

Fóliabetétes sávszűrők tervezése

DR. NAGY LÁSZLÓ

Távközlési Kutató Intézet

ÖSSZEFOGLALÁS

Ezen cikk a fóliabetétes szűrők méretezésének egyszerű módját ismerteti. Az E-síkú fémszalag jellemzőit az S paraméterek méréséből határozzuk meg. A számítógépes programba foglalt polinomokat regressziós analízissel kapjuk. Végül egy megvalósított szűrő mérési eredményeit mutatjuk be.

1. Bevezetés

A milliméteres hullámú sávban üzemelő szűrőtípus kiválasztásánál fokozott figyelmet kell fordítanunk a fellépő veszteségekre. Másfelől a kis mechanikai méretek szigorúbb követelményeket jelentenek a szűrő konstrukciós kialakításával és gyártástechnológiájával szemben. A fóliabetétes szűrők kedvező elektromos és gyárthatósági tulajdonságaik révén jól megfelelnek a fenti követelményeknek. Jellegüket tekintve az indukzív botokkal csatolt csőtápvonalas szűrőkhöz hasonlíthatók, reprodukálhatósági tulajdonságaik azonban kedvezőbbek. Mivel dielektrikumot egyáltalán nem tartalmaznak, veszteségük kicsi. Szerkezeti felépítésük és gyártásuk egyszerű. A csőtápvonalban elhelyezkedő fóliabetét planártechnikai eljárással nagy pontossággal realizálható.

A csőtápvonalba épített E-síkú planár áramkörök alkalmazásáról az 1970-es évek elején jelentek meg az első irodalmi beszámolók. [1, 2] A méretezés alapkérdése az indukzív szalag elektromos paramétereinek ismerete, amelyeket Y. Konishi és K. Uenakada variációs módszerrel számítottak ki. [2] Az eredmények normalizált formában görbesereggel adhatók meg és az összes csőtápvonal sávra általánosan használhatók. A 80-as évek elején megjelent cikkek a tervezés új és pontosabb módszeréről számolnak be. [3, 4] A szűrőt nem a diszkontinuitások helyettesítőképe alapján, hanem az általánosított S mátrix optimalizálásával méretezik. Általános esetben a csőtápvonal terét ortogonális módusok összege adja meg. N módus esetén ez 2N kapus helyettesítő hálózatra vezet, amelynek szórási paramétereit az általánosított S mátrix írja le. Ily módon a magasabb módusok hatása is bevonható a vizsgálatba és a szűrő viselkedése mind az áteresztő, mind pedig a zárótartományban potosabban írható le. A számított és mért jellemzők nagyon jól egyeznek.

Az I. táblázatban irodalomban közölt eredmények alapján összefoglaltuk a fóliabetétes szűrőkkel különböző frekvenciasávok és relatív sávzélességek esetén elérhető beiktatási csillapítás értékeit.

A továbbiakban a fóliabetétes szűrők méretezésének a mérnöki gyakorlatban gyorsan és kényelmesen



DR. NAGY LÁSZLÓ

1971-ben végzett a BME Híradástechnikai szakán. 1986-ban mikrohullámú szakmérnöki diplomát, 1987-ben egyetemi doktori fokozatot szerzett. 1974 óta dolgozik a Távközlési Kutató Intézetben mint tudományos főmunkatárs. Mikrohullámú vevők fejlesztésében és mérésében vesz részt. Fő szakterülete a mikrohullámú alkatrészek tervezése és gyártástechnológiai kérdései.

Optimalizált fóliabetétes szűrőkkel elért beiktatási csillapítások

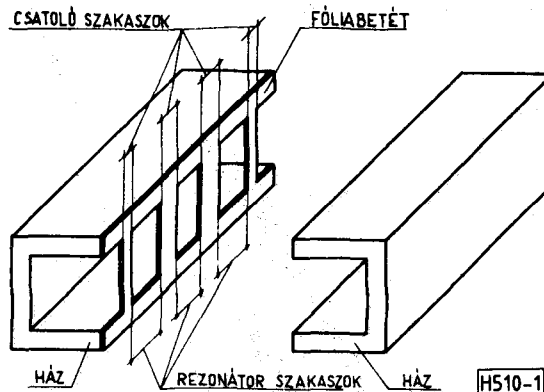
1. táblázat

Sávközépi fr. (GHz)	12,1	32,5	62,5	75
Rel. sávzélesség (%)	9,3	1,5	2	1,3
Rezonátorok száma	4	3	3	3
Beiktatási csill. (dB)	0,1	0,6	0,5	0,50,7

alkalmazható módszerét ismertetjük. A méretezés a diszkontinuitások alapmódusra vonatkozó helyettesítőképe alapján történik. A paramétereket mérésekből határozzuk meg és közelítő függvényekkel adjuk meg, amelyeket számítógépes programba foglalunk. Így a diagramok lassú és kényelmetlen használatát elkerüljük.

2. Szerkezeti felépítés

Egy fóliabetétes sávszűrő kialakítását az 1. ábra szemlélteti. A fólia vastagsága 0.05 és 1 mm közötti érték, anyaga általában réz. Vékony fólia esetén a rajzolat kialakítása fotomaratással, vastag fóliánál kivágó szerszámmal történik. A kész betételezett a ház két része fogja közre. A pontos illeszkedést illesztőcsapok,



1. ábra. A szűrő szerkezete

Beérkezett: 1988. XII. 14. (□)

az összefogást csavarok biztosítják. A ház homloklapjain a szabványos karima méreteknek megfelelően menetes vagy átmenő furatok találhatóak. A méretezés feladata a rezonátor és csatoló szakaszok hosszának meghatározása.

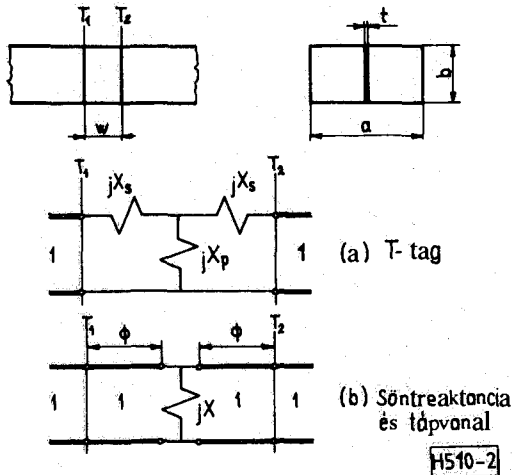
3. A szalag alakú diszkontinuitás paraméterei

Ha a csőtápvonalban terjedő TE_{10} hullám útjába az elektromos térrel párhuzamosan egy fémszalagot helyezünk, a két fal között a szalagon keresztül áram folyik. Az áram nagysága és eloszlása olyan, hogy az általa keltett és a beeső tér együtt eleget tegyen a határfeltételeknek. Ideális fémszalag esetén az

$$n \times E = 0 \text{ és } n \cdot H = 0$$

feltételeknek kell teljesülni a szalag és a tápvonal felületénél.

Az eredeti hullám a szalag környezetében tehát megváltozik, vagyis a diszkontinuitás következtében az alapl módus mellett magasabb módusok is fellépnek. Ezek - amennyiben a csőtápvonal üzemi frekvencia tartományában vagyunk - nem terjedő vagy másnéven eltűnő módusok. A diszkontinuitástól távolodva nagyságuk exponenciálisan csökken. Az energia szállításában nem vesznek részt, viszont energiát tárolnak. A veszteségmentes diszkontinuitás a TE_{10} terjedő módus szempontjából tehát reaktanciákból álló helyettesítőképpel vehető figyelembe, amit az említett szalag esete a 2. ábra mutat.

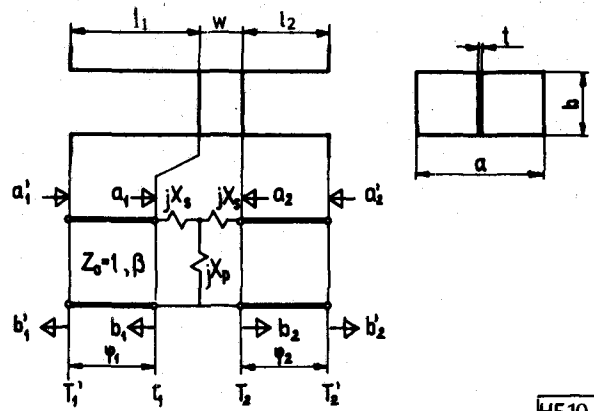


2. ábra. A csőtápvonalban lévő E-síkú szalag helyettesítőképe

Az irodalomban mind az (a) mind a (b) ekvivalens megadása szokásos. Az elemértékek között az alábbi kapcsolat áll fenn:

$$X_s = tg\phi \text{ és } X_p = \frac{X(1+tg^2\phi)}{1-2Xtg\phi} \quad (1)$$

A bevezetésben említettnek megfelelően a helyettesítőképp elemértékeit mintasorozatok méréseiből határozzuk meg. A mérőszelvényben elhelyezkedő szalag jellemző méreteit és helyettesítő kapcsolását a 3. ábra mutatja.



3. ábra. A mérőszelvényben lévő szalag

H510-3

A befogó csatlakozó síkjaira vonatkozó szórás paraméterek hibakorrekciós programmal kiegészített számítógép vezérlésű hálózat analízátorral mérhetők.

A mérés elvi menete:

- Megmérjük a T'_1, T'_2 síkokban az elrendezés S' paramétereit a frekvencia függvényében.
- Az L_1 és L_2 hosszak ismeretében a referenciasíkok transzformációjával meghatározzuk a szalag S paramétereit. Az ábra jelöléseivel:

$$S_{ij} = S'_{ij} \exp[j(\varphi_i + \varphi_j)] \quad i, j: 1, 2 \quad (2)$$

A szalag S mátrixára érvényesek az alábbi összefüggések:

$$\begin{aligned} \text{Reciprok} & S_{12} = S_{21} \\ \text{Szimmetrikus} & S_{11} = S_{22} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\text{Veszteségmentes } |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \text{ és } \varphi_{12} = \varphi_{11} \pm \frac{\pi}{2}$$

- Az S ismeretében meghatározzuk a Z mátrixot:

$$Z = (E + S)(E - S)^{-1} \quad (4)$$

ahol E az egységmátrix.

- Az impedancia mátrix elemeiből az X_s, X_p értékek egyszerűen számíthatók. Az induktív T-tag impedancia mátrixa:

$$Z = \begin{bmatrix} j(X_s + X_p) & jX_p \\ jX_p & j(X_s + X_p) \end{bmatrix} \quad (5)$$

Tehát

$$jX_p = Z_{12} \text{ és } jX_s = Z_{11} - Z_{12} \quad (6)$$

A mérések kiinduló feltételei közül a frekvencia tartomány, a mintaméretek, valamint a mérőszelvény méreteinek megválasztásával kell foglalkoznunk. A frekvencia tartományt 10 - 15 GHz-re választottuk, amely az R120, 19x9,5 mm méretű csőtápvonal üzemi frekvenciasávjának felel meg. A minták w szélességét úgy célszerű felvenni, hogy az adott frekvenciasáv esetén a w/λ_0 értéke a szűrőtervezésben szokásos 0,05-0,7

tartományt lefedje. Ennek megfelelően a w értékek

0,8 1,6 3,2 6,4 12,8 16 és 20 mm voltak.

A minták vastagsága 0,05 illetve 0,1 mm. Ilyen vastagságnál a fólia alakja fotomaratással is kialakítható.

A mérőszerelevény hosszát úgy kell megválasztani, hogy a csatlakozó síkoknál a magasabb módusok a TE_{10} alapl módushoz képest elhanyagolhatóak legyenek. Másrészt figyelembe kell vennünk, hogy a hossz növelésével a fázisváltozás meredeksége, illetve a fázismérés bizonytalansága nő. A minta széle és a befogó csatlakozó síkja közötti csőtápvonal szakasz a magasabb módusokra határfrekvencia alatti csillapítóként viselkedik. A csillapítás értéke:

$$a = 20 \lg \exp \left[\frac{2\pi l}{\lambda_h} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_h}{\lambda_0} \right)^2} \right] \quad (7)$$

ahol λ_h az adott, magasabb módushoz tartozó hullámhossz,

λ_0 a mérési frekvenciához tartozó hullámhossz,

l a csőtápvonal hossza.

(7) alapján az első magasabb módusra TE_{30} $l = 13$ mm és $f = 14,5$ GHz esetén $a = 44$ dB csillapítás adódik. A mérőszerelevény teljes L hossza $w_{\max} = 20$ mm figyelem-

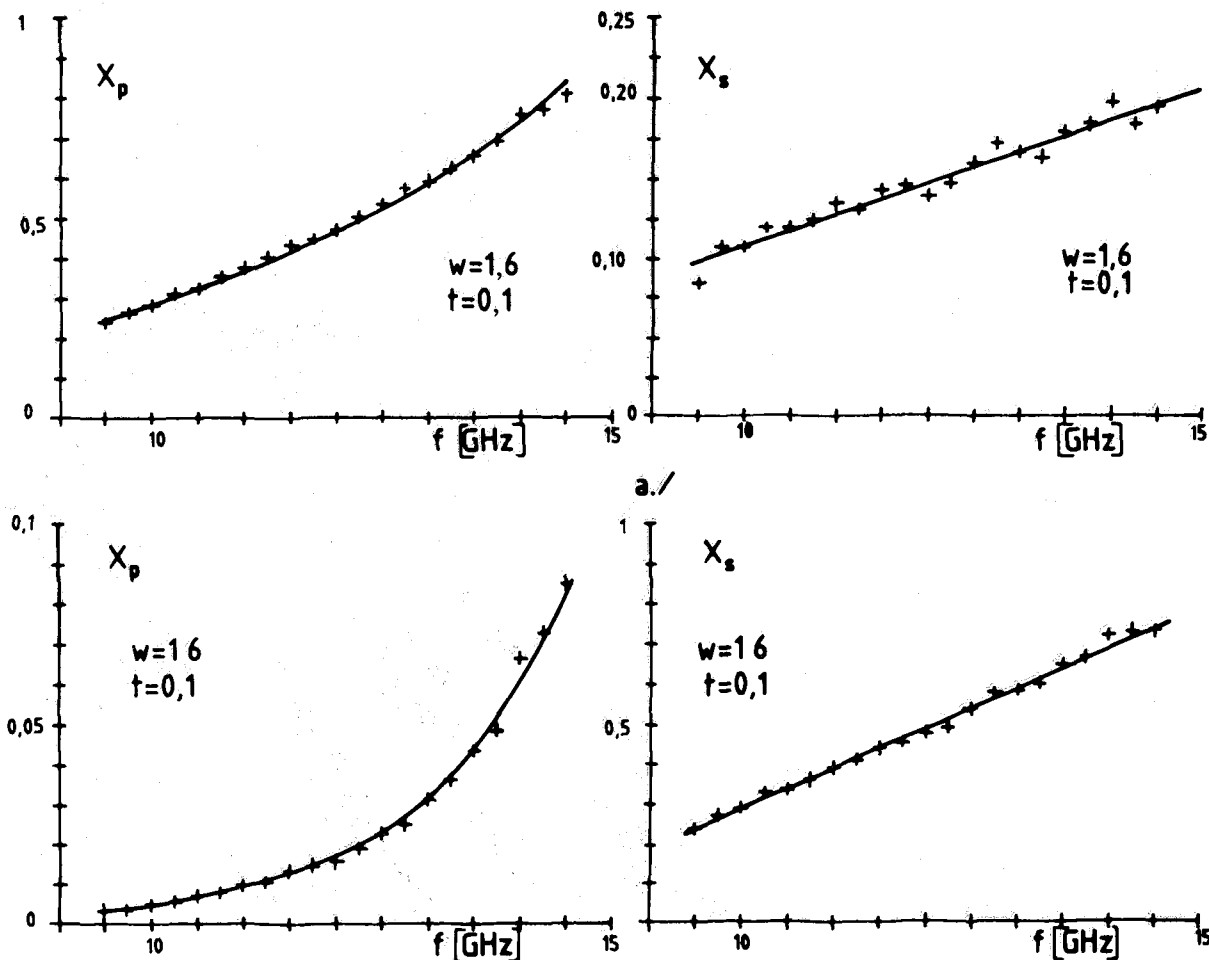
A w szélességű szalag szórás paramétereinek mérése, valamint a (4) - (6) képletek kiszámítása után rendelkezésünkre áll az X_s , X_p normalizált reaktanciák értéke a frekvencia függvényében. A 4. ábra erre mutat példát egy keskeny és egy széles szalag esetén. A "+" jel a mért értéket, a folyamos vonal a pontsorozatra a legkisebb négyzetösszeg módszerrel felvett függvénygörbét ábrázolja.

Az eredményekből megállapítható, hogy az $X_s(f)$ soros reaktancia az alapl módusnak megfelelő frekvenciasávban egyenessel, míg az $X_p(f)$ párhuzamos reaktancia exponenciális függvénnyel közelíthető. A közelítő függvények tehát egy adott w szélességű minta esetén

$$X_s(f) = a \cdot f + b \quad (8)$$

$$X_p(f) = c \exp(d \cdot f) \quad (9)$$

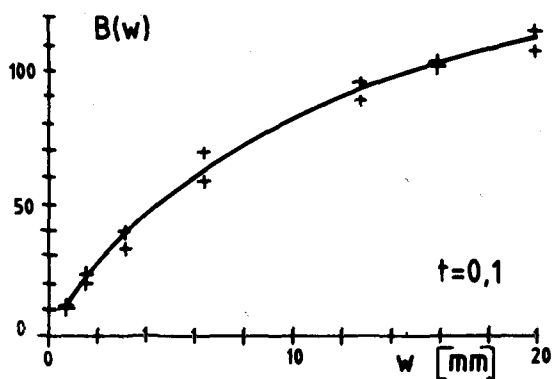
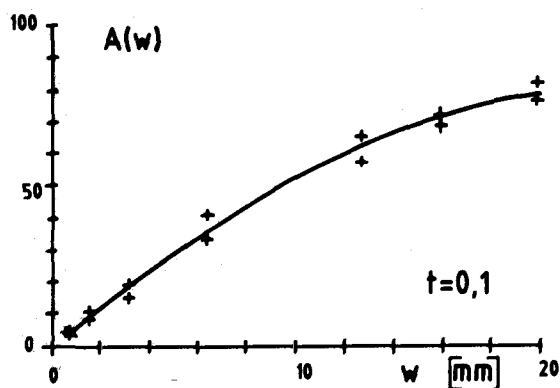
alakban írhatók fel, ahol az a , b , c és d állandók abból a feltételből határozhatók meg, hogy az eltérések négyzetösszege minimális legyen. Az együtthatók természetesen a w függvényei. Az összetartozó együttható és szalagszélesség értékek úgy tekinthetők, mint egy $a(w)$, $b(w)$, stb. függvény mérésből kapott pontjai. Ezen pontsorozatokra polinomos közelítéssel függvények illeszthetők. A közelítő polinomok együtthatóit



4. ábra. Az $X_p(f)$ és $X_s(f)$ normalizált reaktanciák mért értékei:
a./ $w = 1,6$ mm, b./ $w = 16$ mm

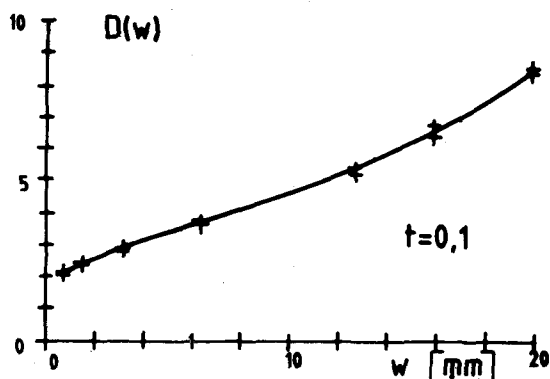
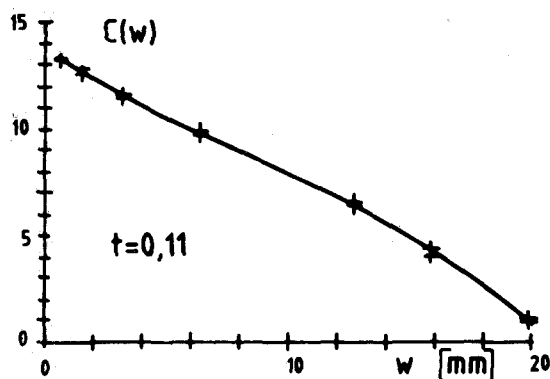
b./

H510-4



5. ábra. Az $X_s(f) = a + b \cdot f$ függvény együtthatói w függvényében

H510-5



6. ábra. Az $X_p(f) = c \cdot \exp(d \cdot f)$ függvény együtthatói w függvényében

H510-6

és fokszámát regressziós analízissel határozhatjuk meg. [5]

Az egyszerűbb kezelhetőség érdekében a (8) és (9)-ben szereplő együtthatók számértékére az alábbi transzformációkat alkalmaztuk:

$$\begin{aligned} A(w) &= a(w) \\ B(w) &= 10^4 b(w) \\ C(w) &= \ln 10^5 c(w) \\ D(w) &= 10^4 d(w) \end{aligned} \quad (10)$$

Az 5. és 6. ábra a transzformált együtthatókat mutatja a w szalagszélesség függvényében. A közelítő függvényt folyamatos vonal ábrázolja.

Végeredményül az X_s és X_p reaktanciák normalizált értékeire a következő közelítő függvények adhatók meg:

$$X_s(f) = a(w) + b(w) \cdot f \quad (11)$$

ahol

$$a(w) = 0,975 - 6,534 w + 0,126 w^2 \quad (12)$$

$$b(w) = 8,4E-5 + 1,332E-3 w - 6,439E-5 w^2 + 1,258E-6 w^3 \quad (13)$$

Mértékegységek: w, mm f, MHz $X, \%$

$$X_p(f) = \exp [g(w) + d(w) f] \quad (14)$$

ahol $g(w)$ a (9) és (10) kifejezések összevetéséből:

$$g(w) = C(w) - 5 \ln 10 \quad (15)$$

A közelítő polinomok pedig:

$$g(w) = 2,201 - 0,758 w + 2,875E-2 w^2 - 1,141E-3 w^3 \quad (16)$$

$$d(w) = 1,831E-4 + 3,642E-5 w - 1,595E-6 w^2 + 7,097E-8 w^3 \quad (17)$$

Megjegyezzük, hogy a fenti függvények $t=0,1$ mm szalagvastagság esetén érvényesek, $t=0,05$ mm-es fóliára az együtthatókat az alábbi polinomok adják:

$$a(w) = -1,552 - 7,763 w + 0,178 w^2 \quad (18)$$

$$b(w) = 6,532E-5 + 1,556E-3 w - 7,889E-5 w^2 + 1,389E-6 w^3 \quad (19)$$

$$g(w) = 2,43 - 0,829 w + 3,453E-2 w^2 - 1,252E-3 w^3 \quad (20)$$

$$d(w) = 1,648E-4 + 4,345E-5 w - 2,146E-6 w^2 + 8,002E-8 w^3 \quad (21)$$

4. Transzformáció

A fenti eredmények az R 120 csótápvonal üzemi frekvenciasájában közvetlenül felhasználhatók az előírt sávszűrő méretezéséhez. A következőkben azt vizsgál-

juk, hogy a kapott eredmények hogyan használhatók fel egy ettől eltérő csőtápvonalra vonatkozó előírás esetén.

A szabványos csőtápvonalak keresztmetszete hasonló, vagyis egyiket a másiktól arányos változtatással kapjuk. Ismert továbbá, hogy ha a diszkontinuitást is ugyanolyan arány szerint változtatjuk, akkor a reaktanciák normalizált értéke az $a/\lambda_0 =$ állandó feltétel teljesülése esetén nem változik. Az R 120 csőtápvonal jellemzőit jelölje az "r", a transzformáltét "ü" index! Az $a_r/\lambda_{or} = a_{\bar{u}}/\lambda_{o\bar{u}}$ teljesülése esetén a két csőtápvonal sáv összetartozó frekvenciáinak kapcsolata:

$$f_r = \frac{a_{\bar{u}}}{a_r} f_{\bar{u}} \quad (22)$$

ahol $a_{\bar{u}}$ azon csőtápvonal széles oldalának mérete, amelyben a feladat ki van tűzve, $f_{\bar{u}}$ a feladatban megadott frekvencia, a_r az R 120-as csőtápvonal széles oldala, f_r az a frekvencia, amelynél az X_s, X_p értékeket meg kell határoznunk.

Mivel a diszkontinuitás méreteire is vonatkozik az arányos változtatás, a szalag vastagsági méretét is transzformálnunk kell:

$$t_{\bar{u}} = \frac{a_{\bar{u}}}{a_r} t_r \quad (23)$$

A $t_{\bar{u}}$ -re kapott vastagság a gyakorlatban a fólia maratásos vékonyításával állítható be.

A csőtápvonal hosszirányban az $a/\lambda_0 =$ állandó feltétellel összerendelt frekvenciákon az elektromos hosszaknak kell azonosnak lenni, vagyis:

$$w_{\bar{u}} = \frac{a_{\bar{u}}}{a_r} w_r \quad (24)$$

5 Szűrőtervezés

Egy létrakapcsolású szűrő inverterek beiktatásával átalakítható csak soros, vagy csak sönt elemeket tartalmazó kapcsolássá, amely a mikrohullámú tartományban könnyebben realizálható. A következőkben röviden összefoglaljuk az inverteres szűrőtervezés lépéseit.

1. A sávszűrőre vonatkozó előírást - toleranciasémát - transzformáljuk normalizált aluláteresztő szűrőre vonatkozó előírásba.

$$\Omega = \frac{1}{\delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (25)$$

ahol

Ω az aluláteresztőnél egy adott csillapításhoz tartozó normalizált frekvencia,
 ω ugyanazon csillapításhoz tartozó frekvencia a sávszűrő esetén,

$$\delta = \frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_2}$$

á szűrő sáv szélességére jellemző szám, az áteresztősáv határához (ω_2) tartozó relatív elhangolás, az áteresztősáv alsó határa, az áteresztősáv felső határa.

Csőtápvonalas szűrőknél a transzformációt az Ω és λ_g csőhullámhossz között kell elvégeznünk.

$$\Omega = \frac{1}{\delta_g} \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_g} - \frac{\lambda_g}{\lambda_{g0}} \right) \quad (26)$$

ahol

$$\delta_g = \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_{g2}} - \frac{\lambda_{g2}}{\lambda_{g0}}$$

A jelölések értelemszerűen egyeznek az előbbi esettél, csak itt a csőhullámhosszra értendőek.

2. A transzformáció után kiválasztjuk az előírást kielégítő normalizált aluláteresztő prototípus szűrőt. Ezután a normalizált aluláteresztő kapcsolás elemeit visszatranszformáljuk sávszűrő létrahálózatba.
3. A létrakapcsolást inverterek beiktatásával átalakítjuk soros vagy söntági elemeket tartalmazó kapcsolássá. A 7. ábrán impedancia inverterekkel kiegészített és sorosági rezonátorokat tartalmazó sávszűrő kapcsolásra mutatunk példát. A kapcsolat alatt feltüntetjük az inverterállandók értékét megadó képleteket.
4. A csőtápvonal E síkjában elhelyezett szalag a tápvonal l hosszúságú szakaszával együtt - l értéke természetesen negatív is lehet - egy adott frekvencián és annak környezetében inverterként viselkedik. A K paraméterű inverter megvalósítását a 8. ábra szemlélteti.

Az inverterállandó és a szalag paraméterei között alábbi kapcsolat áll fenn:

$$K = \left| \operatorname{tg} \left(\frac{\phi}{2} + \operatorname{arctg} X_s \right) \right| \quad (27)$$

$$\phi = -\operatorname{arctg}(2X_p + X_s) - \operatorname{arctg} X_s \quad (28)$$

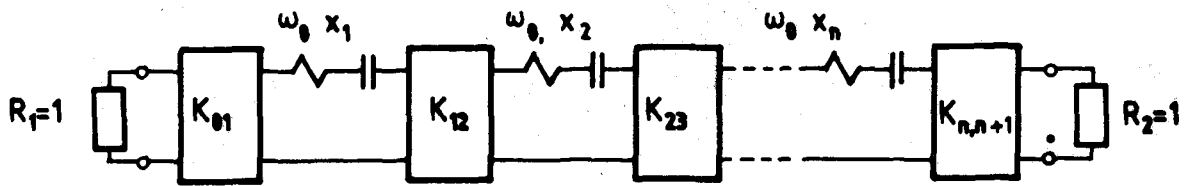
ahol

K az inverterállandó,
 $\phi/2$ a kiegészítő tápvonalak elektromos hossza,
 X_s, X_p a w szélességű szalag paraméterei.

A sávszűrő rezgőkörét $\lambda_{g0}/2$ hosszúságú csőtápvonal szakaszok alkotják, 9. ábra.

A két elem ekvivalenciájának bizonyításából meghatározhatjuk a $\lambda_{g0}/2$ hosszúságú csőtápvonalnak mint rezonátornak a terhelt jósági tényezőjét és a reaktancia meredekségét.

$$q = \frac{\pi}{4} \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2 \quad (29)$$



$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_1 x_1 \delta}{g_0 g_1 \Omega_1}} \quad K_{i,i+1} = \frac{\delta}{\Omega_1} \sqrt{\frac{x_i x_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{R_2 x_n \delta}{g_n g_{n+1} \Omega_1}}$$

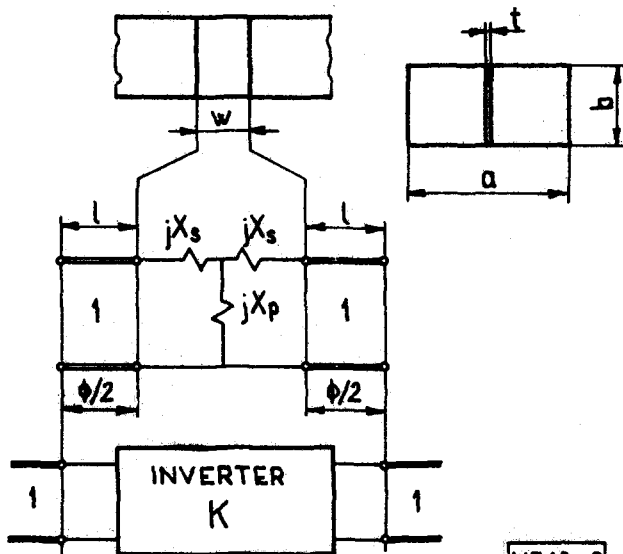
g_i a normalizált aluláteresztő szűrő elemeinek értéke

x_i a rezonátorok reaktancia meredeksége

ω_0 az aluláteresztő levágási frekvenciája

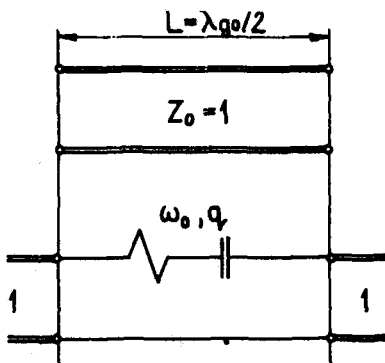
HS10-7

7. ábra. Soros rezonátorokkal és impedancia inverterekkel felépített szűrő



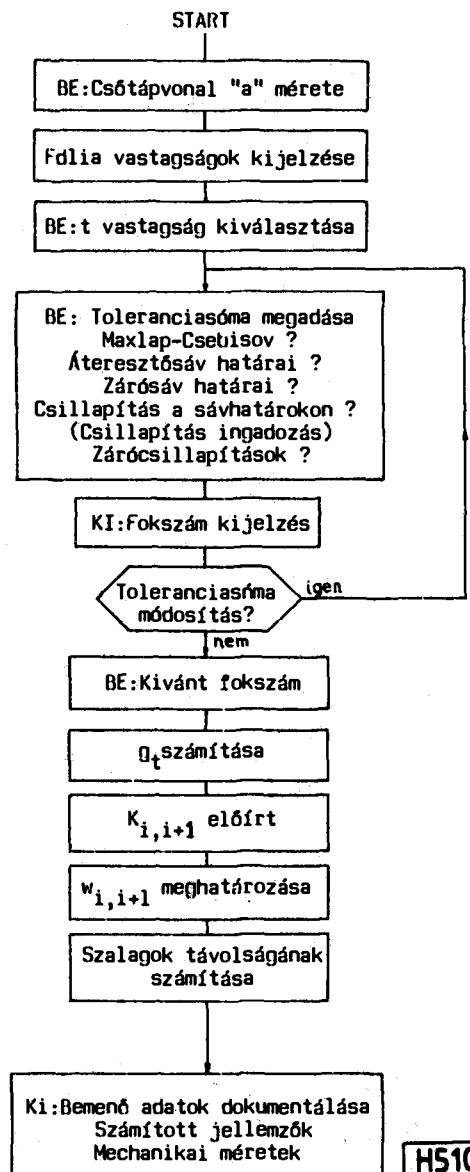
8. ábra. Impedancia inverter

HS10-8



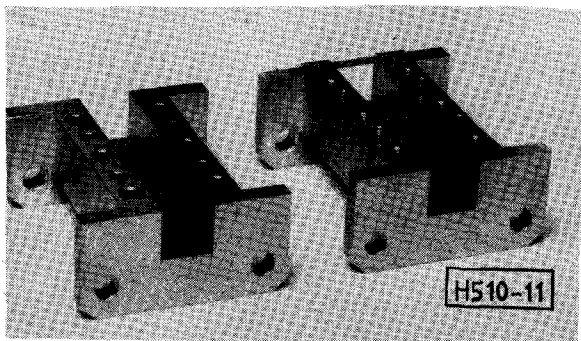
9. ábra. $\lambda_{g0}/2$ hosszúságú csőtápvonal rezonátor

HS10-9



10. ábra. A program folyamatábrája

HS10-10

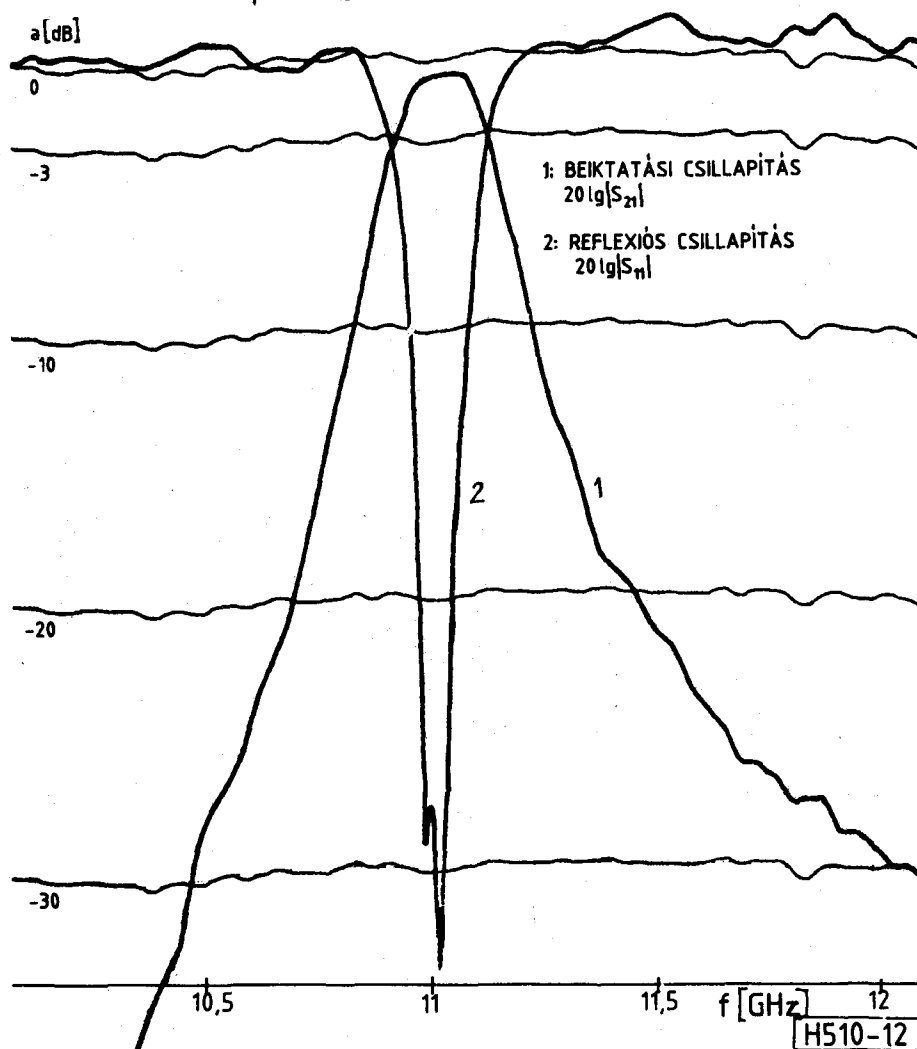


11. ábra. Egy realizált szűrő fényképe

$$x = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dX(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega_0} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2 \quad (30)$$

A 7. ábra képléteibe beírva a reaktancia meredekség (30) kifejezését, továbbá felhasználva, hogy $R_1 = R_2 = 1$, $\Omega_1 = 1$ és $\delta (\lambda_{g0}/\lambda_0)^2 = \delta_g$, az inverterállandókra az alábbiakat kapjuk. δ_g a csőhullámhosszból számított relatív sáv szélesség.

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\delta_g}{g_0 g_1}} \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\delta_g}{g_n g_{n+1}}}$$



12. ábra. Az előbbi szűrő mérési eredményei

$$K_{i,i+1} = \frac{\pi}{2} \delta_g \sqrt{\frac{1}{g_i g_{i+1}}} \quad i = 1 \dots n-1 \quad (31)$$

Látható, hogy a szűrőre megfogalmazott követelményekből, valamint a rezonátorok reaktancia meredekségének ismeretében az inverterek állandóit meghatározhatjuk.

5. A továbbiakban meg kell keresni azt a w_i szalagszélességet, amelyhez tartozó inverterállandó megegyezik a fentebb kiszámolt /előírt/ értékkel. A szalagot inverterrel kiegészítő vonalak hosszát összevonva a rezonátorokéval megkapjuk a szalagok közötti fizikai távolságot.

$$l_i = \frac{\lambda_{g0}}{2} \left(\pi + \frac{\phi_i}{2} + \frac{\phi_{i+1}}{2} \right) \quad (32)$$

6. Végezetül, ha a feladat szükségessé teszi, a szalagszélességet transzformálnunk kell.

$$w_{\tilde{u}} = w_r \frac{a_{\tilde{u}}}{a_r}$$

A rezonátorok hossza az üzemi λ_0 behelyettesítésével már helyesen adódik, transzformálnunk nem kell.

A szűrőtervezéshez készített program folyamatábrája a 10. ábrán látható.

6. Kísérleti eredmények

A kísérletek során referencia sávú és transzformált sávú szűrőket realizáltunk. A szűrők relatív sávzélessége 0,02 és 0,16 között változott. A sávközépi frekvencia mért eltérése a számított értéktől +1...+2% volt. A relatív sávzélesség a keskenysávú szűrőknél +5...+10%-al, szélessávú szűrőknél +1...+2%-al tért el a tervezett értéktől.

A 11. ábrán egy referencia sávú, 2 rezonátoros keskenysávú szűrő fényképe látható. A méretezés kiinduló adatai az alábbiak voltak:

Csőtápvonal mérete	19x9,5 mm
Sávközépi frekvencia	10900 Hz
Sávzélesség	220 MHz
Fokszám	2
Fóliavastagság	0,1 mm

A fóliabetét méreteire kapott értékek:

w_1 szalagszélesség	2,71 mm
w_2 szalagszélesség	8,72 mm
L_1 szalagok közötti távolság	14,9 mm

A szűrő beiktatási és reflexiós csillapításának mérési eredményeit a 12. ábra szemlélteti.

Mért jellemzők:

Sávközépi frekvencia	11015 MHz
Sávzélesség	240 MHz
Beiktatási csillapítás minimuma	0,6 dB
Bemeneti reflexiós csillapítás	20 dB
Sávközépi frekvencia eltolódása	+1,06 %
Sávzélesség változás	+9,1 %

$a_z = 20$ dB-hez tartozó frekvenciák 10691, 11445 MHz

A bemutatott szűrőtípus előnye, hogy a gyakorlati esetek többségében a hangoló elemek beépítése és a szűrő utólagos hangolása feleslegessé válik.

IRODALOMJEGYZÉK

- [1] *P. J. Meier*: Two new integrated-circuit media with special advantages at millimeter wavelengths IEEE G-MIT Symp. Dig. 1972. pp 221-223.
- [2] *Y. Konishi, K. Uenakada*: The Design of a Bandpass Filter with Inductive Strip - Planar Circuit Mounted in Waveguide IEEE MTT-22, No 10, Oct. 1974. pp 869-873.
- [3] *F. Arndt, J. Bornemann, R. Vahldieck, D. Grauerholz*: Optimized low-insertion-loss millimetre-wave fin-line and metal insert filters The Radio and Electronic Engineer Vol. 52, No. 11/12. Nov/Dec. 1982. pp 513-521.
- [4] *F. Arndt, J. Bornemann, R. Vahldieck, D. Grauerholz*: Optimized Waveguide E-Plane Metal Insert Filters for Millimeter- Wave Applications IEEE MTT-31, No. 1, Jan. 1983. pp 65-69.
- [5] HP 85 Regression Analysis HP 85 Basic Statistics and Data Manipulation