

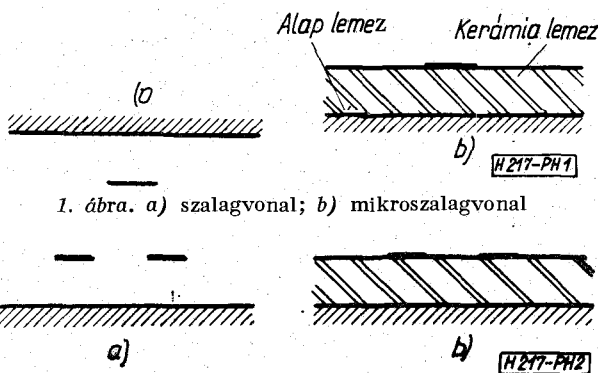
## Mikroszalag tápvonalas kivitelű sávszűrő tervezése

ETO 621.372.826:621.372.852

A mikrohullámú berendezések fejlesztésénél célul tűzik ki, hogy a berendezés méreteit és elkészítési költségeit csökkentsek, valamint növeljék a megbízhatóságát. Enyhébb előírásokkal rendelkező mikrohullámú áramköröknél ezt a célt elérhetik, azzal, hogy az áramkört integrált kivitelben készítik el. Az integrált kivitelű mikrohullámú áramkörök kerámia lemezre felvitt szalagvezetőkön vannak kialakítva. A kerámia lemez relatív dielektromos állandója 10-es és vastagsága 0,6—1 mm nagyságrendű. Az integrált kivitelben készített mikrohullámú áramkörök egyik fontos típusa a mikroszalag vonalak segítségével megvalósított sávszűrő. Az elmúlt években több irodalmi közlemény jelent meg, ahol olyan bonyolult mikrohullámú integrált áramköröket ismertetnek, amelyekben mikroszalag vonalakból kialakított sávszűrő található. Például egy ilyen közlemény K. M. Johnson [1] cikke, aki egy négyszerezőt ismertet. A mikroszalag vonalakból kialakított sávszűrőket olyan elrendezésekben szokták alkalmazni, amelyeket a homogén szalagvonalakkal már régebben megvalósítottak. Gyakran alkalmazott

A szalagvonal (1a ábra) vezetője és az alaplapja közötti teret levegő vagy dielektrikum homogénné tölti ki. Az 1b ábrán látható mikroszalag vonalban a dielektrikum a vezető és alaplemez közötti teret csak részben tölti ki. A vonalakban terjedő elektromágneses energia nagy része a szalagvezető és az alaplemez közötti térrészben tárolódik. A szalagvezető fölött csak az energia kisebb része található. Ez a hatás annál erősebben jelentkezik, minél szélesebb a szalagvezető. A szalagvezetőben terjedő elektromágneses tér hullámhossza függ attól, hogy milyen anyagban alakul ki a tér. A szalagvonalat kitöltő anyag dielektromos állandója mindenütt azonos, ezért az itt terjedő tér hullámhosszát megkapjuk, ha a szabadtéri hullámhosszat elosztjuk a szalagvonalat kitöltő anyag relatív dielektromos állandójának négyzetgyökével. A szalagvezető szélessége nem befolyásolja a hullámhosszat. A mikroszalag tápvonalban az elektromágneses tér nemcsak a kerámiában, hanem a levegőben is terjed. Itt a hullámhossz kiszámításakor az úgynevezett effektív dielektromos állandó négyzetgyökével kell osztani a szabadtéri hullámhosszat. Az effektív dielektromos állandó kisebb a kerámia relatív dielektromos állandójánál. Az effektív dielektromos állandó nagysága függ attól, hogy milyen az energia eloszlása a kerámiával és levegővel kitöltött szakaszok között. Ebből következik, hogy az effektív dielektromos állandó nagyságát erősen befolyásolja a szalagvezető szélességi mérete. A szalagvonalak és mikroszalagvonalak elektromos tulajdonságai közötti egyik lényeges különbséget a hullámhosszak kialakulásában találhatjuk.

A szalagvonalakból vagy a mikroszalagvonalakból kiképzett csatolt vezetékpárokat a 2a és 2b ábrák mutatják. A csatolt vezetékpárok elektromos tulajdonságait két alaperjesztés vizsgálata alapján határozzák meg. Az első alaperjesztés akkor jön létre, ha a szalagvezetőkre azonos nagyságú és fázisú és az alaplemezre zérus feszültséget kapcsolnak. Az elektromágneses tér eloszlása ennél a gerjesztésnél szimmetrikus lesz a szalagvezetők között levő szimmetria síkra. A tükrözési elv alapján belátható, hogy az egyik szalagvezető környezetében elektromágneses tér eloszlása nem változik, ha a szimmetria síkhoz egy mágneses falat teszünk és a másik szalagvezetőt eltávolítjuk. Az így kialakított szalagvonalas vagy mikroszalagvonalas elrendezéseket a 3a és 3b ábrák mutatják. A második alaperjesztésnél a szalagvezetőkre azonos nagyságú, de ellentétes fázisú feszültséget kapcsolnak. Az alaplemez zérus potenciálon marad. Az elektromágneses tér eloszlása ennél a gerjesztésnél aszimmetrikus lesz a szalagvezetők között levő szimmetria síkra. A tükrözési elv alapján ugyancsak belátható, hogy a szimmetria síkban elhelyezett elektromos fal nem változtatja

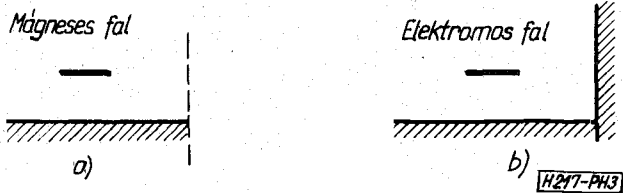


1. ábra. a) szalagvonal; b) mikroszalagvonal

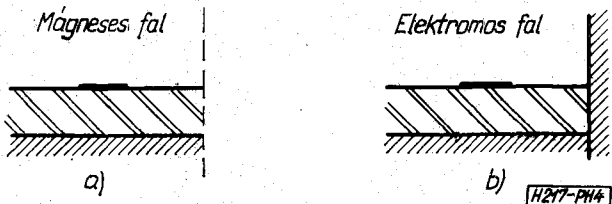
2. ábra. a) szalagvonalas csatolt vezetékpár; b) mikroszalagvonalas csatolt vezetékpár

szalagvonalas szűrő elrendezés az S. B. Cohn [2] által közölt negyedhullámú vezetékpárokból kialakított szűrő. Johnson idézett cikkében ez a szűrőtípus található csatolt mikroszalag tápvonalakkal megvalósított kivitelben. Ezt a szűrőt a szalagvonalakkal megvalósított kivitel számára kidolgozott tervezési módszer segítségével tervezik. Ez a módszer a mikroszalag tápvonalak alkalmazásakor nem ad pontos eredményt. Ez abból következik, hogy a mikroszalag tápvonalak vagy a belőlük kiképzett csatolt vezetékpárok tulajdonságai nem pontosan azonosak a szalagvonalak és a szalagvonalakból kiképzett vezetékpárok elektromos tulajdonságaival. Az elektromos tulajdonságok közötti eltérés az 1. és 2. ábrák alapján belátható.

\* Beérkezett: 1973. III. 16.



3. ábra. a) páros gerjesztés; b) páratlan gerjesztés



4. ábra. a) páros gerjesztés; b) páratlan gerjesztés

meg az elektromágneses tér eloszlását. Ebben az esetben a csatolt vezetékpárokból a 4a és 4b ábrákon levő elrendezések adódnak.

Az irodalomból ismeretes, hogy a csatolt vezetékpárok elektromos tulajdonságait ki lehet számítani a 3a és 4a ábrákon levő szalagvonalak vagy a 3b és 4b ábrákon levő mikroszalag vonalak hullámellenállásaiból és a terjedő elektromágneses tér hullámhosszaiból. Az 1a és 1b ábrákon levő szalagvonalakra vonatkozó megfontolások alapján belátható, hogy a csatolt szalagvonalakból kiképzett vezetékpárnál a páros és páratlan gerjesztéséhez tartozó hullámhosszak azonosak. Viszont a mikroszalag vonalakból kiképzett csatolt vezetékpár páros és páratlan gerjesztéséhez tartozó hullámhosszak már nem egyformák. Ez a szalagvonalak és mikroszalag vonalak elektromos tulajdonságai közötti másik lényeges különbség. Az egyes gerjesztésekhez tartozó hullámhosszak nagysága a csatolt mikroszalag vezetékpár vezetőinek szélességétől és egymástól mért távolságától függ. A páros és páratlan gerjesztésekhez tartozó  $Z^e$  és  $Z^o$  hullámellenállások, valamint  $\lambda^e$  és  $\lambda^o$  hullámhosszak számszerű értékének meghatározására több eljárás, pl. a Távközlési Kutató Intézetben kidolgozott számítógépes módszer [3] is alkalmazható. A [3] közleményben található számítási eljárás nem a hullámhosszakot, hanem a  $v_{fe}$  és  $v_{fo}$  fázissebességeket adja meg. A  $v_{fe}$  és  $v_{fo}$  fázissebességek a  $\lambda^e$  és  $\lambda^o$  hullámhosszakból a

$$v_{fe} = \frac{\lambda^e}{\lambda_0} \quad (1)$$

$$v_{fo} = \frac{\lambda^o}{\lambda_0} \quad (2)$$

képletek alapján kiszámíthatók ( $\lambda_0$ =szabadtéri hullámhossz). A későbbi számításoknál a [3] módszer eredményeit akarjuk felhasználni, ezért a tervezés számára kidolgozott képletekbe  $v_{fe}$  és  $v_{fo}$ -t írjuk.

Jelen cikkben a mikrohullámú sáváteresztő szűrők tervezésénél figyelembe szeretnénk venni, hogy a mikroszalag vonalakból kiképzett csatolt vezetékpárok  $\lambda^e$  és  $\lambda^o$  hullámhosszai nem azonosak. Olyan

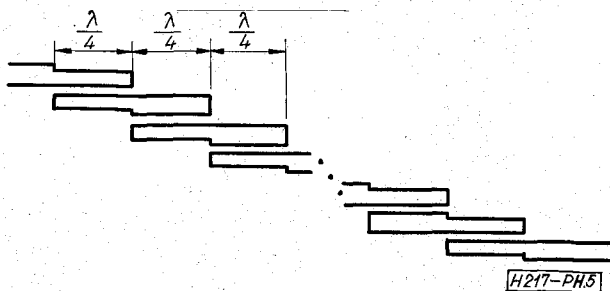
általános eljárást nem tudunk megadni, amely az összes lehetséges szűrő elrendezésre egyformán alkalmazható. Ehelyett S. B. Cohn által javasolt szűrő-elrendezésre adunk egy pontosabb tervezési eljárást. Mikroszalag tápvonalas kivitelű sáváteresztő szűrők megvalósítására ezt az elrendezést alkalmazzák a leggyakrabban.

i. Mikroszalag vonalakból kialakított csatolt vezetékpár impedancia mátrixának meghatározása

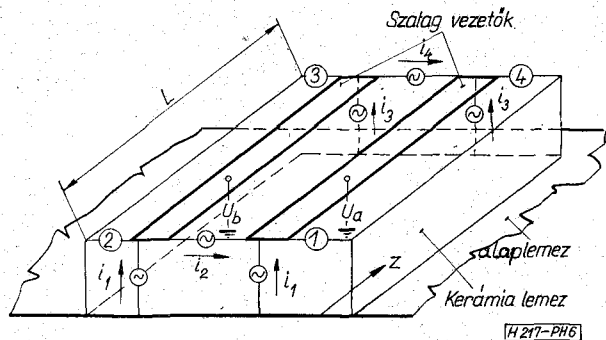
A vizsgált szűrő elrendezés negyedhullám hosszúságú csatolt vezetékpárokból van kialakítva (5. ábra).

A szűrő tervezéséhez felhasznált formulák kiszámításához ismerni kell a mikroszalag tápvonalakból kiképzett csatolt vezetékpárok elektromos tulajdonságait. Az irodalomban a szalagvonalakból megvalósított csatolt vezetékpárokat impedancia mátrixuk segítségével írják le. A további számításokhoz ezt az impedancia mátrixot használják fel. Számításainkat mi is hasonló módon szeretnénk végezni. Ezért meg kell határozni a mikroszalag tápvonalakból kialakított csatolt vezetékpárnak mint négy kapunak az impedancia mátrixát. A vizsgált elrendezés a 6. ábrán látható.

A csatolt vezetékpár  $L$  hosszúságú. A szalagvezetők között a  $z=0$  helyen az  $i_2$  áramú áramgenerátor és a  $z=L$  helyen az  $i_3$  áramú áramgenerátor található. A fém alaplemez és a szalagvezetők közé ugyancsak a  $z=0$  és  $z=L$  helyeken az  $i_1$  és  $i_3$  áramú áramgenerátorok vannak kapcsolva. A négykapus elrendezés 1 és 2-vel jelölt kapuja a  $z=0$  síkban, a 3 és 4-gyel jelölt kapuja a  $z=L$  síkban található. Az



5. ábra. Negyedhullám hosszúságú csatolt vezetékpárokból kialakított szűrő



6. ábra. Csatolt vezetékpár

$i_1$  kivételével tegyük zérussá az áramgenerátor áramát.

$$i_2 = i_3 = i_4 = 0 \quad (3)$$

Az elrendezés geometriai szimmetriájából közvetlenül látható, hogy az „a”-val jelölt szalagvezető  $u_{a1}(z)$ , és „b”-vel jelölt szalagvezető  $u_{b1}(z)$  feszültségei azonosak. Vagyis páros gerjesztést hoztunk létre. A Maxwell egyenletek megoldásából [4] adódnak az

$$u_{a1}(z) = u_{b1}(z) = -jZ^e i_1 \frac{\cos 2\pi(L-z)/\lambda_0 v_{fe}}{\sin 2\pi L/\lambda_0 v_{fe}} \quad (4)$$

kifejezések. Most az  $i_2$  áramgenerátor kivételével tegyük zérussá az összes áramgenerátor áramát. Ugyancsak az elrendezés geometriai szimmetriájából látható, hogy a szalagvezetők és a fémalaplemez között fellépő  $u_{a2}(z)$  és  $u_{b2}(z)$  feszültségek azonos nagyságúak, de ellentétes előjelűek

$$u_{a2}(z) = -u_{b2}(z) \quad (5)$$

Tehát az  $i_2$  áramgenerátor segítségével páratlan gerjesztéshez jutottunk. Ugyancsak a Maxwell egyenletek megoldásából nyerhetők az

$$u_{a2}(z) = -jZ^0 i_2 \frac{\cos 2\pi(L-z)/\lambda_0 v_{fo}}{\sin 2\pi L/\lambda_0 v_{fo}} \quad (6)$$

kifejezések is. A (4) és (5) formulákban a  $Z^e$  a páros,  $Z^0$  a páratlan gerjesztéshez tartozó hullámellenállást,  $v_{fe}$  és  $v_{fo}$  pedig a fázissebességeket jelenti. A  $\lambda_0$  a szabadtéri hullámhossz. Hasonló megfontolásból adódnak az  $i_3$  és  $i_4$  áramgenerátorok által létrehozott feszültségek.

$$u_{a3}(z) = u_{b3}(z) = -jZ^e i_3 \frac{\cos 2\pi z/\lambda_0 v_{fe}}{\sin 2\pi L/\lambda_0 v_{fe}} \quad (7)$$

$$u_{a4}(z) = -u_{b4}(z) = -jZ^0 i_4 \frac{\cos 2\pi z/\lambda_0 v_{fo}}{\sin 2\pi L/\lambda_0 v_{fo}} \quad (8)$$

Az 1, 2, 3 és 4-gyel jelölt kapuknál mérhető  $U_1, U_2$  és  $U_3, U_4$  feszültségeket, valamint  $I_1, I_2, I_3$  és  $I_4$  áramokat a szuperpozíció tétele alapján kaphatjuk meg.

$$I_1 = i_1 + i_2$$

$$I_3 = i_1 - i_2 \quad (9)$$

$$I_3 = i_3 - i_4$$

$$I_4 = i_2 + i_4$$

vagyis

$$i_1 = \frac{1}{2}(I_1 + I_2)$$

$$i_2 = \frac{1}{2}(I_1 - I_2)$$

$$i_3 = \frac{1}{2}(I_3 + I_4)$$

$$i_4 = \frac{1}{2}(I_4 - I_3) \quad (10)$$

és

$$U_1 = (u_{a1} + u_{a2} + u_{a3} + u_{a4})_{z=0}$$

$$U_2 = (u_{b1} + u_{b2} + u_{b3} + u_{b4})_{z=0} \quad (11)$$

$$U_3 = (u_{b1} + u_{b2} + u_{b3} + u_{b4})_{z=L}$$

$$U_4 = (u_{a1} + u_{a2} + u_{a3} + u_{a4})_{z=L}$$

Az  $u_{a1}, u_{a2}, u_{a3}$  és  $u_{a4}$  feszültségek  $z=0$ , illetve  $z=L$  helyeken felvett értékeit a (4), (6) és (8) összefüggésekből kapjuk. Ezeket az értékeket behelyettesítve a (11) összefüggésbe, majd felhasználva a (1) formulákat, az  $U_1, U_2, U_3$  és  $U_4$  feszültségekre kifejezések adódnak. Ezekben a kifejezésekben az  $U_1, U_2, U_3$  és  $U_4$  az  $I_1, I_2, I_3$  és  $I_4$  függvényében van meghatározva. Az utóbbi formulákban az áramok együtt-hatói azonosak az impedancia mátrix elemeivel. A számítások elvégzése után az impedancia mátrix elemeire az alábbi végeredményeket kapjuk:

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = \frac{Z^e}{2S_e} + \frac{Z^0}{2S_0};$$

$$(S_e = jtg 2\pi L/\lambda_0 v_{fe}) \quad (S_0 = jtg 2\pi L/\lambda_0 v_{fo}) \quad (12)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = \frac{Z^e}{2S_e} - \frac{Z^0}{2S_0} \quad (13)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = \frac{Z^e}{2S_e} \sqrt{1-S_e^2} - \frac{Z^0}{2S_0} \sqrt{1-S_0^2} \quad (14)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = \frac{Z^e}{2S_e} \sqrt{1-S_e^2} + \frac{Z^0}{2S_0} \sqrt{1-S_0^2} \quad (15)$$

Az 1. ábrán látható szűrő elrendezésben a mikro-szalag tápvonalból kiképzett csatolt vezetékpárokat úgy használjuk fel, hogy két ellentétes oldalukon levő kapujukat nyitottan hagyjuk. Így a négykapus elrendezésből egy kétkapus hálózat adódik. A kétkapus hálózat impedancia mátrixát úgy kapjuk meg a négykapus elrendezés impedancia mátrixából, hogy a nyitottan hagyott kapuk áramát zérusnak vesszük. Például tegyük fel, hogy a 6. ábrán levő csatolt vezetékpár 2 és 4-gyel jelölt kapuit hagyjuk nyitottan, akkor az

$$I_2 = I_4 = 0 \quad (16)$$

összefüggést írhatjuk fel. A zérus áram értékeket behelyettesítjük a feszültségek és áramok közötti kapcsolatot megadó egyenletekbe.

Ezzel a megmaradt kapuk áramai és feszültségei közötti összefüggést kapjuk meg, amelyekből kiolvasható a kétkapus hálózat impedancia mátrixa.

A vázolt számításokat elvégezve végeredményként a (17), (18) impedancia mátrix adódik.

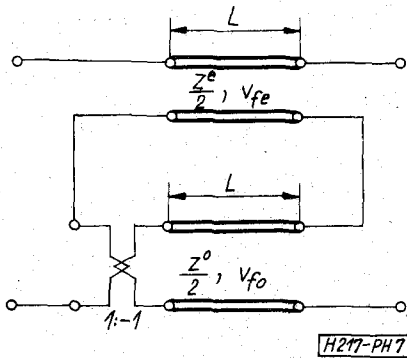
A (17) kifejezéssel megadott impedancia mátrix alkalmas arra, hogy belőle meghatározzuk a mikro-szalag tápvonalakból kialakított csatolt vezetékpár helyettesítő kapcsolását. Ennek érdekében bontsuk két mátrix összegére a (17) kifejezéssel adott mátrixot.

A (18) első tagja egy  $Z^e/2$  hullámimpedanciájú,  $v_{fe}$  fázissebességű és  $L$  hosszúságú távvezeték impedancia mátrixa. A második tag szintén hasonlít egy távvezeték impedancia mátrixához. A különbség a mellékátlóban levő tagok előjelében van. Ha egy távvezeték szakaszt láncbakapcsolunk egy 1:–1 áttételű transzformátorral, akkor az eredő hálózat

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} -\frac{j}{2} \left( Z^e \operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} + Z^0 \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda_0 v_{fo}} \right) & -\frac{j}{2} \left( Z^e \frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left( \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \right)}}{\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}}} - Z^0 \frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left( \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \right)}}{\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}}} \right) \\ -\frac{j}{2} \left( Z^e \frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left( \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \right)}}{\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}}} - Z^0 \frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left( \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \right)}}{\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}}} \right) & -\frac{j}{2} \left( Z^e \operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} + Z^0 \operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \right) \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} -\frac{j}{2} Z^e \operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} & -\frac{j}{2} \frac{Z^e}{\sin \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}}} \\ -\frac{j}{2} \frac{Z^e}{\sin \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}}} & -\frac{j}{2} Z^e \operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{j}{2} Z^0 \operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} & +\frac{j}{2} \frac{Z^0}{\sin \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}}} \\ +\frac{j}{2} \frac{Z^0}{\sin \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}}} & -\frac{j}{2} Z^0 \operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \end{bmatrix} \quad (18)$$

impedancia mátrixa ugyanilyen előjelűre adódik. Ezért a (18) második tagjához tartozó áramkör egy  $Z^0/2$  hullámimpedanciájú,  $v_{fo}$  fázissebességű és  $L$  hosszúságú távvezeték szakasz, láncbakapcsolva egy 1:–1 áttételű transzformátorral. Az impedancia mátrixok összegzési szabályának megfelelően a két helyettesítő áramkört sorba kell kapcsolni és megkapjuk a (17) impedancia mátrixhoz tartozó egzakt helyettesítő hálózatot (7. ábra).



7. ábra. Csatolt vezetékpár egzakt helyettesítő kapcsolása

Az egzakt helyettesítő kapcsolás nehezen használható fel a szűrő tervezése számára. Miután ilyen elemeket tartalmazó hálózat approximációs problémáját is meg kellene oldani, és nem lehetne alkalmazni a hálózatelmélet eddigi eredményeit. E nehézség elkerülésére az egzakt helyettesítő kapcsolás helyett közelítő kapcsolást vezetünk le, amely keskeny frekvencia sávban érvényes. E közelítő kapcsolás segítségével már olyan szűrő kapcsoláshoz jutunk, amely visszavezethető az 1. ábrán levő alapszűrőre.

A csatolt vezetékpárok  $L$  hosszúságát úgy kell megválasztani, hogy a

$$\frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \approx \frac{\pi}{2}$$

$$\frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \approx \frac{\pi}{2}$$

feltétel teljesüljön. Ebben az esetben a  $\operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_0 v_{fe}} L$  és  $\operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_0 v_{fo}} L$  függvények pólusának közelében vagyunk és az alábbi közelítéseket bevezethetjük.

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \approx \frac{16L}{\lambda_0 v_{fe} \pi} \cdot \frac{1}{1 - \left( \frac{4L}{\lambda_0 v_{fe}} \right)^2} \quad (19)$$

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \approx \frac{16L}{\lambda_0 v_{fo} \pi} \cdot \frac{1}{1 - \left( \frac{4L}{\lambda_0 v_{fo}} \right)^2} \quad (20)$$

A (19) és (20) felhasználásával az alábbi formulákat kapjuk.

$$\operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \approx \frac{\pi}{4} \left[ \frac{v_{fe}}{4L} \lambda_0 - \frac{4L}{v_{fe} \lambda_0} \right] \quad (21)$$

$$\operatorname{ctg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \approx \frac{\pi}{4} \left[ \frac{v_{fo}}{4L} \lambda_0 - \frac{4L}{v_{fo} \lambda_0} \right] \quad (22)$$

Végül a (19) és (20) alapján írhatjuk, hogy

$$\frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left( \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \right)}}{\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}}} \approx 1 \quad (23)$$

$$\frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \left( \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \right)}}{\operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}}} \approx 1 \quad (24)$$

mert

$$\operatorname{ctg}^2 \left( \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fe}} \right) \ll 1 \quad (25)$$

$$\operatorname{ctg}^2 \left( \frac{2\pi L}{\lambda_0 v_{fo}} \right) \ll 1 \quad (26)$$

Helyettesítsük be a (21), (22), (23), és (24) közelítő kifejezéseket a (17) impedancia mátrixba. Ebből az alábbi eredmény adódik

$$Z = \begin{bmatrix} -j\frac{\pi}{8} \sqrt{(Z^e v_{fe} + Z^0 v_{fo}) \left( \frac{Z^e}{v_{fe}} + \frac{Z^0}{v_{fo}} \right) \cdot \eta} & 0 \\ 0 & -j\frac{\pi}{8} \sqrt{(Z^e v_{fe} + Z^0 v_{fo}) \left( \frac{Z^e}{v_{fe}} + \frac{Z^0}{v_{fo}} \right) \cdot \eta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -j\frac{1}{2}(Z^e - Z^0) \\ -j\frac{1}{2}(Z^e - Z^0) & 0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

ahol

$$\eta = \frac{\lambda_0'}{\lambda_0} - \frac{\lambda_0}{\lambda_0'} \quad (28)$$

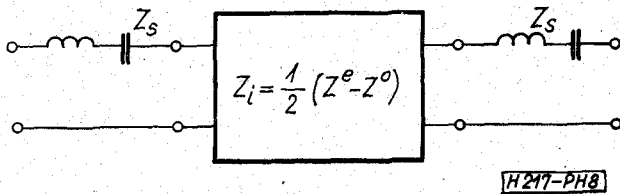
$\lambda_0'$  a szabadtéri hullámhossz  $\omega_0$  frekvencián. A (27) formulában az impedancia mátrixot két tagra bontottuk.

A felbontás eredményeképpen a keresett közelítő helyettesítő kapcsolás már közvetlenül kiolvasható. A (27) második tagja egy „1/2 ( $Z^e - Z^0$ ) impedanciájú” inverter impedancia mátrixát adja meg. A (27) első tagja szerint az inverter minkét oldalához egy-egy soros rezgőkört kell kapcsolni (8. ábra). A soros rezgőkör impedanciáját a

$$Z_s = -j\frac{\pi}{8} \sqrt{(Z^e v_{fe} + Z^0 v_{fo}) \left( \frac{Z^e}{v_{fe}} + \frac{Z^0}{v_{fo}} \right) \cdot \eta} \quad (29)$$

kifejezés adja meg.

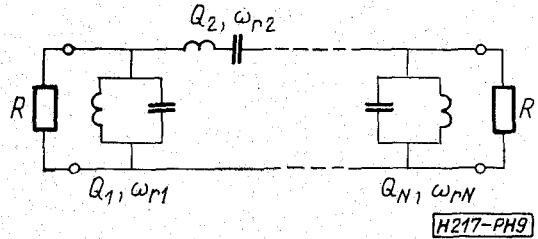
A mikroszalag vonalából kialakított csatolt vezetékpár helyettesítő kapcsolását a 8. ábra mutatja.



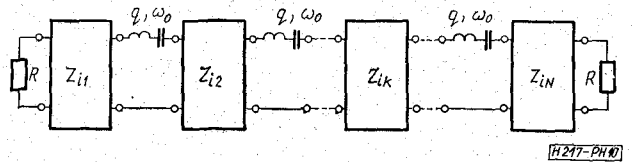
8. ábra. Mikroszalag vonal-as csatolt vezetékpár helyettesítő kapcsolása

## 2. Negyedhullámú csatolt vezetékpárokból kialakított szűrő tervezése

A szűrő tervezésének első lépéseként meg kell határozni a koncentrált paraméterű elemekből álló úgynevezett alapszűrő kapcsolást. Az alapszűrő egy olyan létrakapcsolású szűrő, amelynek soros ágai soros, sőt ágaiban párhuzamos rezgőkörök találhatóak (9. ábra). A rezgőkörök terhelt jósági tényezőit ( $Q_1, Q_2, \dots, Q_N$ ) és rezonancia frekvenciáit ( $\omega_{r1}, \omega_{r2}, \dots, \omega_{rN}$ ) a hálózatelmélet ismert módszerei alapján úgy számítjuk ki, hogy az alapszűrő átviteli tulajdonságai kielégítsék a tervezendő mikro-hullámú sáváteresztő szűrőre előírt követelményeket. Általában a rezgőkörök rezonancia frekvenciái



9. ábra. Alapszűrő kapcsolás



10. ábra. Inverteres szűrő kapcsolás

egyenlőek és azonosak az áteresztősáv  $\omega_0$  középső frekvenciájával. A 9. ábrán levő hálózat nem alkalmas a mikroszalag vonalból kialakított szűrő megvalósítására. Ezért ezt a hálózatot az irodalom (pl. [5]) alapján átalakítjuk invertereket és soros rezgőköröket tartalmazó négy-pólussá (10. ábra).

Az inverterek  $Z_{ik}$  hullámadmittanciáit az [5] könyv alapján a

$$Z_{i1} = \sqrt{\frac{q}{Q_1}} \quad (30)$$

$$Z_{ik} = \frac{q}{\sqrt{Q_{k-1} \cdot Q_k}} \quad (k=2, \dots, N-1) \quad (31)$$

$$Z_{iN} = \frac{q}{Q_N} \quad (32)$$

kifejezésekből kaphatjuk meg, ahol  $Q_1, Q_2, \dots, Q_N$  a 3. ábrán lévő alapszűrő kapcsolás rezgőköreinek terhelt jósági tényezői. A soros rezgőkörök  $q$  terhelt jósági tényezőjét szalagtápvonalnak alkalmazása esetén  $\frac{\pi}{4}$ -nek vehetjük. Bontsuk fel a 10. ábrán levő soros rezgőköröket két egyforma soros rezgőkörre és tegyünk két újabb  $\frac{\pi}{8}$  jósági tényezőjű soros rezgőkört 10. ábrán lévő kapcsolás be- és kimenetére. Ezzel a 10. ábrán levő négy-pólusból a 11. ábrán levő hálózatot kaptuk.

A soros rezgőkörök terhelt jósági tényezője kicsi. Ezért a felhasználási frekvencia sávbán a rezgőkörök  $Z_s$  impedanciája is kis érték lesz. Így a 10. és 11. ábrákon levő hálózatok átviteli tulajdonságai ebben a frekvenciasávban azonosnak vehetők. A 11. ábrán levő hálózatot részhálózatokra bontottuk. A 9. ábrán levő áramkörből látható, hogy mindegyik részhálózat megvalósítható egy-egy mikroszalag tápvonalból kialakított csatolt vezetékpár segítségével. A  $k$ -ik csatolt vezetékpár hullámadmittanciáit, fázissebességeit és hosszúságát úgy kell megválasztani, hogy az alábbi egyenleteket kielégítsük.

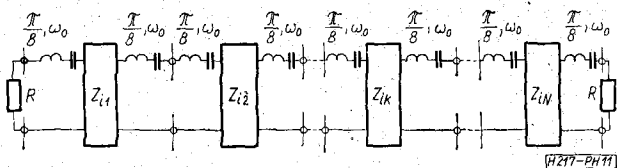
$$Z_{ik} = \frac{1}{2}(Z_k^e - Z_k^0) \quad (33)$$

$$\frac{\pi}{8} = \frac{1}{R} \frac{\pi}{16} \sqrt{\frac{(Z_k^e v_{fek} + Z_k^0 v_{fok})(Z_k^e v_{fek} + Z_k^0 v_{fok})}{v_{fek} \cdot v_{fok}}} \quad (34)$$

$$\lambda'_0 = 4L_k \sqrt{\frac{1}{v_{fek} \cdot v_{fok}} \frac{Z_k^e v_{fek} + Z_k^0 v_{fok}}{Z_k^e v_{fek} + Z_k^0 v_{fok}}} \quad (35)$$

Az (33), (34) és (35) egyenletek abból adódnak, hogy a csatolt vezetékpár közelítő helyettesítő kapcsolásában (11. ábra) levő soros rezgőkörök rezonancia frekvenciáját  $\omega_0$ -ra, terhelt jósági tényezőjét  $\frac{\pi}{8}$ -ra kell választani, és az inverter admittanciája pedig egyezzen meg az (30) és (31), (32) kifejezésekből nyerhető értékekkel. Az (35)-ből látható, hogy ha  $v_{fe}$  és  $v_{fo}$  egyenlő, akkor mindegyik csatolt vezetékpár hossza negyedhullámú lesz. Különböző fázissebességek módosítják a csatolt vezetékpárok hosszát.

Az (33), (34) és (35) egyenleteket iterációval oldhatjuk meg. Az iteráció első lépésében a fázissebességeket azonosnak vesszük és kiszámítjuk a  $Z_k^e$  és  $Z_k^0$  számszerű értékét. Ezekhez a hullámellenállásokhoz



11. ábra. Felbontott inverteres szűrő kapcsolás

meghatározzuk a szükséges geometriai méreteket. A geometriai méretek ismeretében az eltérő fázissebességek is adódnak. Ezek alapján a tervezési egyenletek (33), (34) és (35) segítségével módosítjuk a hullámellenállások és vezetékpárhosszak már kiszámított értékét. Az újabb adatokból újabb geometriai elrendezés adódik. A vázolt számítások többszöri elvégzése után megkapjuk a mikroszalag tápvonalakból kialakított negyedhullámú csatolású vezetékpár megvalósított szűrő geometriai méreteit. Ezek a méretek már a mikroszalag tápvonalak tulajdonságainak figyelembevételével lettek meghatározva.

### 3. Tervezési példa

Az előbbieken ismertetett tervezési módszer használhatóságának bemutatására egy tervezési példát dolgozunk ki. A számítások végeredményeként nem a csatolt mikroszalag vonalpárok geometriai méretét határozzuk meg, hanem a vonalpárokat jellemző  $Z_k^e, Z_k^0$  hullámellenállásokat,  $v_{fek}, v_{fok}$  fázissebességeket és a csatolt vezetékpárok  $L_k$  hosszát. A számítások ellenőrzésére elvégeztük a tervezés eredményeként adódó szűrőkapcsolás hálózat analízisét. Az analízis számítógépes eljárás segítségével végezhető. Erre a célra jól alkalmazható a Távközlési Kutató Intézetben kidolgozott módszer [6]. Ezen eljárás R-t, L-t, C-t, távvezeték szakaszt, csatolt vezetékpárt és aktív elemeket stb. tartalmazó hálózatok analízisére szolgál. A csatolt vezetékpárra

vonatkozó bemeneti adatok a  $Z_k^e, Z_k^0$  hullámellenállások,  $v_{fek}, v_{fok}$  fázissebességek és  $L_k$  szakaszhosszak. A tervezés során pontosan ezeket az adatokat számítottuk ki. A csatolt mikroszalag vonalpárok geometriai méreteit nem akarjuk kiszámítani. Így a tervezésnél nem kell figyelembe venni azt a megkötést, hogy a kerámia hordozólemez dielektromos állandója és vastagsága egy adott érték. Ezeket az adatokat tetszőlegesnek tekinthetjük. Ebből viszont az következik, hogy a fázissebességeket is tetszőlegesen vehetjük fel. A tervezési formulák felhasználásával ki tudjuk számítani az így felvett fázissebességekhez szükséges  $Z_k^e, Z_k^0$  hullámimpedanciákat és  $L_k$  szakasz hosszakat.

Tervezendő az alábbi előírásokat megvalósító sáváteresztő szűrő:

Az áteresztősáv középső frekvenciája ( $f_0$ ): 4 GHz  
 3 dB-es pontok távolsága:  $\pm 200$  MHz  
 Átviteli karakterisztika: maximális laposságú.

A megadott előírásokat két rezgőkörből álló koncentrált paraméteres kapcsolású szűrővel, mint alapszűrővel lehet valósítani, ahol

$$Q_1 = 7,07$$

$$Q_2 = 7,07$$

A (30), (31) és (32) kifejezések segítségével az alapszűrő inverteres kapcsolássá alakítható át. Itt

$$Z_{i1} = 0,330$$

$$Z_{i2} = 0,111$$

$$Z_{i3} = 0,330$$

Az inverteres kapcsolást homogén csatolt vezetékpárokból kialakított szűrő kapcsolással meg lehet valósítani. A csatolt vezetékpárokhöz tartozó páros és páratlan gerjesztések fázissebességei azonosak. Ezeket  $v_{fek} = v_{fok} = 0,4$ -nek ( $k=1, 2, 3$ ) vesszük fel. A vezetékpárokból kialakított szűrő a 12. ábrán látható.

A szalagvonalpárok adatai az alábbiak:

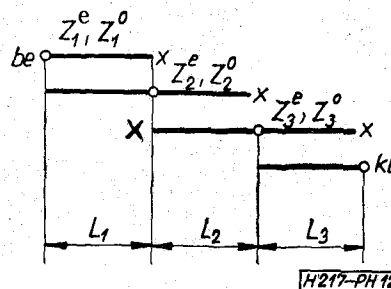
$$Z_1^e = 66,5 \Omega \quad Z_2^e = 55,56 \Omega \quad Z_3^e = 66,5 \Omega$$

$$Z_1^0 = 33,5 \Omega \quad Z_2^0 = 44,44 \Omega \quad Z_3^0 = 33,5 \Omega$$

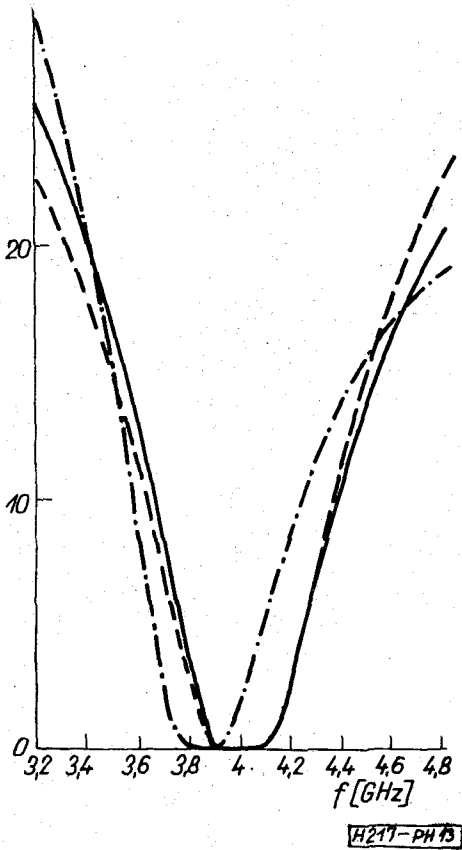
$$L_1 = 0,75 \text{ cm} \quad L_2 = 0,75 \text{ cm} \quad L_3 = 0,75 \text{ cm}$$

( $Z_0 = 50 \Omega$  esetre)

A 12. ábrán levő kapcsolás hálózatanalízisének eredményeit a 13. ábrán a szaggatott vonallal kirajzolt csillapítás görbe mutatja. A görbéről látható, hogy



12. ábra. Vezetékpárokból kialakított szűrő



13. ábra. Hálózatanalízisből kapott csillapítás görbék

a szűrő áteresztő sávjának középső frekvenciája az előírt 4 GHz és a csillapítás menete a 4 GHz-es frekvenciához képest szimmetrikus. Ezután a páros és páratlan gerjesztések fázissebességét különbözőnek vesszük fel. A vezetékpárok hullámellenállásai és hosszai változatlanok. Ezzel modellezzük azt az esetet, amikor a mikroszalag vezetékpárból kialakított szűrőt a homogén vezetékpárokkal megvalósított szűrő tervezési módszere alapján tervezik. Az okozott eltérés hatásának jó megfigyeléséhez a fázis-

sebességek közötti eltérést nagyra vesszük fel. Mégpedig  $v_{fek} = 0,35$   $v_{fok} = 0,45$  ( $k = 1, 2, 3$ ). A hálózatanalízist erre az esetre is elvégeztük. Az eredményt a 13. ábrán levő pontozott vonallal kirajzolt csillapítás görbe mutatja. A görbéről látható, hogy a fázissebességek megváltozása eltolja és erősen aszimmetrikussá teszi az áteresztő sávot.

A számítások utolsó lépésében a különböző fázissebessége figyelembevételével tervezzük a szűrőt. A számításokat a (33), (34) és (35) formulák felhasználásával végezzük.

Az eredmények az alábbiak:

$$\begin{aligned} Z_1^e &= 66,455 \Omega & Z_2^e &= 55,534 \Omega & Z_3^e &= 66,455 \Omega \\ Z_1^o &= 33,455 \Omega & Z_2^o &= 44,414 \Omega & Z_3^o &= 33,455 \Omega \\ L_1 &= 0,776 \text{ cm} & L_2 &= 0,766 \text{ cm} & L_3 &= 0,776 \text{ cm} \end{aligned}$$

A fenti adatokkal rendelkező hálózat analízisének eredményét a 13. ábrán levő folytonos vonallal rajzolt csillapítás görbe mutatja. A görbéről látható, hogy a szűrő áteresztősávjának középső frekvenciája ismét 4 GHz-re esik és a csillapítás görbe kevésbé aszimmetrikus, mint az előző esetben.

A szerző ezúton is hálásan megköszöni aspiráns vezetőjének, dr. Reiter György tudományos csoportvezetőnek és Hammer Géza tudományos munkatársnak állandó segítségét és tanácsait, valamint a velük folytatott hasznos vitákat, Rálint Lajos és Radványi András tudományos munkatársaknak a gépi tervezési módszerek alkalmazásánál nyújtott segítséget.

I R O D A L O M

- [1] K. M. Johnson: A High-Performance Integrated Microwave Circuit Frequency Quadrupler. MTT—16. No. 7. July 1968. pp. 420—424.
- [2] S. B. Cohn: Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters. MTT—6. No. 4. April 1958. pp. 223—234.
- [3] TKI Gépi tervezési szolgálat. MIKROSZTRIP.
- [4] Dr. Simonyi Károly: Elméleti Villamosság. Tankönyvkiadó Budapest, 1967.
- [5] Dr. Csurgay Árpád—Markó Szilárd: Mikrohullámú Paszszív Hálózatok. Tankönyvkiadó, Budapest 1965.
- [6] TKI Gépi tervezési szolgálat. ANAL—2.