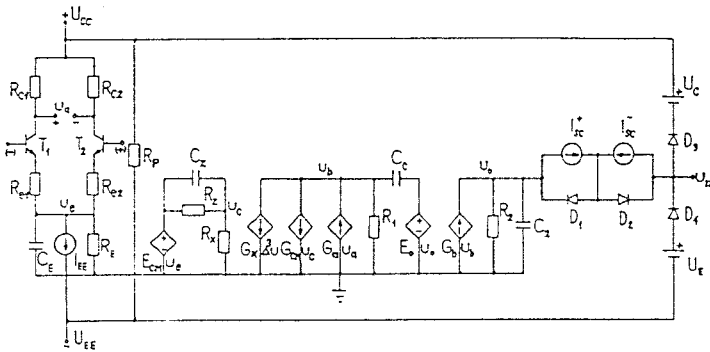
Slika 3: Makromodel za MOS operacijske ojačevalnike

Na osnovi tega makromodela je bil razvit makromodel za FET/bipolarne op. ojačevalnike [5], ki se od predhodnega razlikuje le v vhodni stopnji, kjer so bipolarni transistori nadomeščeni s FET transistori. Omeniti velja, da je pri teh op. ojačevalnikih največji nagib izhodne napetosti (slew rate) precej večji kot prej in je zato pomembnejši tudi prehodni pojav na izhodu pri krmljenju s pravokotnimi impulzi na vходу, vendar makromodel tega ne upošteva. To pomankljivost odpravlja makromodel za MOS op. ojačevalnike [6], ki je prikazan na sliki 3, dodan pa mu je tudi že prej omenjeni "common mode" del [4]. Ker je razvit na osnovi predhodnih dveh makromodelov, jima je zelo podoben in ponazarja iste lastnosti ob teh pa še prehodni pojav ob prekrmljenju na vходу. Zaradi tega je izračun elementov drugačen kot prej in upor R_1 ni več poljubno določljiv, vendar napetost v vmesni stopnji ne naraste pretrano kljub morebitno velikemu R_1 , ker je ojačanje MOS (CMOS) op. ojačevalnikov precej manjše kot pri bipolarnih. Pri MOS op. ojačevalnikih tudi ni potrebno modelirati omejevanja izhodnega toka, zato je upor R_o s slike 1 izpuščen. Izpuščen je tudi kondenzator C_1 v vhodni stopnji, ker nedominanten pol sedaj modelira kondenzator C_2 v izhodni stopnji, ki modelira tudi prehodni pojav.

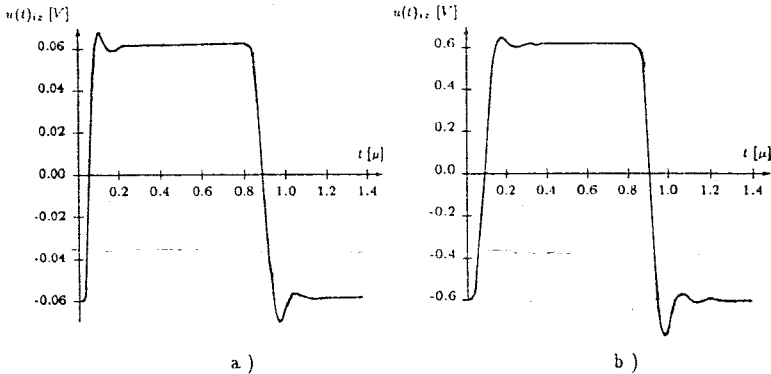
S pomočjo makromodela za MOS op. ojačevalnike je bil dopolnjen makromodel za bipolarne in FET/bipolarne (razlika je le v vhodni stopnji) op. ojačevalnike [10], ki ponazarja tudi prehodni pojav, ko je op. ojačevalnik prekrmljen. Model je prikazan na sliki 4, v dodatku A pa so podane potrebne enačbe za izračun elementov iz podatkov v katalogu ali pa iz merjenih vrednosti. Iz slike 4 je razvidno, da ima model omejevanje največjega izhodnega toka v izhodni stopnji realizirano s pomočjo dveh tokovnih virov in dveh diod, ki morata biti idealni (padec napetosti na njima je blizu 0V) zaradi dodanega nelinearnega krmljenega tokovnega vira $G_K \Delta^3 u$ v vmesni stopnji. Njegova naloga je, da začne pri dovolj veliki napetosti u_s (ko naraste čez napetost napajanja) odjemati tok iz vozlišča in tako omeji napetost u_s . Če ne bi bilo tega omejevanja, bi napetost u_s zaradi velikega ojačanja narasla na nekaj 1000V pri velikem prekrmljenju na vходу, kar pa bi pomenilo znatno napako v simulaciji delovanja op. ojačevalnika pri vračanju iz prekrmljenja v normalno delovanje ali pa pri prehodu v nasprotno prekrmljenje.

4. Rezultati

Izboljšan makromodel s slike 4 je bil preverjen za FET/bipolarni op. ojačevalnik OP-16A/E [9] in dobljeni rezultati kažejo zelo dobro ujemanje z merjenimi vrednostmi v katalogu. Pri AC analizi je odstopanje minimalno, pri tranzientni analizi, zaradi katere je bil model dopolnjen, je ujemanje tudi dobro in je čas prehodnega pojava zelo blizu času v katalogu, manjša razlika je v samem poteku



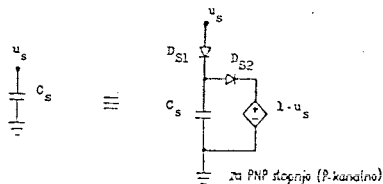
Slika 4: Izboljšan makromodel za bipolarne operacijske ojačevalnike

Slika 5: Odziv makromodela v vezavi napetostnega sledilnika pri tranzientni analizi za pravokoten impulz na vходу (a) U_{PP} na vходу je 120 mV ; b) U_{PP} na vходу je $1,2\text{ V}$)

prehodnega pojava, ki je v modelu močnejše dušen kot pri dejanskem vezju. Na sliki 5 sta prikazana dva odziva makromodela dobljena pri tranzientni analizi, ko je op. ojačevalnik vezan kot napetostni sledilnik. V odzivu ni stopnice kot na sliki 2, ker je bil uporabljen ojačevalnik s FET vhomom, pri tej vrsti op. ojačevalnikov in tudi pri nekaterih bipolarnih pa običajno ni stopnice v odzivu. V teh primerih se lahko kondenzator C_E s slike 4 izpusti, če je pa SR^+ različen od SR^- , potem mora C_E ostati v modelu, le da se mu doda še nekaj elementov za odpravo stopnice, kar je prikazano na sliki 6 [10]. Diodi sta modelirani kot idealni, zato je emisijski faktor $\tau = 0.01$ ali celo $\tau = 0.001$.

5. Zaključek

V referatu je obravnavano modeliranje op. ojačevalnikov in opisan je makromodel, ki upošteva ob ostalih lastnostih op. ojačevalnika tudi prehodni pojav (settling behaviour). Vsi parametri modela so izračunljivi s pomočjo podatkov v katalogu ali pa merjenih vrednosti, zato je primeren za uporabo pri analizi diskretnih vezij z op. ojačevalniki kot tudi pri analizi integriranih vezij. Model je v primerjavi z resničnim vezjem precej enostavnejši in omogoča zato analizo večjih vezij, kljub svoji



Slika 6: Vežje za zagotovitev nesimetričnega nagiba izhodne napetosti brez stopnice v odzivu

relativni enostavnosti pa zelo dobro ponazarja delovanje resničnega operacijskega ojačevalnika.

Literatura

- [1] J.E. Solomon, "The monolithic op-amp - A tutorial study," IEEE J.Solid-State Circuits, vol. SC-9, pp. 314-332, Dec. 1974.
- [2] P.R. Gray, and R.G. Meyer, "MOS operational amplifier design - A tutorial overview," IEEE J.Solid-State Circuits, vol. SC-17, pp. 969-982, Dec. 1982.
- [3] G.R. Boyle, B.M. Cohn, D.O. Pederson, and J.E. Solomon, "Macromodeling of integrated circuit operational amplifiers," IEEE J.Solid-State Circuits, vol. SC-9, Dec. 1974.
- [4] M. Vehovec in sodelavci, "Računalniška analiza elektronskih vezij, II. del," Elaborat znanstveno raziskovalne naloge št. 781/7890-79, Fakulteta za elektrotehniko v Ljubljani, str. 137-164.
- [5] G. Krajewska, and F.E. Holmes, "Macromodeling of FET/bipolar operational amplifiers," IEEE J.Solid-State Circuits, vol. SC-14, pp. 1083-1087, 1979.
- [6] C. Turchetti, and G. Masetti, "A macromodel for all-MOS operational amplifiers," IEEE J.Solid-State Circuits, vol. SC-18, pp. 389-394, Aug. 1983.
- [7] C.T. Chuang, "Analysis of settling behaviour of an operational amplifier," IEEE J.Solid-State Circuits, vol. SC-17, pp. 74-80, Feb. 1982.
- [8] P. Weil, and L.P. McNamee, "A nonlinear macromodel for operational amplifiers," Circuit Theory and Applications, vol. 6, pp. 57-64, 1978.
- [9] "Linear and Conversion Products," Precision Monolithics Incorporated, Data Book 1984, pp. 5-90 - 5-103.
- [10] M. Leban, "Diplomsko delo," Fakulteta za elektrotehniko v Ljubljani, 1987.

Dodatek A: Enačbe za izračun parametrov makromodela

- μ - enosmerno ojačanje
- ω_{0t} - mejna frekvenca pri 0 dB, ki ne upošteva nedominantnega pola
- $U_T = \frac{kT}{q}$
- ω_{1d} - dominanten pol diferencialnega ojačanja
- ω_{2d} - nedominanten pol diferencialnega ojačanja
- ω_{1s} - pol sofaznega ojačanja
- t_{set} - umiritveni čas (settling time)

- t_s - čas vzpona (slew rate time)
 C_c - kompenzacijski kondenzator
 C_L - bremenski kondenzator
 U_0 - amplituda vhodne stopnice

$$\omega_2' = \frac{2}{t_{scl} - t_s} \ln \frac{100 SR^+}{x U_0 \sqrt{\omega_{ot} \omega_2}}$$

$$x = 0.1 \text{ ali } 0.01$$

$$I_{SD1} = I_{SD2} = 10^{-16} \text{ A}$$

$$n_{D1} = n_{D2} = 0.01$$

$$I_{SD3} = I_{SD4} = 8 \cdot 10^{-16} \text{ A}$$

$$E_o = 1$$

$$U_C = U_{CC} - U_{IZ}^+ + U_T \ln \frac{I_{SC}^+}{I_{SD3}}$$

$$U_E = U_{EE} + U_{IZ}^- + U_T \ln \frac{I_{SC}^-}{I_{SD1}}$$

$$R_2 = R_{IZ}$$

$$C_2 = \frac{C_L}{\frac{\omega_2'}{\omega_1} - 1}$$

$$G_b = \frac{1}{R_2} - \omega_2 C_2$$

$$G_a = \omega_{ot} C_c \left(\frac{1 - G_b R_2}{G_b R_2} \right)$$

$$R_1 = \frac{\mu}{G_a G_b R_2}$$

$$R_{c1} = R_{c2} = \frac{1}{G_a}$$

$$G_{CM} = (R_{c1} C M R R)^{-1}$$

$$C_z = 1 \text{ nF}$$

$$R_z = (\omega_1 C_z)^{-1}$$

$$R_z = \frac{1}{G_a (\omega_2' - \omega_1)}$$

$$E_{CM} = \frac{(R_z + R_2)}{R_z}$$

$$R_p = \frac{(U_{CC} + |U_{EE}|)^2}{P_d - U_{CC} 2I_{c1} - |U_{EE}| I_E}$$

$$G_K = \frac{2I_{c1}}{\Delta u^3} - \frac{I_{IZ} + \frac{\mu}{R_2}}{\Delta u^3 R_1 G_b}$$

$$I_{IZ} + \frac{\mu}{R_2} = \min(I_{SC}^+ + \frac{U_T}{R_2}; I_{SC}^- + \frac{U_T}{R_2})$$

$$\Delta u = u_o - u_{I2}$$

$$I_{c1} = I_{c2} = \frac{SR^+ G_a}{2\omega_{ot}}$$

$$I_{B1} = I_B + \frac{I_{c1}}{2}$$

$$I_{B2} = I_B - \frac{I_{c2}}{2}$$

$$\beta_1 = \frac{I_{c1}}{I_{B1}}$$

$$\beta_2 = \frac{I_{c2}}{I_{B2}}$$

$$R_{c1} = R_{c2} = \frac{\beta_1 + \beta_2}{\beta_1 + \beta_2 + 2} (R_{c1} - \frac{U_T}{I_{c1}})$$

$$R_E = \frac{2R_{VH1}}{\beta_1 + \beta_2 + 2}$$

$$I_{EE} = \left(\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} + \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \right) I_{c1}$$

$$C_E = I_{EE} \left(\frac{1}{SR^-} - \frac{1}{SR^+} \right)$$

$$I_{S1} = 8 \cdot 10^{-16} \text{ A}$$

$$I_{S2} = \left(1 + \frac{U_{c1}}{U_T} \right)$$

$$n = \frac{R_{VH1} - (\beta_1 + \beta_2 + 2) R_{c1} (I_B^2 - \frac{I_{c1}^2}{2})}{2U_T I_B}$$

