

Elosztott paraméterű aktív RC áramkörök

ETO 621.372.21:621.372.57:687.3.06 KEPAN

A szigetelő- és félvezető alapú integrált áramköri technika előretörésével különösen megnőtt az elosztott paraméterű RC (\overline{RC}) és aktív RC (\overline{ARC}) hálózatok jelentősége. Ezen áramkörök alkalmazásával nagymértékű méretcsökkenés és megbízhatóság érhető el.

1971-ben kezdődött meg az együttműködés a REMIX Rádiótechnikai Vállalat és a RME Híradástechnikai Elektronika Intézet között az elosztott paraméterű hálózatok analízis és tervezési módszereinek kidolgozásában. A munka eredményeit tanulmányok [1...8] foglalják össze.

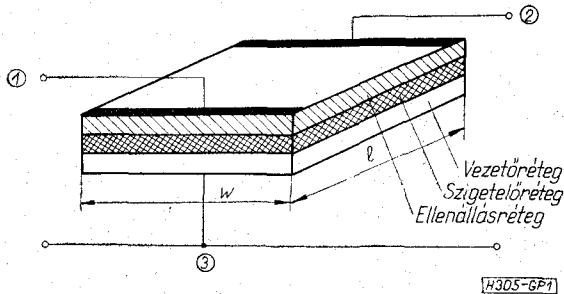
Jelen cikk célja az, hogy bemutassa az elosztott paraméterű aktív RC áramkörök helyzetképét.

Az ARC szűrő alapkapsolásaihoz hasonlóan a dolgozat elosztott \overline{ARC} alapkapsolásokat vizsgál, keresve egy következő lépésben kidolgozásra kerülő kaszkád szintézis alapkapsolásait.

A dolgozat első része az ARC kapcsolásokban alkalmazásra kerülő homogén, háromrétegű \overline{RC} vonalat vizsgálja. A második részben az elosztott paraméterű aktív RC kapcsolások analízise számára kifejlesztett KEPAN program kerül ismertetésre, míg a harmadik részben tipikus elosztott és koncentrált paraméterű aktív RC blokkok vizsgálata történik.

Elosztott paraméterű, homogén, háromrétegű RC vonal analízise

Az 1. ábrán látható háromrétegű, homogén \overline{RC} vonal hálózatelméleti jelölését a 2. ábra mutatja.



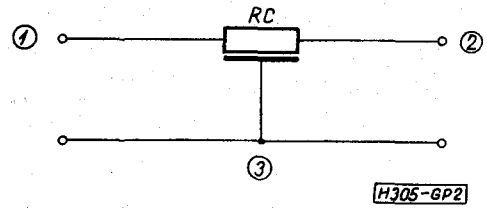
1. ábra

Az áramkör koncentrált paraméterű helyettesítő képe egy RC távvezeték. Ennek megfelelően írhatók fel a távvezeték-egyenletek

$$\frac{\partial I(p, x)}{\partial x} = -c_0 p U(p, x), \quad (1)$$

$$\frac{\partial U(p, x)}{\partial x} = -r_0 I(p, x). \quad (2)$$

Beérkezett: 1974. V. 21.



2. ábra

Az egyenleteket megoldva az \overline{RC} vonal admittancia-paramétereit határozzuk meg, mert a számítógépes analízis ezek segítségével történik.

$$y_{11} = y_{22} = \frac{1}{Z_0} \coth \gamma_0 l, \quad (3)$$

$$y_{12} = y_{21} = \frac{1}{Z_0} \operatorname{csech} \gamma_0 l, \quad (4)$$

ahol $\operatorname{csech} \gamma_0 l = \frac{1}{\operatorname{sh} \gamma_0 l}$, $Z_0 = \sqrt{\frac{r_0}{p c_0}}$ a hullámimpedancia, $\gamma_0 = \sqrt{p r_0 c_0}$ a terjedési tényező, r_0 és c_0 a hosszegységre eső ellenállás, ill. kapacitás.

Bevezetve az R_{\square} és C_{\square} négyzetes ellenállást és négyzetes kapacitást, mint gyakorlatban mérhető technológiai paramétereket

$$R = r_0 l = R_{\square} \frac{l}{w}, \quad (5)$$

$$C = c_0 l = C_{\square} w l \quad (6)$$

kaphatók a vonal teljes ellenállására (R) és teljes kapacitására (C).

Így az admittancia-paraméterek mérhető mennyiségek (anyagjellemzők és geometriai méretek) függvényei lesznek.

$$y_{11} = y_{22} = \frac{\sqrt{pRC}}{R} \coth \sqrt{pRC}, \quad (7)$$

$$y_{12} = y_{21} = \frac{\sqrt{pRC}}{R} \operatorname{csch} \sqrt{pRC}. \quad (8)$$

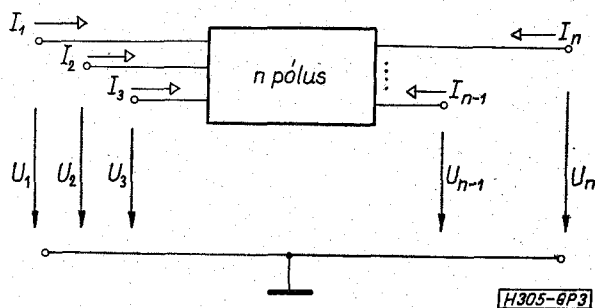
A frekvenciatartományba $p \rightarrow j\omega$ helyettesítéssel térhetünk át. A frekvenciatartománybeli analízis során a (7) és (8) kifejezésekkel számolunk, ahol

$$\sqrt{j\omega RC} = \pm (1+j) \sqrt{\frac{\omega}{2\omega_0}} \quad \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (9)$$

helyettesítést hajtunk végre.

Koncentrált és elosztott paraméterű hálózatok analízisét végző KEPAN program

A program a hálózatok leírására az indefinit admittancia-mátrixot (továbbiakban Y_{IND}) használja fel. Ennek a leírási módnak előnye, hogy az Y_{IND} szisztematikusan felépíthető, és így számítógépes alkalmazása könnyű. Az Y_{IND} definíciója a 3. ábra segítségével adható meg.



3. ábra

Az egyes pólusok, csomópontok feszültsége a közös földponthoz, mint vonatkoztatási ponthoz viszonyítva legyen U_1, U_2, \dots, U_n . A hálózatba befolyó áramok legyenek I_1, I_2, \dots, I_n . A szuperpozíció elve alapján a következő egyenletrendszer írható fel:

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 + \dots + Y_{1n}U_n \\ I_2 &= Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2 + \dots + Y_{2n}U_n \\ &\vdots \\ I_n &= Y_{n1}U_1 + Y_{n2}U_2 + \dots + Y_{nn}U_n \end{aligned} \quad (10)$$

vagy mátrix alakban

$$I = Y_{IND}U. \quad (11)$$

A mátrix elemei a hálózat rövidzárási admittanciái:

$$Y_{ik} = \left. \frac{I_i}{U_k} \right|_{U_j=0} \quad \begin{matrix} j=1, 2, \dots, n \\ i \neq k \end{matrix} \quad (12)$$

azaz Y_{ik} értékét az i -dik csomóponton átfolyó előjeles áram értéke adja meg akkor, ha a k -adik csomópontra egységnyi feszültséget kapcsolunk, miközben az összes többi csomópontot földeljük.

A program a koncentrált R, L, C elemeken és az elosztott paraméterű homogén \overline{RC} blokkon kívül aktív elemeket is tud kezelni.

A vezérelt generátorok közül azonban egyedül a feszültségvezérelt áramgenerátornak van admittancia-mátrixa. Ez egy sor- és egy oszlopbővítéssel indefinit admittancia-mátrixszá bővíthető. A többi vezérelt generátor és a műveleti erősítő esetében a problémát a végtelen admittanciák jelentik. Ezek: áramvezérlés esetén a vezérlő ág rövidzár; feszültség-generátor esetén pedig a generátor belső ellenállása zérus. Ez a probléma úgy oldható meg, hogy ilyen esetben a rövidzárral sorba kötünk egy $+1$ és -1 értékű ellenállást. Ez ugyan a csomópontok számá-

nak növekedését eredményezi, de az Y_{IND} most már felírható.

Hálózatfüggvények számításához az indefinit admittancia-mátrixról (mely szinguláris és így nem invertálható) a referencia pontnak megfelelő sor és oszlop törlésével csomóponti admittancia-mátrixra (Y) térünk át. Ez a mátrix már invertálható és az

$$U = ZI \quad (13)$$

egyenletben szereplő Z invertált mátrix segítségével az egyes csomópontok feszültsége számítható. A csomópontok feszültségének ismeretében a kívánt hálózatiüggvény egyszerűen meghatározható.

A futási idő számítását a program az analízis frekvenciapontjaiban számított fázis-differenciáhányadosok átlagolásával végzi:

$$\tau = -\frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega}, \quad (14)$$

ahol φ az $\frac{U_2}{U_1}$ transzfer függvény fázismenete.

A program az Egyetemi Számítóközpont RAZDAN számítógépére készült ALGOL 60 nyelven. A megengedett elemek koncentrált paraméterű R, L, C ; elosztott paraméterű, homogén háromrétegű RC vonal (\overline{RC}); véges vezérlési tényezőjű, de egyébként ideálisnak tekintett vezérelt generátorok, úgymint feszültségvezérelt feszültség- (V CVS), feszültség-vezérelt áram- (V CCS), áramvezérelt feszültség- (C CVS) és áramvezérelt áramgenerátor (C CCS), valamint véges erősítésű műveleti erősítő.

Kimenő adatként a hálózatfüggvények közül $\frac{U_2}{U_1}$ abszolút értékét és fázisát, valamint a τ futási időt kívánságra kirajzolja.

A program futási ideje függ a csomópontok, az elemek és a frekvenciák számától.

Egy tipikus futási eredmény: frekvenciánként 6–8 csomópontnál és 8–10 elemnél. függvényábrázolás nélkül a futási idő 5'', függvényábrázolással 15''.

Elosztott és koncentrált paraméterű aktív (DLA) áramkörök vizsgálata

A vizsgálatok tárgyát az irodalomban napjainkig publikált, csak elosztott paraméterű vagy elosztott és koncentrált paraméterű elemeket egyaránt tartalmazó aktív áramkörök (DLA = distributed-lumped-active) képezik.

Az átviteli függvények az \overline{RC} blokkok jelenléte miatt a komplex frekvenciának transzcendens és irracionális függvényei [1, 5], ezért az egyes kapcsolási elemek átviteli karakterisztikára gyakorolt hatásának egzakt vizsgálata – például betűs formában – matematikailag komoly nehézségeket jelent. Ha például a koncentrált paraméterű esetben szokásos pólus-zérus elrendezést vizsgáljuk, elosztott paraméterű esetben általában végtelen sok pólus és zérus lesz, és ezek mindegyikének helyzete függ az egyes elemek értékétől. Ahhoz, hogy az elmondottak ellenére a DLA kapcsolásokat a koncentrált paraméteres megfelelőikkel össze lehessen hasonlítani, az átviteli függvények összehasonlításából DLA számára

ekvivalens domináns gyökkép határozható meg. Ezzel a gyökképpel a DLA áramkört közelítőleg jellemző racionális függvény írható fel. A módszer előnye, hogy az approximációs probléma a koncentrált paraméteres esetben használatos módszerekkel oldható meg, és így meghatározott racionális törtfüggvényekhez lehet hozzárendelni a megfelelő DLA áramkörök kaszkád kapcsolását.

Ha az egyes DLA alkapcsolások koncentrált paraméteres megfelelőit nézzük, általánosságban elmondható, hogy a DLA alaptagok másodfokú átviteli függvényvel rendelkező alkapcsolásokkal tekinthetők ekvivalenseknek. Páratlan fokszám realizálásához egy pótlólagos passzív RC osztót lehet használni. A vizsgált kapcsolások aluláteresztő, felüláteresztő, sávszűrő, elliptikus és mindentáteresztő karakterisztikájúak.

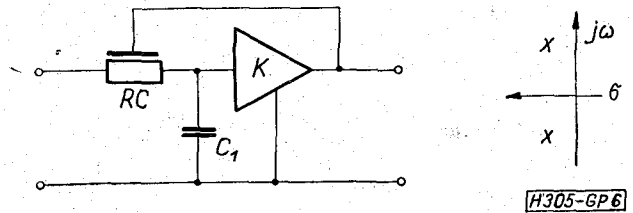
Aluláteresztő alkapcsolások

A legegyszerűbb és az irodalomban is legelsőnek vizsgált aluláteresztő alaptag [1, 9, 10, 11, 12, 13] a 4. ábrán látható a koncentrált paraméterű közelítés gyökelrendezésével. Olyan kaszkád kapcsolással, ahol az egyes RC blokkok RC szorzatai azonosak, ún. parabolikus szűrők (pólusok egy parabola mentén helyezkednek el) realizálhatók [14]. A 4. ábrán látható alaptagnál az aktív elem véges kimeneti és bemeneti ellenállása elég nagy befolyással van az amplitúdó-karakterisztikára [15], és érzékenységi megfontolásokból csak közepes Q értékig használható [11]. A kapcsolat nagy előnye viszont az egyszerű felépítés, a kis erősítés ($K < 1$) és a kaszkádba kapcsolás lehetősége (zérus kimeneti ellenállás).

Az 5. ábrán látható alaptag-felépítésben az R_1 koncentrált ellenállás megjelenése a különbség [16]. Koncentrált paraméterű ekvivalencia alapján meghatározott gyökhelygörbékből látható, hogy a kapcsolással nagy Q értékek is realizálhatók és a pólus-érzékenység valós része nullává tehető. Érzékenységi szempontból még kedvezőbb a $K=1$ erősítésű eset [17], ami egy műveleti erősítő direkt visszacsatolásá-

val egzakt pontossággal beállítható, tehát az átvitel érzéketlen az aktív elem erősítésváltozására (nincs szükség az erősítés passzív elemekkel történő beállítására).

Az ellenállás helyett koncentrált kapacitást tartalmazó újabb alaptag a 6. ábrán látható [18].



6. ábra

A 7. ábrán látható két további alaptag lényegében az 5. és 6. ábrák tisztán elosztott paraméteres megfelelőinek tekinthetők, ahol a koncentrált ellenállást, illetve kapacitást egy rövidre zárt, illetve szakadással lezárt második RC blokkal helyettesítettük [18]. A futtatási eredmények azt mutatják, hogy a vágási meredekség nagyobb (1 dekádra 54 dB), mint koncentrált esetben.

Elliptikus és mindentáteresztő kapcsolások

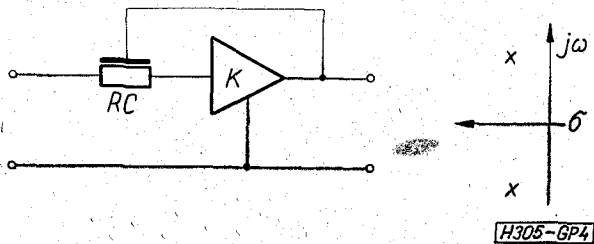
Az eddigiekben vizsgált alkapcsolások egyetlen konjugált póluspárral rendelkeztek, így csak polinomszűrő karakterisztikák valósíthatók meg velük, az átviteli zérusok a végtelenben vannak. Véges átviteli zérussal rendelkező alkapcsolásokat (ún. elliptikus alaptagokat) úgy nyerhetünk, ha a 5. és 6. ábra kapcsolásaiba visszacsatoló ágba még egy koncentrált ellenállást is behelyezünk.

Aluláteresztőben használható elliptikus alaptagot a fenti származtatással a 6. ábrából kapunk. Itt a koncentrált esetnek megfelelő gyökképben — amit a 8. ábrán a kapcsolással együtt feltüntettünk — a póluspár a zéruspár „alatt” található [9, 10, 18].

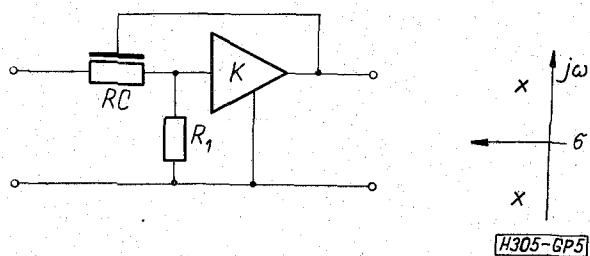
A visszacsatoló ágba helyezett ellenállással az 5. ábra kapcsolásából nyert másik elliptikus alaptagot a 9. ábrán tüntettük fel. A $j\omega$ tengelyen levő zérusok felett elhelyezkedő pólusok miatt ez felüláteresztőkben (esetleg sávszűrőkben) kerülhet alkalmazásra. A kapcsolat részletes vizsgálata a [9, 10] irodalmi hivatkozásokban található.

A 9. ábra áramkörével lehetséges jobbfélsíkbeli zérusokat is realizálni és megfelelő paraméter választással szimmetrikus mindentáteresztő gyökelrendezést megvalósítani [19]. A kapcsolat számítógépes analízise azt mutatta, hogy az amplitúdómenet ingadozása csak bizonyos frekvenciáig hanyagolható el, de nagyobb frekvenciákon már nem felel meg a mindentáteresztő jellegnek (a [16] publikációban ilyen határfrekvenciáról nincs szó). Az eltérés az approximáció közelítő jellegéből ered.

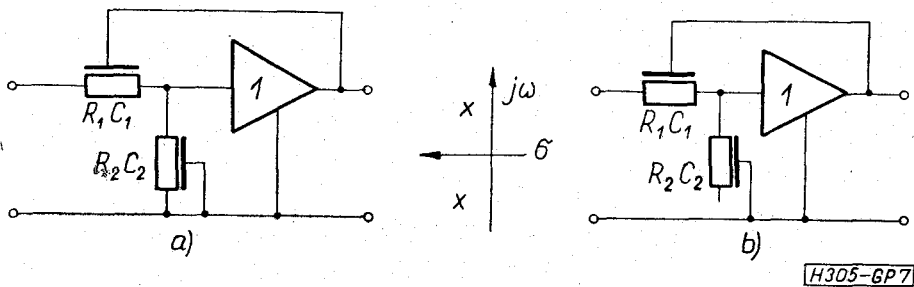
Ha a 8. ábra kapcsolásában az aktív elem bemenetével sorosan egy további koncentrált ellenállást helyezünk el, az átviteli zérus környezetében szelektívebb elliptikus tagot nyerhetünk, ami a 10. ábrán látható [20, 9].



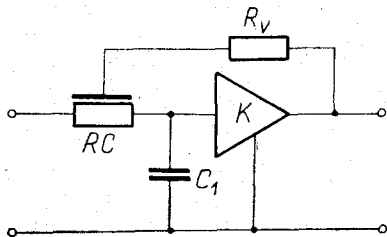
4. ábra



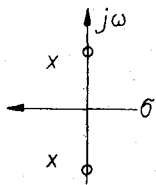
5. ábra



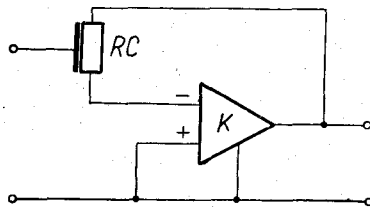
7. ábra



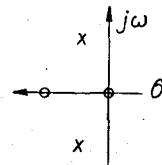
8. ábra



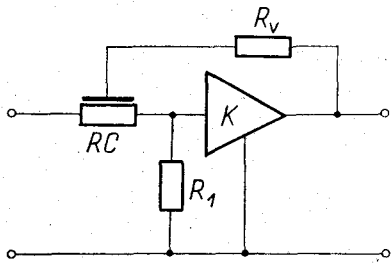
H305-GP8



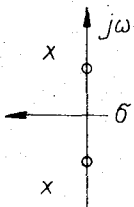
11. ábra



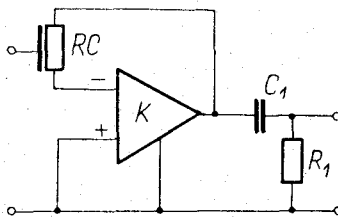
H305-GP11



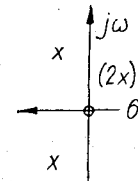
9. ábra



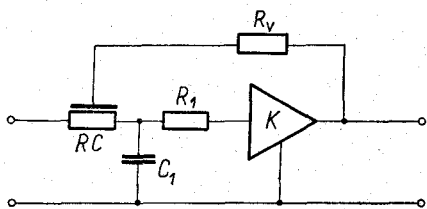
H305-GP9



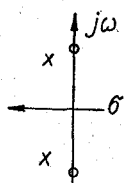
12. ábra



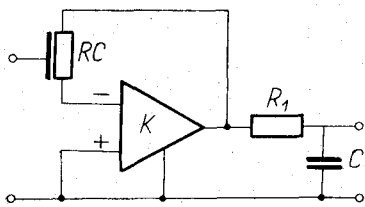
H305-GP12



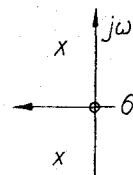
10. ábra



H305-GP10



13. ábra



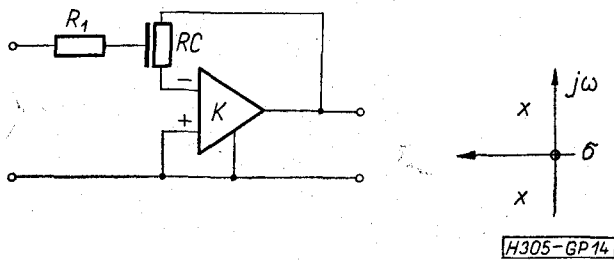
H305-GP13

Felüláteresztő és sávszűrő alapkapsolások

Az eddig vizsgált kapcsolásoknál az elosztott RC blokk úgy helyezkedett el, hogy az ellenállás-kivezetések beleestek a direkt átviteli útbá és a kapacitás-kivezetésre történt a visszacsatolás. Ha azonban az RC blokkot és az aktív elemét a 11. ábrának megfelelően kapcsoljuk össze, az ábrán feltüntetett ekvivalens gyökelrendezés alakul ki [21]. Az origóbeli zérus megjelenése (a bemenettel soros kapacitás-kivezetés miatt) lehetőséget ad — az áramkör további kiegészítése után — a felüláteresztő és sávszűrő alaptagok előállítására.

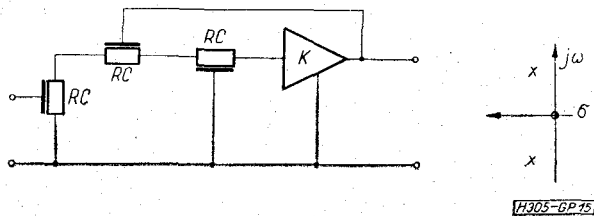
Ha az alapkapsolást kiegészítjük a 12. ábrán feltüntetett koncentrált RC osztóval, melynek átviteli pólusa egybeesik a 11. ábrán látható valós zérussal, egy felüláteresztő pólus-zérus képe adódik. Ha a kiegészítő osztó elemeit felcseréljük, a 13. ábrán látható sávszűrő alaptagot nyerjük.

Ugyancsak sávszűrő kapcsoláshoz jutunk, ha a 11. ábra alaptagját a 14. ábrán látható módon a bemenetnél egy soros ellenállással egészítjük ki [10]. Az RC blokk paramétereit egységnek választva lehetőség van arra is, hogy a póluspár aktív elem szerinti érzékenységét (Q érzékenység) előírt érték alatt tartassuk.



14. ábra

A 15. ábrán olyan sávszűrő alapkapcsolást mutatunk be, ahol az aktív elem mellett csak elosztott \overline{RC} blokkok szerepelnek. A három \overline{RC} blokk egymással azonos [22].



15. ábra

Az eredmények értékelése

Az irodalmi hivatkozások, valamint a KEPAN program segítségével végzett számos konkrét vizsgálat eredményeinek birtokában lehetőség van a DLA alapáramkörök néhány általános és jellegzetes sajátosságának kimutatására.

Az összehasonlítás alapjául a koncentrált paraméterű aktív RC alapkapcsolások készletét választottuk.

Az összehasonlítás első és legszembetűnőbb előnye az elemszámban jelentkezik. Különösen elliptikus tagoknál kell DLA esetben kevesebb elem.

A kevesebb elem miatt, továbbá, mert az \overline{RC} blokk is lényegében egyazon fizikai helyen valósít meg ellenállást és kapacitást, a DLA áramkörök jóval kisebb helyet foglalnak el. Ugyancsak emiatt kevesebb összeköttetésre, belső forrasztási vagy kontaktozási pontra van szükség, ami megnöveli az áramkör megbízhatóságát.

További kedvező tulajdonsága a DLA áramköröknek, hogy az aktív elem erősítése általában kisebb, mint az ugyanazon követelményeket realizáló aktív RC kapcsolásokban.

Aluláteresztők esetében általános jellemzője a DLA áramköröknek, hogy a zárósvábnak nagyobb vágási meredekséggel rendelkeznek, mint a közelítőleg azonos koncentrált ekvivalensek. Ez a tény újabb elemszámcsökkenésre vezet a koncentrált esethez viszonyítva.

A koncentrált esetben a kapacitások számának elvi minimuma az átviteli függvény fokszáma; DLA esetben tehát ennél kevesebb is adódhat!

Felüláteresztőknél és sávszűrőknél nagyfrekvenciákon ugyancsak jelentkezik eltérés a koncentrált és elosztott alaptagok amplitúdókarakterisztikái között, de itt ez nem kedvező irányban történik. Felüláteresztőben ez az áteresztő sávban járulékos ingadozásra vezet, sávszűrőknél pedig az alsó és felső zárósvók aszimmetriáját eredményezi úgy, hogy a felső határfrekvencia környezetében kevésbé lesz szelektív a karakterisztika. Ezek a tények megnehezítik a felüláteresztők és sávszűrők pontos tervezését.

Mindent összevetve az eddigi vizsgálatok összefoglalásaként megállapítható, hogy a DLA áramkörök alkalmazása előnyös és gazdaságos megvalósítást tesz lehetővé.

Az approximációs és tervezési módszerek részletes kidolgozása, valamint az érzékenységi és tolerancia-kérdések megoldása esetén — megfelelő szintű gyártási technológiát feltételezve — várható az elosztott paraméterű aktív áramkörök egyre nagyobb térhódítása.

*

A szerzők köszönetet mondanak a REMIX Rádiótechnikai Vállalat vezetőinek a munkák támogatásáért. Külön köszönet illeti Farkas Elemért, aki értékes tanácsaival tapasztalataival a gyakorlati problémák felvetését és megoldását segítette.

A többszöri munka vezetését ezúton is köszönjük dr. Géher Károlynak, aki problémafelvételeivel sok segítséget adott a munkához.

I R O D A L O M

- [1] Géher Károly: Elosztott paraméterű RC hálózatok. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1971.
- [2] Géher Károly—Prónay Gábor—Solymosi János: Elosztott paraméterű csillapítók számítása. Elméleti összefoglaló. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1972.
- [3] Prónay Gábor—Solymosi János: Elosztott paraméterű csillapítók tervezési diagramjai. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1972.
- [4] Prónay Gábor: Elosztott paraméterű csillapítók számítása. Programleírás. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1972.
- [5] Prónay Gábor—Solymosi János: Elosztott paraméterű, homogén RC vonal vizsgálata. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1973.
- [6] Gefferth László: Koncentrált és elosztott paraméterű hálózatok analízise. Elméleti alapok. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1973.
- [7] Gefferth László: Koncentrált és elosztott paraméterű hálózatok analízise. Programleírás. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1973.
- [8] Géher Károly—Prónay Gábor—Solymosi János—Trón Tibor: Elosztott paraméterű, aktív RC áramkörök számítógépes vizsgálata. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, 1973.
- [9] W. J. Kerwin: Analysis and synthesis of active RC networks containing distributed and lumped elements. Ph. D. dissertation, Stanford University, 1967.
- [10] W. J. Kerwin: Active RC network synthesis using voltage amplifiers. Chapter 2 of L. P. Huelsman: Active filters. New York, McGraw-Hill, 1970. pp 5—89.
- [11] D. I. Howe: Explicit design equations for an active distributed RC network. Proc. IEEE vol 57, Sept 1969, pp 1656—1658.
- [12] V. G. Bello—M. S. Ghauri: Design of linear phase active distributed RC networks. IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT—16, no 4, Nov. 1969, pp 526—530.
- [13] M. S. Ghauri—V. G. Bello: Active distributed RC realisation of low-pass magnitude specifications. IEEE

- Trans. on Circuit Theory, vol. CT—16, no 3, Aug. 1969, pp 346—358.
- [14] *H. Mahdi*: On Synthesis of active distributed RC circuits IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT—17, no 2, May 1970, pp 273—275.
- [15] *R. W. Wyndrum Jr.*: Active distributed RC networks IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC—3, no 3, Sept. 1968, pp 308—310.
- [16] *S. P. Johnson—L. P. Huelsman*: A high-Q distributed-lumped-active network configuration with zero realpart pole sensitivity. Proc. IEEE, vol. 58, no 3, March 1970, pp 491—492.
- [17] *S. C. Dutta Roy—R. P. Sah*: On the design of a high-Q DLA network with zero real-part pole sensitivity. Proc. IEEE, vol. 59, no 7, July 1971, pp 1124—1125.
- [18] *W. M. Bunker*: Exact synthesis of multistage active networks containing distributed RC elements. Ph. D. Dissertation, University of Florida, 1969.
- [19] *L. P. Huelsman—S. Raghunath*: A distributed lumped active all-pass network configuration. IEEE Journal on Solid-State Circuits, vol. SC—7, no 3, June 1972, pp 269—270.
- [20] *L. P. Huelsman—W. J. Kerwin*: Digital computer analysis of distributed-lumped-active networks. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC—3, no 1, March 1968, pp 26—29.
- [21] *S. P. Johnson—L. P. Huelsman*: High-pass and band-pass filters with distributed-lumped-active networks. Proc. IEEE, vol. 59, no 2, Febr. 1971, pp 328—331.
- [22] *L. P. Huelsman—R. J. Feugate*: Distributed active bandpass network configuration. Proc. IEEE, vol. 59, no 12, Dec. 1971, pp 1729—1730.