

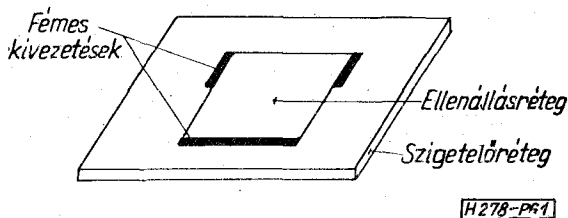
PRÓNAY GÁBOR
BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

Elosztott paraméterű csillapítók számítógépes modellezése

ETO 621.372.56:001.24:681.32

A szigetelő és félvezető alapú integrált áramkörök előretörésével különösen fontos szerepet töltenek be az elosztott paraméterű RC és R hálózatok. Jelen cikk célja az elosztott paraméterű ellenállásból kialakított csillapító vizsgálata az analízistől a tervezésig.

Az ellenállásréteg derékszögű paralelogramma alakban kerül a szigetelő anyagú (üveg vagy kerámia) lemezre (1. ábra).



1. ábra

A kivezetések jó vezetőképességű fémből készülnek, az ellenállásréteget homogénnek tételezzük fel. Az elosztott paraméterű csillapítóknak számos előnyük van koncentrált paraméterű ekvivalenseikhez képest:

1. a teljesítménydisszipáció nagyobb felületen, egyenletesebben oszlik el, így a hőmegfűtás valószínűsége kisebb;

2. az elektródák közötti végtelen sok áramút elosztott esetben kevésbé okoz hibákat az ellenállásrétegben és a szigetelőben, mint koncentrált kivitel esetén;

3. elosztott esetben kevesebb összekötésre van szükség, ami az élettartamot növeli, azaz a meghibásodás valószínűségét csökkenti;

4. elosztott csillapító maszk-készítése és gyártása egyszerűbb.

Az ellenállásréteg és az elektródák geometriájának ismeretében a feladat egy elektrosztatikai kerületérték-probléma megoldása. Ilyen feladatok megoldására több módszer ismert [1]: Laplace-egyenlet meg-

oldása véges differenciák módszerével, variációszámítás, Schwartz—Christoffel-transzformáció. A három módszer kísérleti összehasonlítása azt mutatta, hogy a legkisebb gépidő-felhasználás és legnagyobb pontosság a Schwartz—Christoffel-transzformációs módszerrel adódott, ezért ebben a tanulmányban ezt ismertetjük.

1. Elosztott paraméterű csillapító analízise

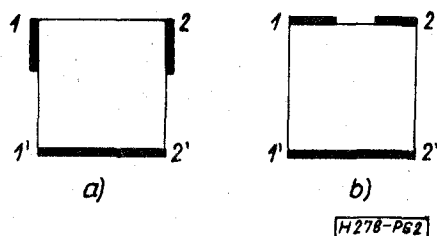
1.1 Geometriai elrendezések, koncentrált paraméterű helyettesítő képek

Két alapvető elrendezésű elosztott paraméterű csillapító kerül vizsgálatra. A háromelektrodás elrendezések (2a és 2b ábra) földaszimmetrikus kapcsolások, ami a 3. ábrán látható koncentrált paraméterű helyettesítő képből is jól látható.

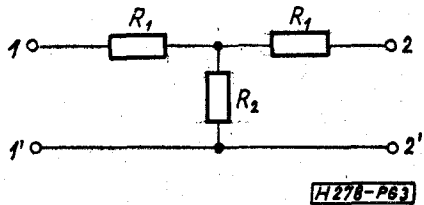
Megfigyelhető a geometriai szimmetria is, amiből következnek a villamos szimmetria [2]. A villamos szimmetria később látható módon lényegesen egyszerűsíteni fogja a számításokat.

A négyelektrodás elrendezések (4. ábra) lényeges közös tulajdonsága a földszimmetria és a geometriai, illetve villamos szimmetria, amit az 5. ábrán látható koncentrált paraméterű helyettesítő kép is jól mutat.

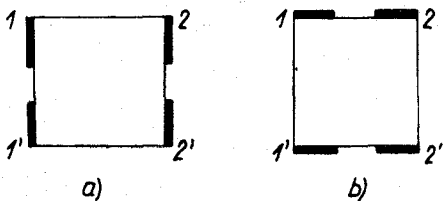
A koncentrált paraméterű helyettesítő képek segítségével a koncentrált paraméterű négyfókusok tételei alkalmazhatók az elosztott paraméterű csillapítókra.



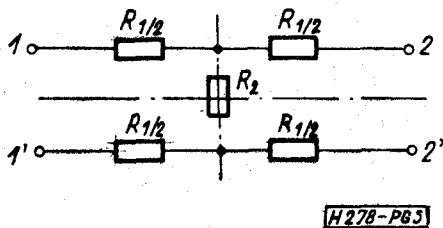
2. ábra



3. ábra



4. ábra



5. ábra

1.2 Hullámparaméterek számítása Bartlett–Brune-tétellel

A csillapítótérvezés hullámparaméterekből kiindulón történik, így az analízis során is a hullámparaméterekkel (hullámimpedancia, hullámcsillapítás) írjuk le a hálózatot.

A Z_0 hullámellenállás és a_0 hullámcsillapítás egyértelműen jellemzi a geometriailag és így villamosan is szimmetrikus hálózatokat [2].

A hullámcsillapítás egyszerűen értelmezhető mint a 6. ábrán látható lezárások között definiált üzemi csillapítás:

$$a_0 = a = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} \quad (1)$$

Ez a csillapításérték impedanciák segítségével is meghatározható:

$$a_0 = 10 \lg \frac{1 + \sqrt{\frac{Z_{1r}}{Z_{1ü}}}}{1 - \sqrt{\frac{Z_{1r}}{Z_{1ü}}}} \quad (2)$$

ahol Z_{1r} a primer oldali rövidzársi impedancia és $Z_{1ü}$ a primer oldali üresjárású impedancia.

Ugyanezen két impedancia segítségével a Z_0 hullámimpedancia is meghatározható:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{1ü} Z_{1r}} \quad (3)$$

Ezek után a probléma tulajdonképpen a $Z_{1ü}$ és a Z_{1r} impedanciák (illetve itt ellenállások) meghatá-

rozása, ami nehézségekbe ütközik. A konform leképezés csak két elektróda közötti impedancia meghatározását teszi lehetővé és így a 7. ábrán látható elrendezés harmadik elektródájának létezését figyelmen kívül hagyja.

Így például $Z_{1ü}$ számításakor, amikor az 1. és 2. elektródák között kell az impedanciát számítani, a konform leképezés nem veszi figyelembe a 3. elektródát. Nem létezik olyan leképezés, amelynek segítségével ez a probléma megoldható lenne. A 3. elektróda figyelmen kívül hagyása különösen akkor csökkenti a megoldás pontosságát, amikor az elektróda igen hosszú és így erősen befolyásolja az 1. és 2. elektródák között kialakuló elektromos teret. A vizsgált elosztott paraméterű csillapítók szimmetriáját kihasználva a Bartlett–Brune-tétel alkalmazásával [2] a probléma kiküszöbölhető. Ugyanis geometriailag szimmetrikus négy-pólusok esetén a 8. ábrán definiált Z_I és Z_{II} hídimpedanciák segítségével is meghatározhatók a hullámparaméterek.

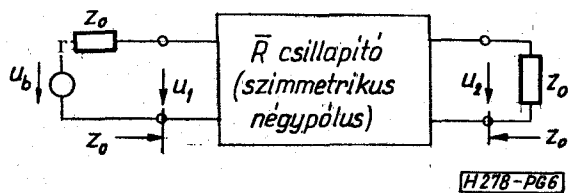
A hullámcsillapítás:

$$a_0 = 20 \lg \frac{1 + \sqrt{\frac{Z_I}{Z_{II}}}}{1 - \sqrt{\frac{Z_I}{Z_{II}}}} \quad (4)$$

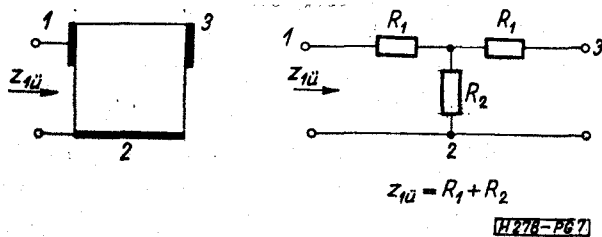
a hullámellenállás

$$Z_0 = \sqrt{Z_I Z_{II}} \quad (5)$$

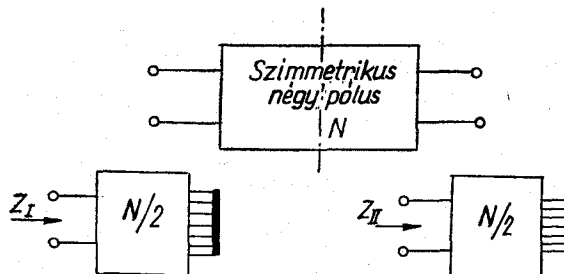
alakban írható fel.



6. ábra



7. ábra

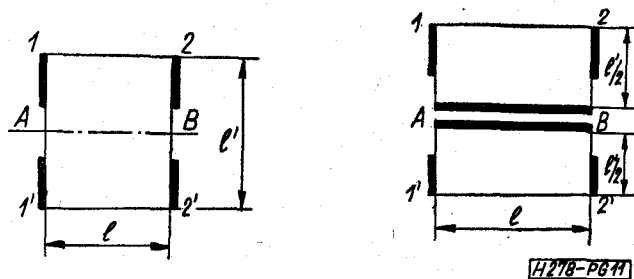


8. ábra

Ezt a módszert alkalmazva az elosztott paraméterű csillapító számításánál, a hullámparaméterek meghatározása Z_I és Z_{II} hídimpedanciák meghatározására vezethető vissza (9. ábra).

Háromelektrodás elrendezések (2. ábra) esetén a Bartlett—Brune-tétel alkalmazása azt eredményezi, hogy Z_I és Z_{II} számításához csak két elektróda közötti ellenállás meghatározására lenne szükség, ami a konform leképzéssel megvalósítható.

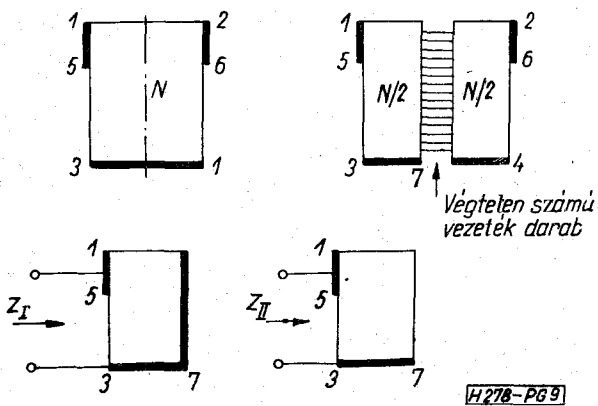
Egyetlen probléma marad a konform leképzés megkötöttségéből következően a Bartlett—Brune-tétel alkalmazása ellenére is, ez pedig a négyelektro-



11. ábra

Ehhez az eljárásához teljesen hasonlóan vezethető vissza a másik négyelektrodás elrendezés (4b ábra) háromelektrodás négypólus (2b ábra) számítására.

A továbbiakban mind a négy elrendezés, Z_I és Z_{II} impedanciája két elektróda között határozható meg. A harmadik elektróda kiküszöbölése teszi a módszert egzakttá. Z_I és Z_{II} hídimpedanciák számítása ebben az esetben egy elektrosztatikai kerületérték-probléma megoldását jelenti, amit e tanulmány konform leképzés segítségével old meg.

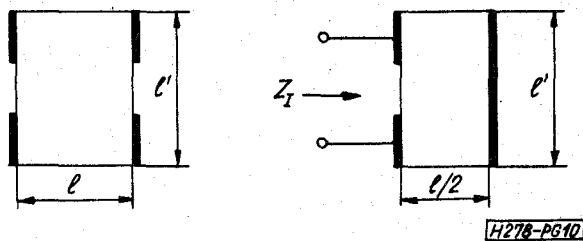


9. ábra

dás elrendezések (4. ábra) Z_I -ének számítása. Itt ugyanis a 10. ábra látható módon még mindig három elektróda között kellene az impedanciát meghatározni.

Ez a probléma a négyelektrodás elrendezések földszimmetriájának (azaz a vízszintes tengelyre vonatkoztatott szimmetriájának) kihasználásával oldható meg.

A 11. ábrán az A és B pontok közé rövidzár tehető, mert ezek a pontok ekvipotenciálisak. Az így keletkezett két rész közül az egyiket tekintve, a négyelektrodás eset számítása a 2. ábrán látható háromelektrodás esetre vezethető vissza.

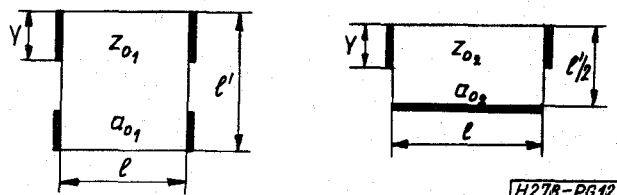


10. ábra

A teljes négypólus Z_I és Z_{II} -je kétszerese a vízszintes félbevágással keletkezett négypólus Z_I és Z_{II} -jének. Így a 12. ábra jelöléseinek megfelelően:

$$Z_{02} = \frac{1}{2} Z_{01}, \quad (6)$$

$$a_{02} = a_{01}. \quad (7)$$



12. ábra

1.3 Konform leképezés és Schwartz—Christoffel-transzformáció

1905-ben Moulton [3] volt az első, aki meghatározta derékszögű paralelogramma alakú kontúr esetén, tetszőleges két elektróda között a geometriai ellenállást, amit a ρ [ohm/□] négyzetes ellenállással szorozva a tényleges ellenállás adódik. Ez a módszer kerül alkalmazásra az előbbieken bemutatott három- és négyelektrodás elosztott paraméterű csillapítók esetén is.

Ha egy tartományban megoldjuk az elektrosztatika problémáját, tehát ismerjük az ekvipotenciális görbék és az erővonalak rendszerét, akkor konform leképzés segítségével ezek ismét ekvipotenciális görbék és erővonalak egymásra merőleges rendszerébe mennek át.

A feladat olyan konform leképzés felírása, amely a Z_I és Z_{II} -nek megfelelő kételektrodás elrendezéseket (9. ábra) olyan geometriába viszi át, ahol ezek közvetlenül meghatározhatók.

Sokszög alakú geometria és sarkos elektródák esetén a leképzést a Schwartz—Christoffel-transzformáció valósítja meg:

$$z = A \int_c^w \prod_{i=1}^n (w - \alpha_i)^{(\alpha_i/\pi) - 1} dz + C. \quad (8)$$

Ez olyan konform leképezés, amely a 13. ábrán látható sokszöget a valós tengelybe képezi le.

Amikor a sokszög derékszögű paralelogramma a z síkon, akkor a (8) kifejezés az elsőfajú elliptikus integrálba megy át:

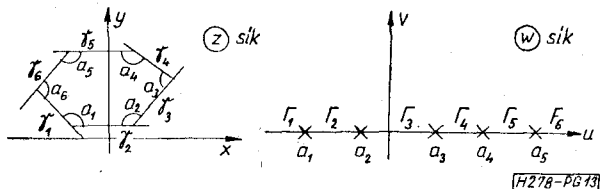
$$z(\Phi, k) = \int_0^\Phi (1 - k^2 \sin^2 \varphi)^{-1/2} d\varphi, \quad (9)$$

ahol $0 \leq k \leq 1$ a modulus, ennek jelölésére egyes irodalmak m , illetve Θ paramétert használnak, ezek azonban kölcsönösen és egyértelműen meghatározzák egymást az $m = k^2 = \sin^2 \Theta$ összefüggés szerint.

Ha a (9) kifejezésben $\Phi = \pi/2$, akkor az elsőfajú teljes elliptikus integrál adódik:

$$z\left(\frac{\pi}{2}, k\right) = K(k) = \int_0^{\pi/2} (1 - k^2 \sin^2 \varphi)^{-1/2} d\varphi. \quad (10)$$

Látható, hogy K csak a modulustól függ. Határesetben $k=0$ -nál $K = \pi/2$, míg $k=1$ -nél $K = \infty$.



13. ábra

Az elsőfajú teljes elliptikus integrál komplementését akkor kapjuk, ha a k modulus helyett a $k' = \sqrt{1 - k^2}$ komplement modulusal számolunk:

$$K' = K(k') = K(\sqrt{1 - k^2}) = z\left(\frac{\pi}{2}, \sqrt{1 - k^2}\right). \quad (11)$$

A (9) egyenletet mint az Φ transzformációját a z változóba tekintve, k állandó értéke mellett, definiálhatók a Jacobi-elliptikus függvények:

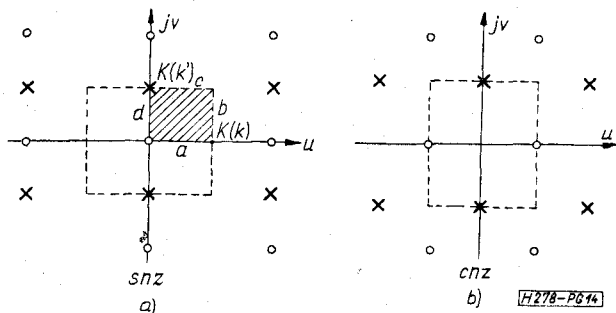
$$\begin{aligned} \operatorname{sn} z &= \sin \Phi && \text{(elliptikus szinusz)} && (12) \\ \operatorname{cn} z &= \cos \Phi && \text{(elliptikus koszinusz)} && (13) \end{aligned}$$

Az sn és cn függvények periodikusak a komplex z sík valós és képzetes tengelye mentén.

A 14. ábrán összefoglalva láthatók az sn és cn függvények pólusai és zérusai. A 14a ábrát tekintve megfigyelhető a valós tengely (u) menti periodicitás. A zérusok $2K$ -ként következnek, közöttük a maximum helyek helyezkednek el. Az első maximum hely K -nál van. A képzetes tengelyen (v) zérusok és pólusok váltogatják egymást.

A derékszögű paralelogramma alakú csillapító esetén csak a 14a ábra $K \times K'$ tartományára van szükség a Schwartz-Christoffel-transzformációhoz.

Érdeemes megvizsgálni, hogy a 15a ábrán látható $K \times K'$ tartomány hogyan transzformálódik az sn függvény segítségével.



14. ábra

Az AB egyenes mentén $z = u$ valós és $0 \leq u \leq K(k)$, ekkor az sn függvény valós tengely menti viselkedéséből következik, hogy $0 \leq \operatorname{sn} u \leq 1$, valós értékű.

A BC egyenes mentén $z = K(k) + jv$, ahol $0 \leq v \leq K(k')$. A C sarokpont koordinátái $z = K(k) + jK(k')$. Az sn függvényre alkalmazva az addíciós összefüggéseket [4] adódik:

$$\operatorname{sn} [K(k) + jv] = \frac{1}{\sqrt{\operatorname{cn}^2(v, k') + k^2 \operatorname{sn}^2(v, k')}}}, \quad (14)$$

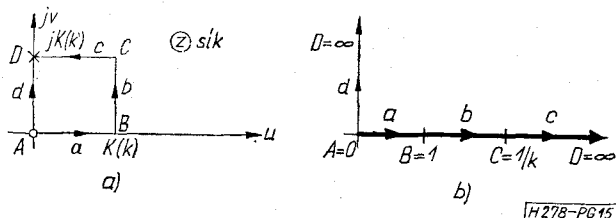
ahol $v \leq K(k') = K'$.

A (14) összefüggésből jól látható, hogy sn transzformációval a komplex BC szakasz is a valós tengelybe megy át.

A CD egyenes mentén $z = u + jK(k')$. Az sn transzformációt és az addíciós összefüggéseket alkalmazva:

$$\operatorname{sn} [u + jK(k')] = \frac{1}{k \operatorname{sn} u}, \quad (15)$$

ahol $u \leq K(k)$, $u = K(k)$ a z sík C pontjának felel meg. Mivel $\operatorname{sn} [K(k)] = 1$, így a C pont transzformáltjának értéke $\operatorname{sn} [K + jK'] = 1/k$. (15)-ből látható, hogy a CD szakasz is a valós tengelybe képződik le.



15. ábra

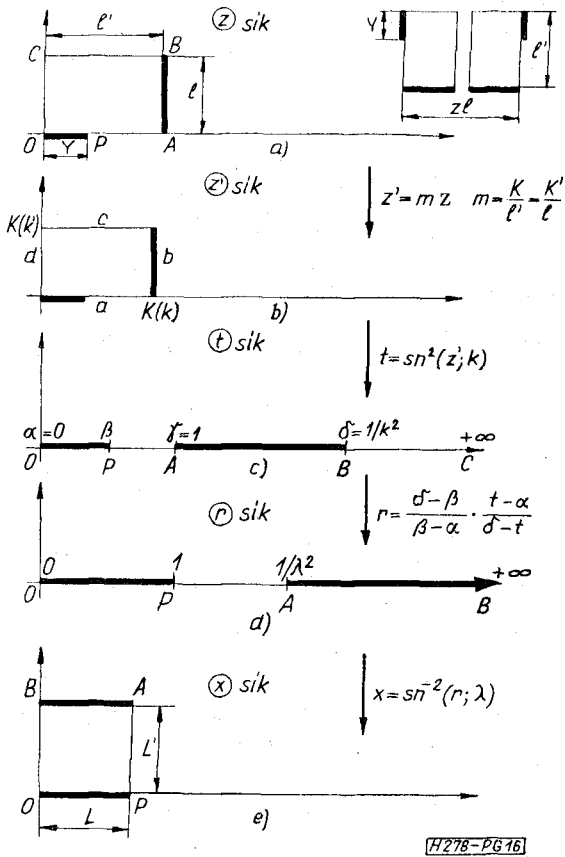
AD mentén $z = jv$, tiszta képzetes értékű. Az sn függvényre vonatkozó összefüggéseket kihasználva [4, 5]:

$$\operatorname{sn} [jv, k] = j \frac{\operatorname{sn}(v, k')}{\operatorname{cn}(v, k')}. \quad (16)$$

Ez a kifejezés a z sík képzetes tengelyének egy szakaszát az sn z sík pozitív képzetes tengelyébe viszi át.

1.4 Kételektródás elrendezések impedanciájának számítása Schwartz-Christoffel-transzformációval

A 16. ábra jól szemlélteti azt a folyamatot, ahogy a z síkon levő (16a ábra) kételektródás derékszögű



16. ábra

elrendezés az x síkon egyszerűen számítható geometriai ellenállású elrendezésé transzformálódik. A 16a ábrán látható elrendezés a 2a vagy a 4a ábra elrendezéseinek Z_{II} -jét ábrázolja. A négyszög csúcsait O, A, B, C pontok alkotják, P egy tetszőleges pont a határon.

OP és AB szakaszok tökéletes vezetőt jelentenek. Az $OABC$ négyszög állandó négyzetes ellenállású anyaggal van bevonva (ρ [ohm/□j]). A feladat ezek után az OP és az AB elektródák közötti geometriai ellenállás meghatározása. Ezt ρ -val szorozva kapható az elektródák közötti ellenállás értéke ohmban.

A z síkból a t síkba Schwartz–Chirostoffel-transzformációval jutunk. Derékszögű paralelogramma esetén a transzformációt elliptikus függvény valósítja meg.

$$t = \text{sn}^2(mz, k), \tag{17}$$

ahol $m = K/l' = K'/l$, K a k modulusú komplett elliptikus integrál, míg K' ennek komplemente. A (17) kifejezésben az m szorzó azért szükséges, hogy az adott derékszögű paralelogrammát a transzformáció a $K \times K'$ téglalapba vigye át a z' síkon (16b ábra). A (17) transzformáció ebben az esetben mind a négy oldalt a t sík valós tengelyébe viszi át a 1.3 fejezetben leírtaknak megfelelően. Az $l'/l = K/K'$ arány a feladat kitűzésekor ismert, ebből kell a k modulusú meghatározni.

Legyenek O, P, A és B pontok rendre z_1, z_2, z_3 és z_4 -gyel jelölve, akkor a t síkon levő $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ pontok

az előzőekben K/K' arányból meghatározott modulus ismeretében a következőképpen számíthatók:

$$\alpha = \text{sn}^2 mz_1, \tag{18}$$

$$\beta = \text{sn}^2 mz_2, \tag{19}$$

$$\gamma = \text{sn}^2 mz_3, \tag{20}$$

$$\delta = \text{sn}^2 mz_4. \tag{21}$$

A t tartományból az r -be való áttérés lineáris transzformációval történik:

$$r = \frac{\delta - \beta}{\beta - \alpha} \frac{t - \alpha}{\delta - t}. \tag{22}$$

Könnyen ellenőrizhető pl., hogy a t síkon levő α pont ($t = \alpha$) az r síkon $r = 0$ -ba, a β pont ($t = \beta$) az $r = 1$ -be, a δ pont ($t = \delta$) $r = \infty$ -be megy át. A γ pont ($t = \gamma$) az $r = 1/\lambda^2$ -be transzformálódik, ebből az új λ modulus meghatározható:

$$\frac{1}{\lambda^2} = \frac{\delta - \beta}{\beta - \alpha} \frac{\gamma - \alpha}{\delta - \gamma}. \tag{23}$$

Itt látható a (22) lineáris transzformáció szükségessége, ugyanis z -ből t -be való transzformáláskor a B pont (16a ábra) a $\delta = \frac{1}{(\text{modulus})^2}$ pontba ment át, amiből következik, hogy az r -ből x -be való visszatranszformáláskor (sn^{-2} transzformáció) az r síkon az A pontot (16d ábra) $\frac{1}{(\text{modulus})^2}$ -re kell felvenni, hogy az x síkon (16e ábra) az A sarokpontba transzformálódjon.

Nyilvánvaló ezek után, hogy a t -ből r -be történő lineáris transzformáció a z síkon levő geometriától teljesen független. Ezt az l'/l arányhoz meghatározott modulus biztosítja, ugyanis a z' síkon (16b ábra) a téglalap éleinek hossza $K(k)$, illetve $K'(k)$, azaz csak k függvénye.

Az r síkon egy adott elektródaelrendezés esetén mindig azonos képet kapunk a hosszmereteiktől függetlenül. Az r síkon az elektródák úgy helyezkednek el, hogy a (17) transzformáció inverzét alkalmazva, az x síkban a kívánt elrendezés adódik (16e ábra).

$$r = \text{sn}^2(x, \lambda). \tag{24}$$

A geometriai ellenállás (Z_{II}) az x síkon már egyszerűen meghatározható:

$$\frac{Z_{II}}{\rho} = \frac{L'}{L}, \tag{25}$$

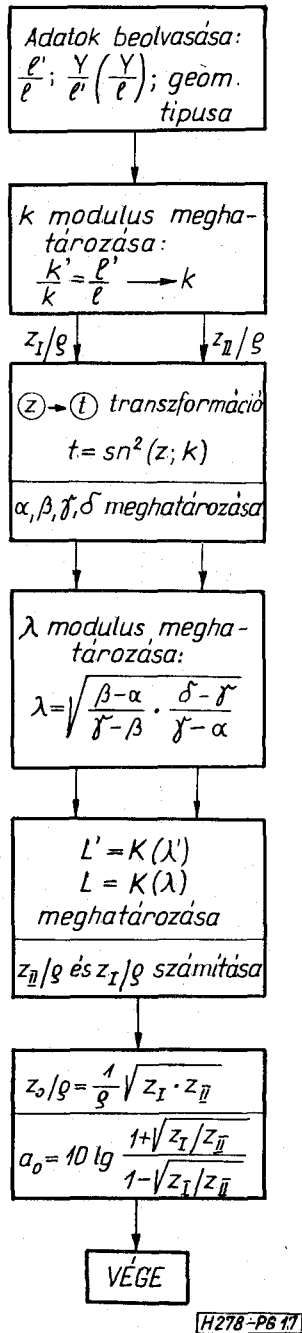
ahol

$$L' = K(\lambda' = \sqrt{1 - \lambda^2})$$

és

$$L = K(\lambda). \tag{26}$$

Jelen esetben $Z_{I/\rho}$ -t és $Z_{II/\rho}$ -t kell a fenti módon meghatározni, majd ezekből Z_0/ρ és a_0 számítható a (4) és (5) kifejezéseknek megfelelően. Behelyettesítés után látható, hogy az a_0 hullámcillapítás független a ρ -tól, azaz csak a geometriai méretektől függ. Z_0 természetesen a geometria mellett a ρ anyagjellem-



17. ábra

zónék is függvénye. Ezek után elméletileg a probléma bármilyen derékszögű paralelogramma esetén megoldható.

1.5 Csillapítók paramétereinek meghatározása a geometriai — és anyagjellemzőkből számítógép segítségével

Az 1.4 fejezetre épülő analízis-program tömbvázlata (a 16. ábra jelöléseit használva) [6] a 17. ábrán látható.

A program számítási pontosságának korlátját az l'/l arányból történő modulusmeghatározás szabja meg. l'/l > 6 arány esetén ugyanis a k modulus 0-hoz,

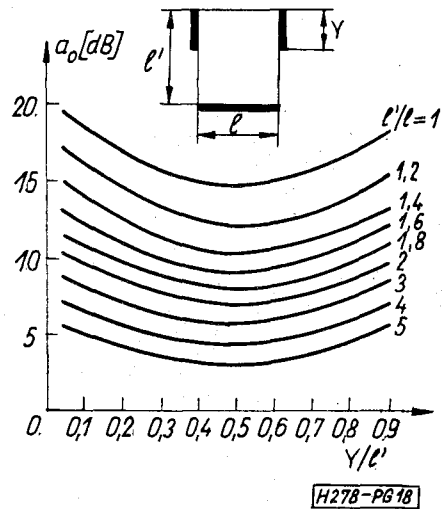
a k' pedig az l-hez tart olyannyira (1. táblázat), hogy ebben a tartományban csak dupla pontosságú számítás esetén érhető el értékelhető eredmény.

1. táblázat

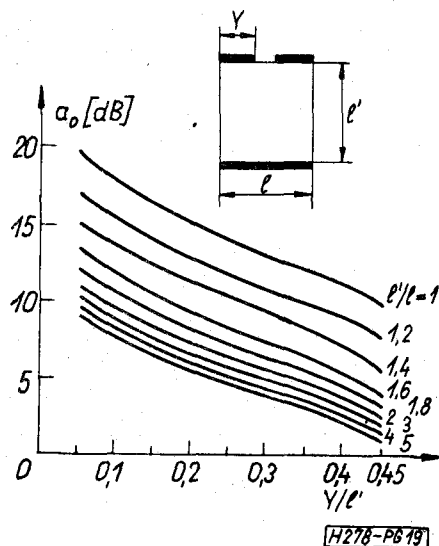
Modulusmeghatározás l'/l-ből

l'/l	k	k'
2,0	0,171 571 875 2	0,985 171 431 0
3,0	0,035 9215 68 2	0,999 354 612 2
4,0	0,074 696 667 2	0,999 972 101 6
5,0	0,001 552 811 8	0,999 998 791 38
6,0	0,000 322 798	0,999 999 947 9
7,0	0,000 067 103 1	0,999 999 997 7
8,0	0,000 013 949	0,999 999 999 9
9,0	0,000 002 899 7	0,999 999 999 9
10,0	0,000 000 602 8	0,999 999 999 9

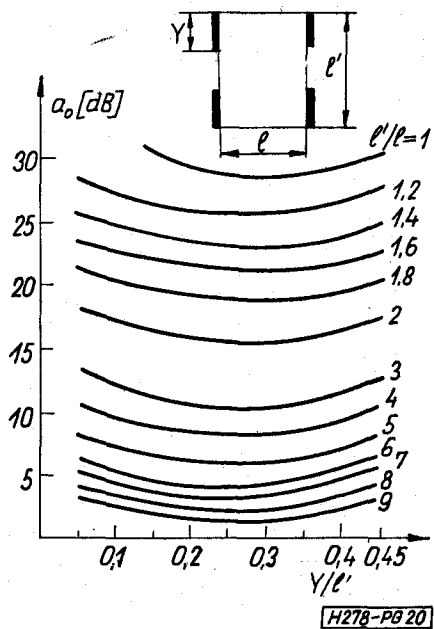
Számítógéppel végzett analízis eredményeit három-elektrodás esetben a 18. és 19. ábrák mutatják.



18. ábra



19. ábra

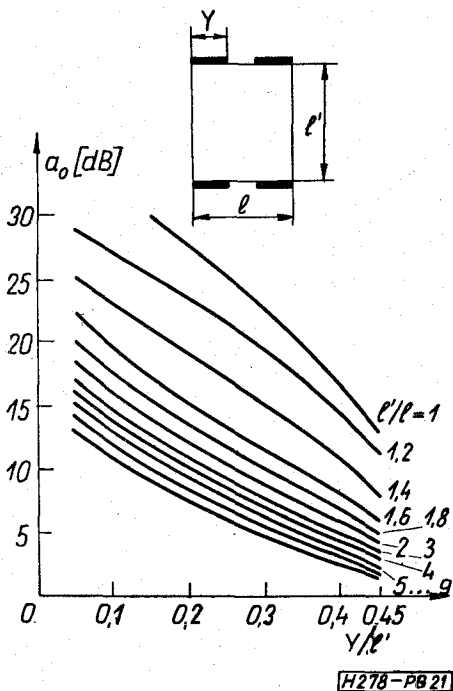


20. ábra

Négyelektrodás elrendezés esetén, ami földszimmetrikus csillapítót jelent, a csillapításmenet a be- és kivezető elektrodák elhelyezkedésének függvényében a 20. és 21. ábrákon látható.

A diagramokból néhány érdekes következtetést vonhatunk le, amelyek a későbbi tervezés során felhasználhatók:

1. a hullámcillapítás független a ρ négyzetes ellenállástól, ez már a képletekből is látható;
2. a hullámcillapítás független az aktuális méretekéntől, csak az oldalak, illetve az oldalak és elektrodák arányától függ;



21. ábra

3. a 18. és 20. ábrákon jól látható, hogy bizonyos geometriáknál a csillapításgörbéknek minimuma van. A minimumhelyek szomszédságában a csillapítás majdnem állandó a be- és kivezető elektrodák y hosszának változtatása ellenére. Itt található a tervezés szempontjából optimális méretek, amelyek a geometriai méretváltozásokra a legkevésbé érzékenyek;

4. látható, hogy a szintézisproblémának nem egyetlen megoldása van, azaz különböző oldal-, illetve elektróda- és oldalarányokkal valósítható meg ugyanaz a hullámcillapítású csillapító.

A hullámimpedanciát vizsgálva az látható, hogy Y/l , ill. Y/l' növelésével a Z_0/ρ jelentősen csökken, míg l'/l változásának hatása nem ilyen jelentős. Nagy hullámimpedanciák a 19. és 21. ábrákon látható elrendezésekkel valósíthatók meg könnyen, míg kis hullámimpedanciák a 18. és 20. ábrák elrendezéseivel.

2. Elosztott paraméterű csillapítók számítógépes tervezése

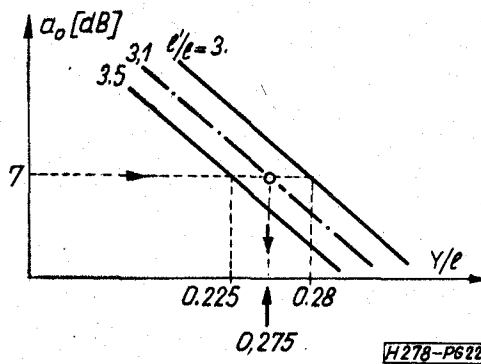
A tervezés az analízis segítségével történik. A számítógép által végzett részletes analízis [7] eredményei alapján kiválasztható az a tartomány, ahol a tervezendő csillapító található.

A különböző tervezési módszerek közül itt az kerül ismertetésre, amikor a ρ négyzetes ellenállás csak a technológia által meghatározott határok között változhat.

A tervezés menete:

A részletes számítógépes analízis által szolgáltatott táblázatokban megkeressük a tervezendő csillapításértékekhez közel eső értékeket, és leolvassuk a hozzájuk tartozó l'/l , Y/l' , illetve Y/l és Z_0/ρ értékeket. Ha a tervezendő csillapításértékeket körülvevő csillapításértékekhez tartozó Z_0/ρ is a megfelelő tartományba esik, akkor a programot változtatlan l'/l -el az adott Y/l , ill. Y/l' határok között megfelelő számú pontban lefuttatva kiadódik a keresett Y/l , ill. Y/l' .

Ha a tervezendő csillapításértékeket körülvevő értékeknél a Z_0/ρ nem megfelelő, akkor l'/l -et úgy kell megváltoztatni, hogy a kívánt csillapításérték az előbbinél kisebb vagy nagyobb Y/l -nél álljon elő attól függően, hogy Z_0/ρ kisebb vagy nagyobb volt-e a kívántnál.



22. ábra

Ez a tervezési módszer jól nyomon követhető a következő számpéldán:

Tervezendő 7 dB-es, 600Ω -os csillapító földaszimmetrikus kivitelben ($50\Omega/\square \cong \rho \cong 250\Omega/\square$).

A feladat háromelektrodás elrendezéssel oldható meg a földaszimmetria miatt. A két háromelektrodás elrendezés közül a nagy hullámimpedanciák megvalósítására a 19. ábrán látható elrendezés alkalmasabb.

A részletes analízis eredményeiből látható, hogy $Z_0/\rho > 2,4$ mellett (ami $\rho_{\max} = 250 \frac{\Omega}{\square}$ -bőli következően a 600Ω -os hullámimpedancia megvalósításához szükséges geometriai ellenállás) a 7 dB-es csillapításérték $3 \cong l'/l \cong 3,5$ között van. A hullámimpedancia ugyanis Y/l csökkenésével nő, és ha l'/l ugyanakkor megfelelően megnő, a csillapítás változatlan értékű marad (22. ábra).

Az analízisprogramot $3 \cong l'/l \cong 3,5$ és $0,225 \cong Y/l \cong 0,28$ között részletesen lefuttatva adódik a megoldás, amit a 21. ábra is mutat:

$$\begin{aligned} l'/l &= 3,1 & a_0 &= 6,99 \text{ dB} \\ Y/l &= 0,275 & Z_0/\rho &= 2,435. \end{aligned}$$

Hasonló módszerrel végezhető el bármely csillapítótag geometriájának a tervezése.

Olyan elrendezéseknél, amelyeknek csillapításminimumuk van (16., 18. ábra), célszerű arra törekedni, hogy a kívánt csillapítót $0,4 \cong \frac{Y}{l} \cong 0,6$ értékkel valósítsuk meg a már említett kedvező tolarenciaviszonyok miatt. Itt Y -t a fenti kedvező tartományban tartjuk, és l'/l -t változtatjuk addig, amíg a kívánt csillapításérték a megadott Y/l tartományba nem esik.

A program az Egyetemi Számítóközpont RAZDAN számítógépére készült ALGOL nyelven. A futtatási eredmények azt mutatják, hogy ez a tervezési módszer 1–1,5'-es gépidő felhasználásával 10^{-2} pontossággal adja egy a kívánt csillapítással rendelkező csillapító geometriai adatait.

3. Befejezés

Az elosztott paraméterű csillapító analízisének és tervezésének ismertett módszerei új termék gyártását teszik lehetővé. Különösen a szigetelőalapú vékonyréteg-technológiával gyártott csillapítók esetén jelentős az elosztott paraméterű szemlélet, amely lehetővé teszi a miniatürizálást és a fémes összekötések számának csökkentésével a megbízhatóság növelését.

A téma tanulmányozása és a tervezési módszer kidolgozása, a számítógépprogram készítése a REMIX Rádiótechnikai Vállalat megbízásából történt.

Köszönetemet fejezem ki Farkas Elemérnek (REMIX) támogatásáért és értékes gyakorlati tanácsaiért.

Ezúton mondok köszönetet kollégáimnak, dr. Géher Károlynak és dr. Solymosi Jánosnak a szakmai vitákban adott tanácsaikért, melyek nagyban megkönnyítették munkámat.

I R O D A L O M

- [1] Dr. *Simonyi K.*: Elméleti villamosságtan. Tankönyvkiadó, Budapest, 1958.
- [2] Dr. *Géher K.*: Lincáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1968.
- [3] *Moulton H. F.*: Current Flow in Rectangular Conductors. Proc. London Math. Soc., Ser 2, Vol. III.
- [4] *Calahan D. A.*: Modern hálózatszintézis. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1969.
- [5] *Pattantyás*: Gépész- és villamosmérnökök kézikönyve. Matematikai képleték, táblázatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1959.
- [6] *Prónay G.*: Elosztott paraméterű csillapítók számítása (programleírás). A program a REMIX Rádiótechnikai Vállalat megbízásából készült, 1972. június.
- [7] *Prónay G.*—*dr. Solymosi J.*: Elosztott paraméterű csillapítók tervezési diagramjai. Tanulmány a REMIX Rádiótechnikai Vállalat számára, Budapest, 1972 június.
- [8] *Dow R. J.*: Synthesis of Multiple Resistance Networks from single Resistive Films. IEEE Trans. on Component Parts, Vol. 10. No. 4. pp. 147—155. December 1963.
- [9] *Wyndrum, R. W. Jr.*: Computer-aided Synthesis of Distributed Resistive and RC networks. *Herskowitz G. J.*: Computer-aided integrated circuit design. McGraw — Hill Book Co. 1968. 10. fejezet, pp. 362—394.