ISSN 0002-306X. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2004. Т. LVII, № 3.

ՀՏԴ 519.8.518.854 ԱՎՏՈՄԱՏԱՑՈՒՄ ԵՎ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐ

Վ.Շ. ՄԵԼԻՔՅԱՆ, Ս.Մ. ՍԱՐԳՍՅԱՆ, Դ.Ա. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՍԽԵՄԱՆԵՐԻ ՆԵՐՔԻՆ ՄԻՋՄԻԱՑՈՒՄՆԵՐԻ ՄԱԿՐՈՄՈԴԵԼ

Դիտարկված է գերմեծ ինտեգրալ սխեմաների ներքին միջմիացումների կենտրոնացված պարամետրերով մակրոմոդել, որը բավարար ճշտությամբ բնութագրում է իրական գծում ընթացող գործընթացները: Մասնավորապես, հաշվի են առնվել լարման ու հոսանքի ալիքների աղավաղումները և ազդանշանի տարածման հապաղումը: Տարբեր դեպքերի համար դիտարկվել են միջմիացման մակրոմոդելի տարբերակներ: Կառուցվել է բազմասեկցիոն մոդել և SPICE սխեմատեխնիկական ծրագրի օգնությամբ կատարվել է տարբեր մոդելների և ռեժիմների համեմատություն:

Առանցքային բառեր. ներքին միջմիացումներ, միջմիացման մակրոմոդել, ազդանշանի հապաղում, մոդելավորում:

Ինտեգրալ սխեմաների (ԻՍ) արագագործության մեծացմանը զուգընթաց գնալով ավելի է մեծանում միջմիացումների ազդեցության չափը վերջիններիս բնութագրերի վրա [1]: Միջմիացումներով են պայմանավորված ոչ միայն ազդանշանի հապաղումները, այլ նաև փոխադարձ և այլ տիպի աղմուկները, որոնք կարող են բերել ԻՍ-ի անաշխատունակության: Այսպիսով, արագագործ ԻՍ-երի հաշվարկն անհրաժեշտ է կատարել՝ հաշվի առնելով միջմիացումների ազդեցությունը:

Միջմիացումներում ընթացող գործընթացները սովորաբար [2,3] նկարագրվում են մասնակի ածանցյալներով դիֆերենցիալ հավասարումներով: Դրանց լուծման համար մշակված են մի շարք թվային մեթոդներ [3,4,5], որոնք տարբերվում են ճշտությամբ, ընդհանրականությամբ և աշխատատարությամբ: Այդ մեթոդները կիրառելի են բաշխված կառուցվածքներով միջմիացման ներկայացման դեպքում: Սակայն զգալիորեն մեծ թվով միջմիացումներ պարունակող գերմեծ ԻՍ-երի հաշվարկն այդպիսի մեթոդներով անհնարին է՝ վերջիններիս մեծ աշխատատարության պատճառով, ուստի, պահանջվում է կառուցել հաշվարկի ընդունելի ճշտություն ապահովող, արտաքին ելուստների հոսանքները և լարումները նկարագրող բավականին պարզ, բայց և կենտրոնացված պարամետրերով մակրոմոդելներ:

Համասեռ միջմիացման բաշխված մոդելը [2] երկար RLC գիծ է (նկ.1), որը նկարագրվում է հավասարումների

$$\frac{\partial U}{\partial x}+L_0\frac{\partial I}{\partial t}+R_0 I=0,\qquad \frac{\partial I}{\partial x}+C_0\frac{\partial U}{\partial t}+G_0 U=0 \tag{1}$$

համակարգով, որտեղ U-ն, I-ն լարումը և հոսանքն են, L_0-ն, C_0-ն, R_0-ն, G_0-ն՝ համապատասխանաբար, միավոր երկարության ինդուկտիվությունը, ունակությունը, դիմադրությունը և կորստի հաղորդականությունը:

(1) հավասարումների համակարգը կարող է ճշգրտորեն բանաձևային եղանակով լուծվել միայն այն մասնավոր դեպքում, երբ տեղի ունի հետևյալ պայմանը.

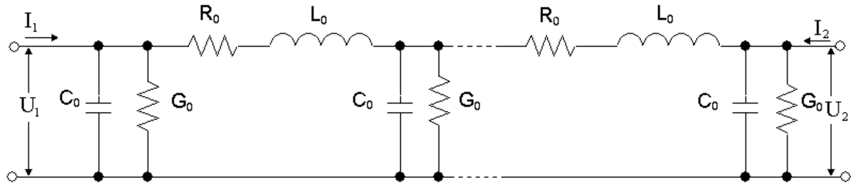
$$L_0G_0=R_0C_0: \tag{2}$$

(2) պայմանի կատարման դեպքում (մասնավորապես անկորուստ գծի համար) կարելի է ստանալ ճշգրիտ հավասարումներ, որոնք կապ են հաստատում կառուցվածքի ծայրամասերի I_1, I_2 հոսանքների և U_1, U_2 լարումների միջև.

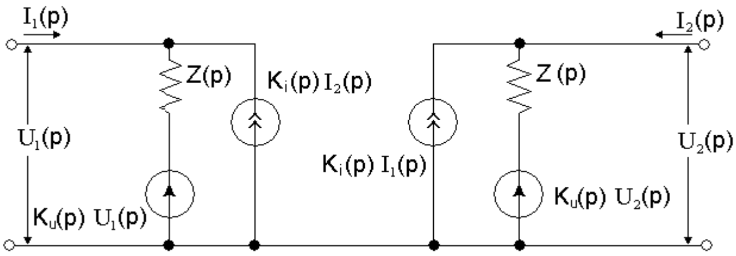
$$\begin{aligned} U_1(t) &= e^{-\mu} U_2(t-t_h) + Z_{ա}\left[I_1(t) + e^{-\mu} I_2(t-t_h)\right], \\ U_2(t) &= e^{-\mu} U_1(t-t_h) + Z_{ա}\left[I_2(t) + e^{-\mu} I_1(t-t_h)\right], \end{aligned} \tag{3}$$

որտեղ $t_h = \sqrt{LC}$, $Z_{ա} = \sqrt{L/C} = \sqrt{R/G}$, $\mu = \sqrt{RG}$, L -ը, C -ն, R -ը, G -ն կառուցվածքի լրիվ ինդուկտիվությունը, ունակությունը, դիմադրությունը և հաղորդականությունն են, այսինքն L_0 -ն, C_0 -ն, R_0 -ն, G_0 -ն՝ բազմապատկած գծի երկարությամբ:

(2) պայմանի կատարման դեպքում (3) հավասարումների համակարգը երկար գծի ճշգրիտ կենտրոնացված պարամետրերով մակրոմոդելն է, որին համապատասխանում է նկ.2-ի համարժեք սխեման:



Նկ.1. Երկար գծի բաշխված մոդելը



Նկ.2. Մակրոմոդելի համարժեք սխեման

Այս մոդելը նկարագրում է գծում տարածվող լարման և հոսանքի ալիքները: Այս դեպքում տարածման գործընթացում ալիքների աղավաղումը նրանց $e^{-\mu}$ անգամ թուլացումն է և t_h –ով հապաղումը:

$$\begin{aligned} x_i(t) + \tau_{xi} x_i'(t) &= \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{N} K_{x0ij}\left[x_j(t - t_{hxij}) + \tau_{xij} x_j'(t - t_{hxij})\right] + \\ &+ Z_{0i}\left[y_i(t) + \tau_{yi} y_i'(t) + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{N} K_{y0ij}\left(y_j(t - t_{hyij}) + \tau_{yij} y_j'(t - t_{hyij})\right)\right], \quad i = 1, \ldots, N: \end{aligned} \tag{4}$$

$$x_i+\tau_{xi}x_i'=\sum_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{N}K_{x0ij}\left(x_j+\tau_{xij}x_j'\right)+Z_{0i}\left[y_i+\tau_{yi}y_i'+\sum_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{N}K_{y0ij}\left(y_j+\tau_{yij}y_j'\right)\right],\quad i=1,\ldots,N: \qquad (5)$$

Ավելի ընդհանուր դեպքում, եթե (2) պայմանը չի կատարվում, զիծը հանգեցնում է լրացուցիչ աղավաղումների՝ տարածվող ալիքների ճակատի երկարաձգման տեսքով: Նմանատիպ աղավաղումներն առաջանում են իրական գծերում պարամետրերի հաճախությունից և մի շարք այլ գործոններից կախվածության հետևանքով: Այդ պատճառով, ընդհանուր դեպքում պետք է օգտագործել (4) կամ (5) մոդելներից մեկը ոչ զրոյական հաստատուն ժամանակներով, ինչը և կապահովի ճակատների երկարաձգման մոդելավորումը: (5) մոդելը ստացվում է (4)-ից՝ փոքր ժամանակահատվածների դեպքում:

(1) հավասարումը կարելի է հանգեցնել հիպերբոլական տիպի հեռահաղորդակցման հավասարումներից մեկին: Այն ունի (6) տեսքը՝ $a_0=0,\ \ b_0=0$ պայմանների դեպքում:

$$\mathrm{div}\left(a_0x+a_1\mathrm{grad}x\right)+a_2x=a_3\frac{dx}{dt}+a_4\frac{\partial^2x}{\partial t^2},$$

$$y=b_0x+b_1\mathrm{grad}x+b_2\frac{\partial y}{\partial t}: \qquad (6)$$

Բարդ և փոփոխվող հեռահաղորդակցման հավասարման բնութագիրը դժվարացնում է ցանկացած պարամետրերի զուգակցման դեպքում աշխատունակ, միասնական մոդելի կառուցումը: Սակայն կարելի է առաջարկել որոշ այդպիսի մոդելներ: Մոդելների պարամետրերի կապը կառուցվածքի պարամետրերի հետ կարելի է գտնել մոդելները նկարագրող օպերատորական արտահայտությունները համեմատելով երկար գծի ճշգրիտ օպերատորական արտահայտությունների հետ [2]: Համասեռ գծում արտաքին հոսանքները և լարումները միմյանց հետ կապված են

$$\begin{aligned}I_i(p)&=Y_{11}(p)\left[U_i(p)-K(p)U_j(p)\right],\\ U_i(p)&=Z_{11}(p)\left[I_i(p)-K(p)I_j(p)\right]\end{aligned} \qquad (7)$$

օպերատորական արտահայտություններով, որտեղ $Y_{11}(p)$-ն, $Z_{11}(p)$-ն մուտքային հաղորդականության և դիմադրության օպերատորական պատկերներն են, $K(p)$-ն՝ ելքում պարապ ընթացքի ռեժիմում լարման կամ կարճ միացման ռեժիմում հոսանքի փոխանցման գործակցի օպերատորական պատկերը: (1) հավասարման ճշգրիտ լուծմամբ $K(p)$–ի համար ստացվում է

$$K(p)=\mathrm{sch}\sqrt{(R+pL)(G+pC)} \qquad (8)$$

արտահայտությունը, իսկ մուտքային դիմադրության և մուտքային հաղորդականության $D(p)$ հարաբերակցության համար՝

$$D(p)=\frac{Z_{11}(p)}{Y_{11}(p)}=\frac{R+pL}{G+pC}: \qquad (9)$$

(4) մակրոմոդելում գոյություն ունեն $K(p)$-ի և $D(p)$-ի հետևյալ կապերը.

$$K(p)=\frac{K_i(p)+K_u(p)}{1+K_i(p)K_u(p)},\qquad D(p)=Z^2(p)\frac{1-K_i^2(p)}{1-K_u^2(p)},\tag{10}$$

որտեղ

$$K_u(p)=\frac{1+p\tau_1}{1+p\tau_u}e^{-pt_{hu}},\tag{11}$$

$$K_i(p)=\frac{1+p\tau_2}{1+p\tau_i}e^{-pt_{hi}},\qquad Z(p)=\frac{1+p\tau_i}{1+p\tau_u}:\tag{12}$$

(11) և (12) – ի գործակիցների համեմատությունը (p աստիճանների դեպքում, երբ $p\to 0$, և $1/p$ աստիճանների դեպքում, երբ $p\to\infty$) թույլ է տալիս մի շարք դեպքերում բանաձևորեն միմյանց կապել մոդելի և բաշխված կառուցվածքի պարամետրերը:

Դիտարկենք մոդելների տարբերակներ՝ սկսած ամենապարզից՝ տեղադրելով $t_{hu}=t_{hi}=0$: Զրոյական հապաղումներով մոդելները քոմփյութերային իրականացման տեսանկյունից ավելի պարզ են և բազմաթիվ միջմիացումներով մեծ սխեմաների հաշվարկի դեպքում ավելի հարմար է իրապես օգտագործել միայն այդպիսի մոդելներ: (12) արտահայտությունից հետևում է, որ զրոյական հապաղումների և $K_u\neq 0$, $K_i\neq 0$ դեպքերում պետք է տեղադրել $\tau_1=\tau_2=0$, այլապես $K(\infty)\neq 0$, ինչը հակասում է երկար գծերում անցումային գործընթացների բնույթին: Այդ դեպքում, (5) հավասարման հիման վրա, մոդելներն ունենում են հետևյալ տեսքը.

$$\begin{aligned}U_1+\tau_u U_1'-K_{u0}U_2&=Z_0\left(I_1+\tau_i I_1'+K_{i0}I_2\right),\\ U_2+\tau_u U_2'-K_{u0}U_1&=Z_0\left(I_2+\tau_i I_2'+K_{i0}I_1\right):\end{aligned}\tag{13}$$

Մոդելի հինգ պարամետրերը՝ Z_0-ն, K_{u0}-ն, K_{i0}-ն, τ_u-ն, τ_i-ն, կարելի է գտնել՝ համեմատելով (3) և (11) արտահայտությունները $p=0$ դեպքում, p-ի գործակիցները (3) և (11) արտահայտություններում վերածելով շարքի $p\to 0$ դեպքում և համեմատելով $D(p)$-ի համար ստացված արտահայտությունները՝ $p\to\infty$ դեպքում:

Գրառումների պարզեցման համար ներմուծենք ժամանակի հարաբերական հաստատուններ՝ $\tilde{\tau}_u=\tau_u/(CR-LG)$, $\tilde{\tau}_i=\tau_i/(CR-LG)$, հարաբերական դիմադրություն՝ $\tilde{Z}=Z_0\sqrt{G/R}$ և գծի ոչ իդեալականության գործակից՝ $H=(CR-LG)/(CR+LG)$, որը բնութագրում է կառուցվածքի պարամետրերի՝ (2) պայմանից շեղման աստիճանը: H գործակիցը փոփոխվում է -1 արժեքից ($CR=0$ դեպքում) մինչև 1 ($LG=0$ դեպքում) սահմաններում և հավասար է զրոյի՝ իդեալական գծի համար, ինչը բավարարում է (2) պայմանին: Ներմուծենք նաև a գործակիցը.

$$a=\sqrt{\frac{1+H}{1-H}}\cdot\frac{\mu-H\,sh\mu\left(ch\mu-\sqrt{\frac{1+H}{1-H}}sh\mu\right)}{\mu+H\,sh\mu\left(ch\mu-\sqrt{\frac{1+H}{1-H}}sh\mu\right)}:\tag{14}$$

Հաշվի առնելով ներմուծված նշանակումները՝ մոդելի պարամետրերը որոշվում են հետևյալ հարաբերություններով.

Եթե $th\mu < a < cth\mu$, ապա $\tilde{Z} = a$, $K_{u0} = ch\mu - a sh\mu$, $K_{i0} = ch\mu - \frac{1}{a} sh\mu$,

$$\tilde{\tau}_u = \frac{Hsh\mu\left(K_{i0} + K_{u0}\right)}{2\mu^2\left(\frac{1}{a} - \sqrt{\frac{1-H}{1+H}}\right)},\quad \tilde{\tau}_i = \frac{Hsh\mu\left(K_{i0} + K_{u0}\right)}{2\mu^2\left(\sqrt{\frac{1+H}{1-H}} - a\right)}: \tag{15}$$

Եթե $a \le th\mu$, ապա $K_{i0} = 0$, $\tau_u = \frac{th\mu}{2\mu}$, $\tilde{Z} = th\mu$, $K_{u0} = sch\mu$,

$$\tau_i = \sqrt{\frac{1-H}{1+H}}\Big/2\mu: \tag{16}$$

Եթե $a \ge cth\mu$, ապա $\tilde{Z} = cth\mu$, $K_{u0} = 0$, $K_{i0} = sch\mu$,

$$\tau_u = \sqrt{\frac{1+H}{1-H}}\Big/2\mu,\ \ \tau_i = \frac{th\mu}{2\mu}: \tag{17}$$

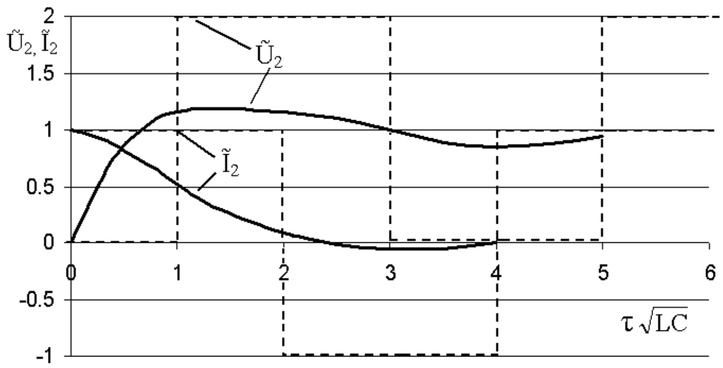
(13) մոդելի հատկությունների դիտարկումն սկսենք ամենավատ դեպքից, որը համապատասխանում է $H = 0$ -ին, այսինքն՝ իդեալական գծին: Այս դեպքում $a = 1$, և պարամետրերը որոշվում են (15) արտահայտություններով, որոնցից կարելի է ստանալ.

$$Z_0 = \sqrt{R/G} = \sqrt{L/C},\qquad K_{u0} = K_{i0} = e^{-\mu},\ \ \tau_u = \tau_i = \sqrt{LC}: \tag{18}$$

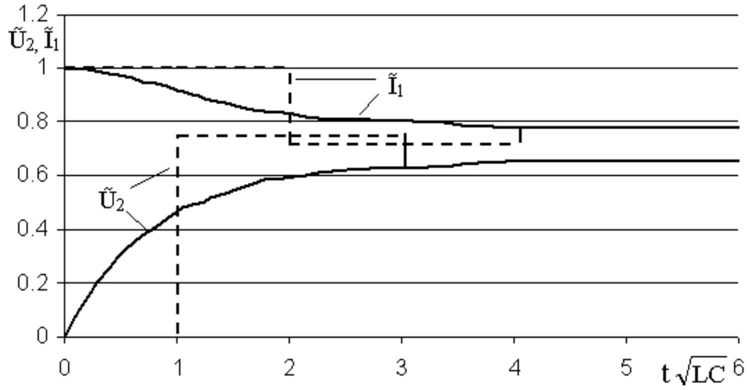
Մոդելում $D(p) = R/G = L/C$, որը նմանեցվում է (9) ճշգրիտ արտահայտությանը՝ հաշվի առնելով (2) պայմանը: Սակայն $K(p)$ արտահայտությունը, իհարկե, ամբողջությամբ չի համընկնում (8) ճշգրիտ արտահայտությանը:

Քանի որ ճշգրիտ լուծումից տարամիտումը որոշվում է $K(p)$ բնութագրով, ապա մոդելի ամենամեծ սխալանքն ստացվում է ըստ ելքի ու մուտքի գծի առավելագույն անհամաձայնության և $\mu \to 0$ դեպքում: Ամենավատ դեպքը իդեալական աստիճանի E լարման կիրառումն է $\mu = 0$ -ով գծի վրա՝ $R_{բ}$ անսահման դիմադրությամբ բեռի դեպքում: Համապատասխան $\tilde{U}_2(t) = U_2(t)/E$ և $\tilde{I}_2(t) = I_2 Z_0/E$ անցումային բնութագրերը բերված են նկ.3ա - ում:

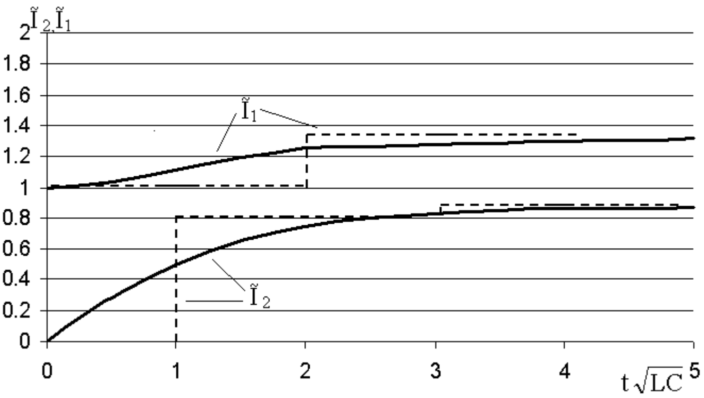
Տվյալ դեպքում ճշգրիտ լուծումը հոսանքի և լարման չմարող ուղղանկյուն իմպուլսներն են, իսկ մոդելը տալիս է շատ արագ մարող տատանումներ:



ա)



բ)

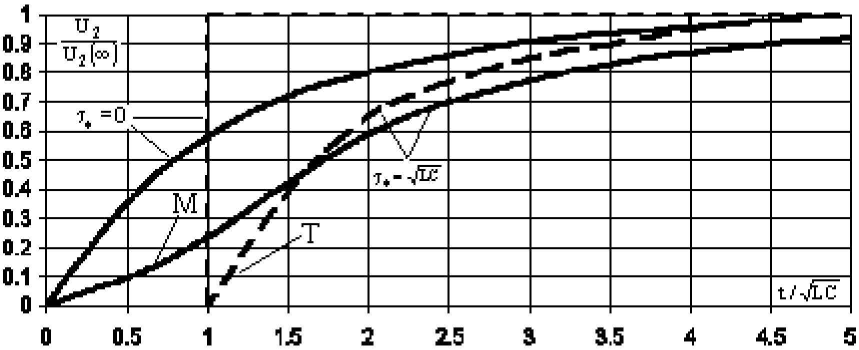


գ)

Նկ.3. $R_{գ0}=0$ դեպքում անցողիկ գործընթացները իդեալական գծի (13) մոդելում (հոծ կորերը համապատասխանում են մոդելին, իսկ կետագծերը՝ ճշգրիտ լուծմանը)

ա) $R_{բ}=\infty$, $\mu=0$; բ) $R_{բ}=\infty$, $\mu=1$; գ) $R_{բ}=0$, $\mu=1$

Սակայն բեռի վերջավոր դիմադրությունների, μ պարամետրի և տրվող ազդանշանների վերջավոր ճակատների դեպքում մոդելի ճշտությունը, նույնիսկ իդեալական գծի համար, զգալիորեն մեծանում է: Ինչպես երևում է նկ.3բ-ից և գ-ից, μ մարման աճը զգալիորեն մեծացնում է մոդելի ճշտությունը նույնիսկ գծերի համաձայնեցման բացակայության դեպքում: Նկ.4-ում ցույց են տրված համաձայնեցված գծի ծայրում անցողիկ գործընթացները, մուտքում $\tau_{\phi}=\sqrt{LC}$ ժամանակի հաստատունի հետ աճող լարման կիրառման և իդեալական փոխանջատման դեպքում ($\tau_{\phi}=0$): Բերված գրաֆիկից հետևում է, որ արդեն $\tau_{\phi}=\sqrt{LC}$ դեպքում անցողիկ գործընթացի լրիվ տևողությունը բնութագրվում է բավականին ճշգրիտ: Դրան պետք է ավելացնել, որ համաձայնեցված գծի մուտքային հոսանքը բնութագրվում է մոդելով բացարձակ ճշտությամբ, քանի որ համաձայնեցված գծի մուտքային դիմադրության հաշվարկման արտահայտությունը համընկնում է ճշգրիտի հետ:



Նկ.4. $R_գ = R_բ = \sqrt{LC}$ և մուտքային ազդանշանի $\tau_ф$ տևողության տարբեր արժեքների դեպքում մոդելով ստացված արդյունքները (հոծ կորերը համապատասխանում են մոդելին, իսկ կետագծերը՝ ճշգրիտ լուծմանը)

Դիտարկենք ոչ իդեալական գծի դեպքը: Եթե $H \neq 0$, ապա մոտավորապես $|H| < \mu sch\mu \cdot csh\mu$ միջակայքում մոդելի պարամետրերը նախկինի պես որոշվում են (15) արտահայտություններով: Այնուհետև տեղի է ունենում սահուն (առանց պարամետրերի արժեքների խզման) անցում (17) արտահայտությանը՝ $H > 0$ դեպքում, կամ (16) արտահայտությանը՝ $H < 0$ դեպքում: Իսկ H մոդելի հետագա մեծացման դեպքում տեղի է ունենում պարամետրերի թռիչքաձև փոփոխություն, քանի որ (14) արտահայտությամբ որոշվող a(H) կախվածությունն ունի խզում, $H > 0$ դեպքում պարամետրերը սկսում են որոշվել (16) արտահայտությամբ, իսկ $H < 0$ դեպքում՝ (17) արտահայտությամբ: Դա կապված է հեռահաղորդակցման հավասարումների որակական փոփոխությունների հետ, որոնք C-ի կամ L-ի՝ զրոյի ձգտելու դեպքում ձևափոխվում են հիպերբոլիկից պարաբոլիկ տիպի:

Դիտարկենք գործնականում լայն տարածում ունեցող դեպք: Այն տեղի ունի դիֆուզիայի, ջերմահաղորդականության, կիսահաղորդիչներում լիցքակիրների տեղափոխման և կուտակման, ինչպես նաև բաշխված RC-կառուցվածքներում տեղի ունեցող գործընթացներում: Այդ դեպքում (14)-(16) արտահայտությունների հիման վրա մոդելի հետևյալ պարամետրերի համար ստանում ենք.

եթե $\sqrt{L/C} > R\left(\sqrt{129}-3\right)/12$, ապա $Z_0 = \sqrt{L/C} + 2L/CR - 2R/3$,

$$K_{u0} = 1,\ K_{i0} = 1 - R/Z_0,\ \tau_u = C(Z_0 - R/L),\ \tau_i = \sqrt{LC}(1 - R/2Z_0); \quad (19)$$

եթե $\sqrt{L/C} \le R\left(\sqrt{129}-3\right)/12$, ապա

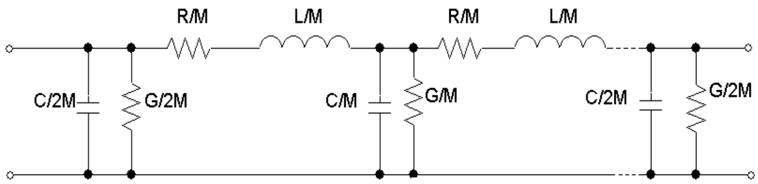
$$Z_0 = R,\ K_{u0} = 1,\ K_{i0} = 0,\ \tau_u = CR/2,\ \tau_i = \sqrt{LC}/2: \quad (20)$$

Այսպիսով, (13) մոդելը, լինելով պարզ, ներառում է բաշխված RCL - կառուցվածքի պարամետրերի բոլոր հնարավոր զուգակցությունները և կառուցվածքում ազդանշանի հապաղման մեծ ժամանակի դեպքում ապահովում է հաշվարկի բավարար ճշգրտություն:

Դիտարկենք (4) հապաղումներով ավելի բարդ և ճշգրիտ մոդելը, որի հավասարումները տվյալ դեպքում ունեն հետևյալ տեսքը.

$$
\begin{aligned}
&U_1 + \tau_u U_1'(t) - K_{u0}\left[U_2(t - t_{hu}) + \tau_{u1} U_2'(t - t_{hu})\right] = \\
&\qquad = Z_0\left\{I_1(t) + \tau_i I_1'(t) + K_{i0}\left[I_2(t - t_{hi}) + \tau_{i1} I_2'(t - t_{hi})\right]\right\}, \\
&U_2 + \tau_u U_2'(t) - K_{u0}\left[U_1(t - t_{hu}) + \tau_{u1} U_1'(t - t_{hu})\right] = \\
&\qquad = Z_0\left\{I_2(t) + \tau_i I_2'(t) + K_{i0}\left[I_1(t - t_{hi}) + \tau_{i1} I_1'(t - t_{hi})\right]\right\}:
\end{aligned}
\tag{21}
$$

(21) մոդելի տարբերակները մեկը մյուսից տարբերվում են գծի պարամետրերի միջև առնչությունների և պարամետրերի որոշման գծով: Ընդհանուր դեպքում հնարավոր չէ գտնել պարզ բանաձևային կապ կառուցվածքի պարամետրերի միջև, քանի որ հավասարումները, որոնք ստացվում են (3)-ի և (11)-ի համեմատությունից, ոչ միշտ են որոշված կամ ենթարկվում են միայն թվային լուծման: Այդ պատճառով հիմնականում հարկադրված կիրառում են պարամետրերի թվային նույնականացում: Սակայն մասնավոր դեպքերում հնարավոր է և բանաձևային լուծում:



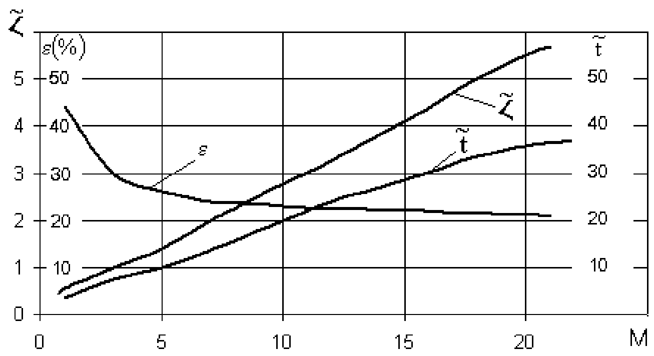
Նկ.5. Բազմասեկցիոն մոդել

(2) պայմանին բավարարող իդեալական գծի համար $Z_0 = \sqrt{L/C}$, $K_{u0} = K_{i0} = e^{-\mu}$, $t_{hu} = t_{hi} = \sqrt{LC}$, $\tau_u = \tau_i = \tau_{u1} = \tau_{i1} = 0$, և մոդելը դառնում է ճշգրիտ, նույնական (3)-ին: Քանի որ ճշտությունը ստացվում է հապաղումների ներմուծման և, համապատասխանաբար, մոդելի բարդեցման միջոցով, օգտակար է համեմատել տրված մոդելը, օրինակ, բազմասեկցիոն M հատ RCLG օղակներից բաղկացած մոդելի հետ (նկ.5): Նկ.6-ում ներկայացված են այդ համեմատության արդյունքները:

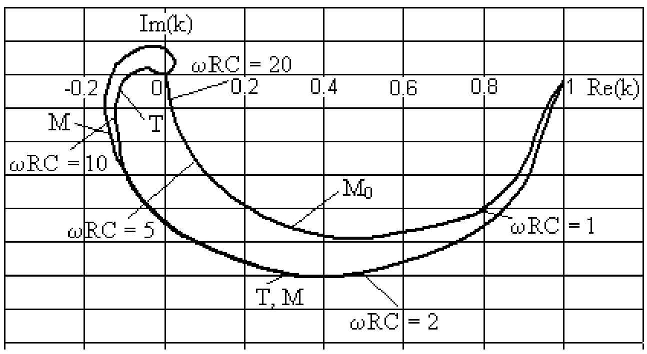
$\tilde{\zeta}$ հիշողության հարաբերական կորուստները որոշվել են որպես M - սեկցիոն մոդելի հիշողության իրականացման հարաբերությունը (21) մոդելի կորուստներին՝ առաջին կարգի ինտեգրման անուղղակի մեթոդի իրականացման դեպքում: Ինտեգրման մեթոդի կարգի մեծացման դեպքում $\tilde{\zeta}$-ը կլինի ավելի մեծ: (21) հիշողության կորուստները գնահատվել են ըստ ժամանակի 10 կետերի հիշման կետերի կոորդինատների: Մեքենայական $\tilde{t}$ ժամանակի հարաբերական կորուստները որոշվել են ելքում կարճ փակված գծում անցողիկ գործընթացի հաշվարկի ժամանակ՝ գծի մուտքին իդեալական միավոր աստիճանի լարման կիրառման դեպքում: Գիծը համարվել է առանց կորուստների ($R = 0,\ G = 0$): Ինտեգրման միջակայքը $0 \div 4\sqrt{LC}$ է: Որպես միավոր ընդունված է (21) մոդելի հաշվարկային ժամանակը: Ինտեգրալային ε սխալանքը որոշվել է ելքային լարման ժամանակային կախվածության և ճշգրիտ կախվածության միջև մակերեսը բաժանելով ճշգրիտ ելքային իմպուլսի մակերեսի վրա: (21) մոդելի համար նմանատիպ սխալանքը որոշվում է ինտեգրման նվազագույն h_{min} քայլով և հավասար է

$h_{min}/2\sqrt{LC}$: Գործնական հաշվարկների դեպքում այն կազմում է մոտ 2%: Հաշվարկները կատարվել են սխեմատեխնիկական մոդելավորման SPICE համակարգով:

Նկ.6-ի կորերը ցույց են տալիս, որ նույնիսկ $M = 20$ դեպքում բազմասեկցիոն մոդելի սխալանքը համարյա մեկ կարգով մեծ է, քան (21) մոդելի սխալանքը, և համարյա նույնքան անգամ մեծ են հիշողության և մեքենայական ժամանակի ծախսերը: Ընդ որում՝ $\tilde{\zeta}$ հիշողության ծախսերը համարյա չորս անգամ փոքրացված են, քանի որ տվյալ կոնկրետ օրինակում բավարար է հիշել ըստ ժամանակի 2 կետ՝ 10-ի փոխարեն, ինչպես ընդունված էր նկ.6-ի կառուցման ժամանակ:



Նկ.6. M-սեկցիոն մոդելի $\tilde{\zeta}$ հիշողության հարաբերական կորուստների, $\tilde{t}$ ժամանակի և սխալանքի համեմատությունը (21) մոդելի հետ



Նկ.7. RC - կառուցվածքի (T կոր), (13) մոդելի (M_0 կոր) և (21) մոդելի (M կոր) փոխանցման գործակցի ամպլիտուդա- փուլային բնութագրերը

RC - կառուցվածքի համար մոդելի և կառուցվածքի պարամետրերի միջև հնարավոր է հետևյալ բանաձևային կապը՝ $K_{u0} = 1$, $K_{i0} = 0$, $Z_0 = R$, $\tau_i = t_{hi} = \tau_{u1} = \tau_{i1} = 0$, $\tau_u = RC/6$, $t_{hu} = RC\left(1/2 - 1/\sqrt{6}\right)$:

Նկ.7-ում բերված են $K(\omega)$ փոխանցման գործակցի ամպլիտուդա- փուլային բնութագրերը՝ T ճշգրիտ կորը, (21) M մոդելը, առանց հապաղումների M_0 մոդելը (13):

Նույնատիպ համախությունների համապատասխան կետերը միացված են ուղիղների հատվածներով:

Նկարը ցույց է տալիս, թե ինչքանով է մեծանում ճշտությունը $t_{hu} \neq 0$ ներմուծման հաշվին:

Այսպիսով, մշակված է արագագործ ինտեգրալ սխեմաների ներքին միջմիացումների մակրոմոդել, որում հաշվի են առնված հոսանքի և լարման ալիքների աղավաղումներն ու ազդանշանի տարածման հապաղումը: Դրա հաշվին մշակված մակրոմոդելն ապահովում է հաշվարկային արդյունքների ավելի մեծ ճշտություն՝ գրականությունից հայտնի այլ մոդելների համեմատությամբ:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Palenius T., Roos J.** An Efficient Reduced-Order Interconnect Macromodel for Time-Domain Simulation // Proceedings of ISCAS'03. - 2003. - Vol. 4. - P- 628-63.
2. **Achar R. and Nakhla M.** Simulation of high-speed interconnects // Proceedings IEEE. – 2001. - Vol. 89, N 5. - P. 693-728.
3. **Odabasioglu A., Celik M. and Pileggi L.T.** PRIMA: passive reduced-order interconnect macromodeling algorithm // IEEE Trans. Computer-Aided Design. - 1998. - Vol. 17, N8. - P. 645-654.
4. **Cangellaris A. and Igarashi M.** Rules for robust generation of accurate reduced-order models for highspeed coupled interconnections // IEEE Trans. Adv. Packag. – 2001. - Vol. 24, N 2. - P. 120-125.
5. **Palenius T., Roos J., and Aaltonen S.** Development and Comparison of Reduced-Order Interconnect Macromodel for Time-Domain Simulation // Proceedings of ICECS'02. - 2002. - Vol. 2. - P. 757-760.

ՀՊՃՀ: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 05.02.2004:

В.Ш. МЕЛИКЯН, С.М. САРГСЯН, Д.А. ПЕТРОСЯН

МАКРОМОДЕЛЬ ВНУТРЕННИХ МЕЖСОЕДИНЕНИЙ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Рассмотрена сосредоточенная макромодель внутренних межсоединений быстродействующих интегральных схем, которая достаточно точно описывает процессы, происходящие в реальной линии. В частности, учтены искажения волн тока и напряжения, а также задержка распространения сигнала. Исследованы разные макромодели межсоединений для различных случаев. Построена многосекционная макромодель. Произведено сравнение разных моделей и режимов с помощью схемотехнического пакета SPICE.

V.SH. MELIKYAN, S.M. SARGSYAN, D.A. PETROSYAN

MACROMODEL OF INTERNAL INTERCONNECTIONS OF INTEGRATED CIRCUITS

The concentrated macromodel of internal interconnections of high-speed integrated circuits which precisely enough describes the processes occurring in a real line is considered. In particular, current and voltage waveform distortions, and also a delay of signal propagation are taken into account. Different interconnection macromodels for various cases are investigated. The multisection macromodel is constructed. Comparison of different models and modes with the tools of SPICE package is made.