

Együreges radiális szűrő méretezése és mérése, többüreges radiális szűrő optimális méretezése

ETO 621.372.54.001.2: 621.372.834: 621.372.852

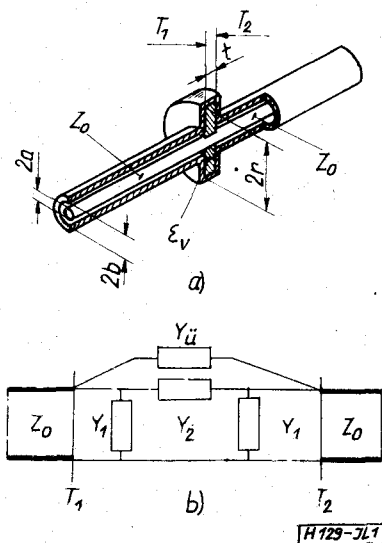
Szerkezeti felépítése és átviteli tulajdonsága alapján röviden radiális szűrőnek nevezzük a koaxiális tápvonalakban végződő radiális tápvonalas üregrezonátort. A radiális szűrők alkalmazása elsősorban a nagyobb mikrohullámú frekvenciatartományban előnyös. Kedvező tulajdonsága az egyszerű szerkezeti felépítés, továbbá hogy viszonylag kis méretek mellett nagy csillapítást ($A_s \geq 50$ dB) biztosít. Ezért az utóbbi időben egyre elterjedtebben alkalmazzák pl. a parametrikus erősítők jelfrekvenciás körében pump (illetve pump + vak) szűrőnek.

Az együreges radiális szűrő analízisével és méretezésével az elmúlt évtizedben számos szerző foglalkozott. Eredményeik rövid összefoglalása után az együreges radiális szűrő mérésével és a többüreges radiális szűrők optimális méretezésével foglalkozunk.

Együreges radiális szűrő méretezése

Az együreges radiális szűrő szerkezeti felépítése és ekvivalens négyfólusa az 1. ábrán látható. A méretek megfelelő megválasztása esetén, előírt f_0 sávközépi frekvencián $\text{Im}(Y_2 + Y_{\bar{u}}) = 0$, s a vizsgált szerkezet csillapítása (ideális esetben) végtelen. A szűrő méretezésénél elsődleges feladat, adott $2b/2a$, t és ϵ_r

Beérkezett 1971 IX. 29.



1. ábra. Z_0 hullámellenállású koaxiális tápvonalakban végződő radiális tápvonalas üregrezonátor. a) Szerkezeti felépítése, b) ekvivalens négyfólus. Y_1 és Y_2 a mezőtörzülások hatásával ekvivalens admittanciák, $Y_{\bar{u}}$ a végén rövidzárt radiális tápvonal bemeneti admittanciája

paraméterek esetén, f_0 frekvencián rezonáló üreg $2r$ átmérőjének meghatározása.

A veszteségek és a mezőtörzülások hatásának elhanyagolása esetén a kérdésre az $Y_{\bar{u}} = 0$ feltételei egyenlet megoldásaként adódó

$$\frac{J_1(\beta b)}{N_1(\beta b)} = \frac{J_0(\beta r)}{N_0(\beta r)} \quad (1)$$

ún. Schelkunoff-formula [1, 2] ad választ, ahol

β a radiális tápvonal fázistényezője,
 J_i ($i=0; 1$) az i -ed rendű Bessel-függvény,
 N_i az i -ed rendű Neuman-függvény.

Az (1) transzcendens egyenlet megoldásaként pl. $2r=22$ mm esetén $f_{01}(\epsilon_{r1}=2,1)=8,495$ GHz, illetve $f_{02}(\epsilon_{r2}=2,54)=7,709$ GHz. A mért sávközépi frekvenciák, ha $2b/2a=7/3$ és $t=2$ mm; 8,53 GHz, illetve 7,68 GHz.

Gunston [3] és de Loach [4] speciális esetekben érvényes empirikus formulákat közölnek. Gunston empirikus formulája:

$$2r [\text{mm}] = 4,572 \left[1 + \frac{46,51}{f_0 [\text{GHz}]} \right] \quad (2)$$

érvényes: $2b/2a=7/3$, $t=3,175$ mm és $\epsilon_r=i$ esetén a $12 \text{ GHz} \leq f_0 \leq 18 \text{ GHz}$ frekvenciatartományban. De Loach empirikus formulája:

$$2r = (a + b) + \lambda_0/2 \quad (3)$$

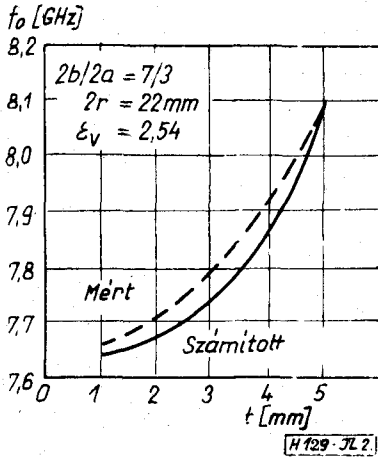
érvényes; $b/a=4,68$, $t=0,1\lambda_0$ és $\epsilon_r=2,1$ (teflon) esetén, ahol λ_0 a szabad térben mért hullámhossz.

Az elektromágneses térelmélet és a hálózatelmélet [5] módszereinek együttes alkalmazásával Westphalen [6] és Varon [7] adták meg a feladat általánosan érvényes megoldását. Rendkívül összetett és bonyolult formuláikból kvantitatív értékek csak számítógép alkalmazásával nyerhetők. Publikált számítási eredményeik azonban lehetővé teszik a radiális szűrő gyors méretezését a következő esetekben:

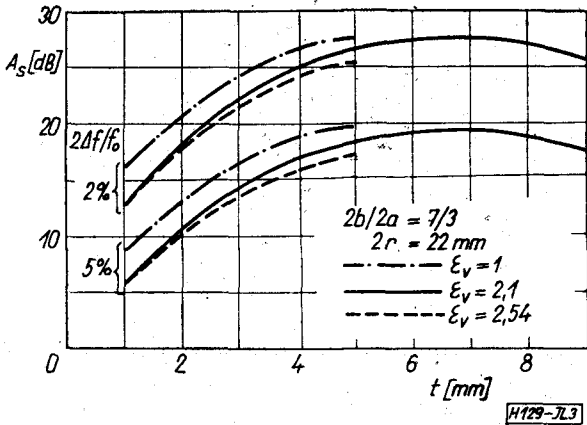
$Z_0=20; 50; 100$ ohm és $\epsilon_r=i; 2,1$ [6], illetve $Z_0=50; 92,6$ ohm és $\epsilon_r=1; 2,32; 5,0$ [7].

A radiális szűrő karakterisztikus tulajdonsága még az f_0 sávközépi frekvencia és a $2\Delta f/f_0$ relatív sáv szélesség (vagy adott $2\Delta f/f_0$ -hoz tartozó A_s) változása az üreg t vastagságának függvényében. t növelésével a mezőtörzülés hatása egyre nagyobb, s így az $f_0(t)$ karakterisztika is egyre meredekebben változik (2. ábra, [8]). A 3. ábra [8] alapján meg-

állapítható, hogy a sáv szélesség t függvényében maximális értéket vesz fel. Így a $2\Delta f(t)$ karakterisztika ismeretében a radiális üreg optimális t_0 vastagsága meghatározható.



2. ábra. Együreges radiális szűrő f_0 sávközépi frekvenciájának változása a radiális vonal t vastagságának függvényében



3. ábra. Együreges radiális szűrő adott relatív sáv szélességéhez tartozó A_s csillapításváltozása a radiális vonal t vastagságának függvényében

Együreges radiális szűrő mérése

Adott műszaki előírásokat kielégítő radiális szűrő geometriai méretei számítással pontosan nem határozhatók meg. A méretek pontos meghatározásához méréseket kell végezni.

Első lépésben célszerűen a szűrő $A(f)$ csillapításkarakterisztikáját mérjük különböző $2r$, t és ϵ_r paraméterekkel. A mérési adatokból származtathatók az $f_0(2r)$, $f_0(t)$ és $2\Delta f(t)/f_0$ karakterisztikák különböző t , ϵ_r , illetve $2r$ és ϵ_r paraméterek esetén. Az adott karakterisztikákból $2r$ és t_0 értéke meghatározható.

A radiális szűrők disszipációs csillapítása a reflexiós csillapítás mellett elhanyagolható; a szerkezet nagyon jó közelítéssel reaktánsnak vehető. Ezért a többüreges radiális szűrők méretezéséhez elégséges az $A(f)$ csillapításon kívül az együreges radiális szűrő $S_{11} = |S_{11}| \exp(j\varphi_{11})$ saját feszültségi reflexiótényezőjének ismerete:

$$S_{11} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (4)$$

ahol Z_1 a radiális szűrő bemeneti impedanciája a kimeneti kapu illesztett lezárása esetén.

S_{11} ismeretében meghatározható a szerkezet $S_{12} = |S_{12}| \exp(j\varphi_{12})$ átviteli tényezője [5]. Figyelembe véve, hogy a vizsgált reaktáns szerkezet szimmetrikus, írható, hogy:

$$|S_{12}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2} \quad (5)$$

$$\varphi_{12} = \pm \frac{\pi}{2} + \varphi_{11} \quad (6)$$

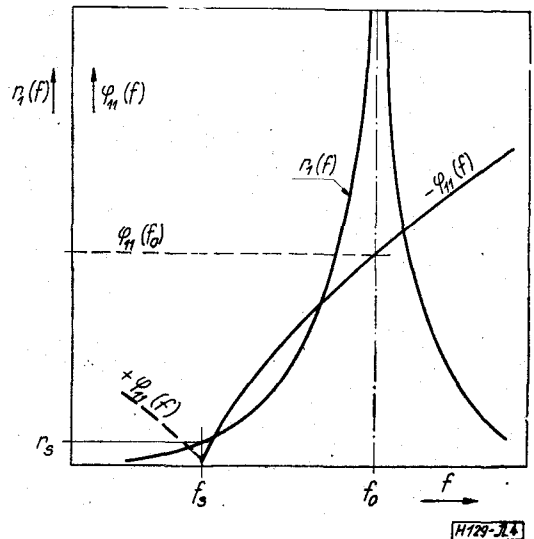
Állóhullámarány-mérő és a negyedhullámú technika alkalmazásával az r_1 bemeneti feszültségi állóhullámarány és S_{11} fázisszöge φ_{11} viszonylag nagy pontossággal mérhető, r_1 ismeretében pedig $|S_{11}|$ számítható:

$$|S_{11}| = \frac{r_1 - 1}{r_1 + 1} \quad (7)$$

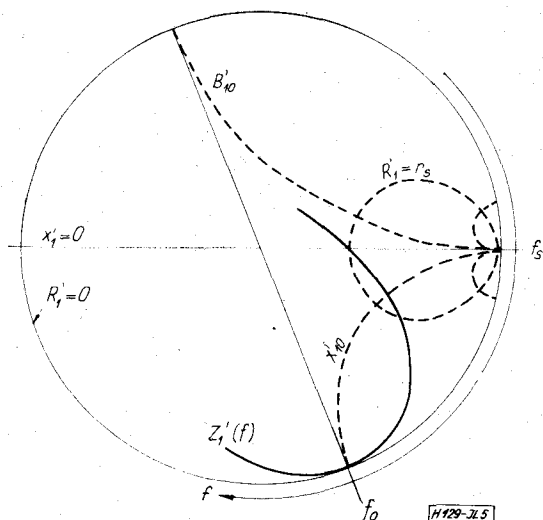
A mérési eredmények alapján ábrázolhatók az $r_1(f)$ és $\varphi_{11}(f)$ karakterisztikák, amelyek jellegzetes menetét a 4. ábrán tüntettük fel. Az $r_1(f)$ görbe szimmetriatengelye az f skálán metszi a szűrő f_0 sávközépi frekvenciáját és a $\varphi_{11}(f)$ görbén $\varphi_{11}(f_0)$ értékét. Az ábrából kiolvasható még a $\varphi_{11} = 0$ esethez tartozó f_s frekvencia és az $r_1(f_s) = r_s$ bemeneti állóhullámarány értéke is.

$r_1(f)$ és $\varphi_{11}(f)$ ismeretében, poláris impedancia diagramon ábrázolható a Z_1 bemeneti impedancia $Z'_1 = Z_1/Z_0$ normált értéke (5. ábra), és meghatározható az ekvivalens négypólus Y_1 kapocspári paraméterének értéke is. Figyelembe véve, hogy a vizsgált szerkezet reaktáns írható, hogy

$$Y_1 = jB \quad \text{és} \quad \frac{1}{Y_2 + Y_{ii}} = fX \quad (8)$$



4. ábra. Együreges radiális szűrő r_1 bemeneti állóhullámarányának és φ_{11} saját feszültségi reflexiótényező fázisszögének jellegzetes változása a frekvencia függvényében



5. ábra. Illesztetten lezárt együreges radiális szűrő bemeneti impedanciájának jellegzetes változása a frekvencia függvényében

A fenti jelölésekkel:

$$Z_1 = R_1 + jX_1 = \frac{Z_0(1 - BX) + jX}{(1 - BX) + jZ_0B(2 - BX)} \quad (9)$$

$\varphi_{11} = 0$ esetén $Z'_1 = R'_1 = r_s$. A (9) egyenlet alapján ez $BX = 1$ esetén áll fenn, s ebben az esetben

$$Z'_1(j_s) = \frac{1}{Z_0^2 B^2} = r_s, \quad (10)$$

$f = f_0$ esetén $X = \infty$ és

$$Z'_1(j_0) = jX'_{10} = -j \frac{1}{Z_0 B}. \quad (11)$$

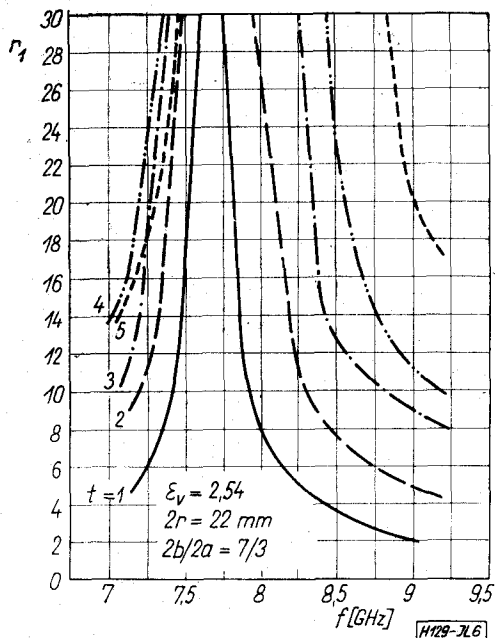
Mivel $X'_{10} < 0$, B szuszceptancia kapacitív jellegű. A C ugráskapacitás értéke a fentiek alapján két úton is meghatározható. $B = 2\pi f C$ helyettesítéssel a (10) egyenletből:

$$C = \frac{1}{2\pi f_s Z_0 \sqrt{r_s}}, \quad (12)$$

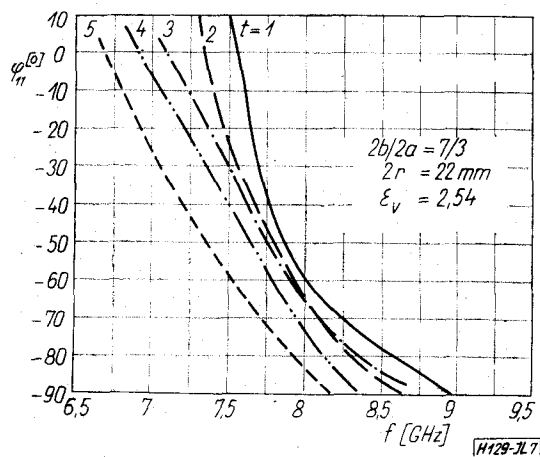
a (11) egyenlet megoldásaként pedig:

$$C = -\frac{1}{2\pi f_0 X'_{10} Z_0} \quad (13)$$

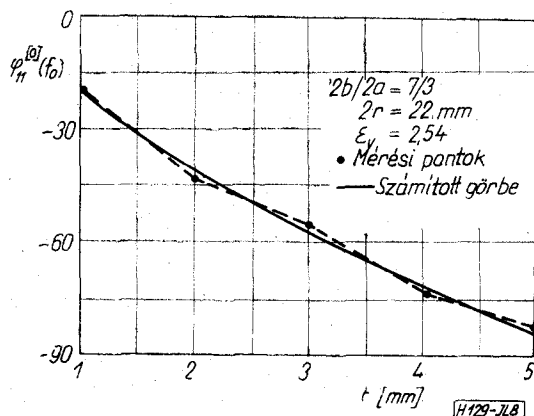
Radiális szűrő $r_1(f)$, illetve $\varphi_{11}(f)$ mért [10] karakterisztikáját a 6., illetve a 7. ábrán tüntettük fel. A számított [8] és a mérésekből adódó $\varphi_{11}(f_0) = \varphi_{110}$ fázisszög értéke a 8. ábrán látható. Megállapítható, hogy φ_{110} számított és mért értéke gyakorlatilag megegyező, míg f_0 számított és mért értéke (1. 2. ábra) között az eltérés jelentős. Ezért az f_0 sávközépi frekvenciát spektrumanalizátorral is megmértük. Az eredmények a mérés pontosságát igazolják.



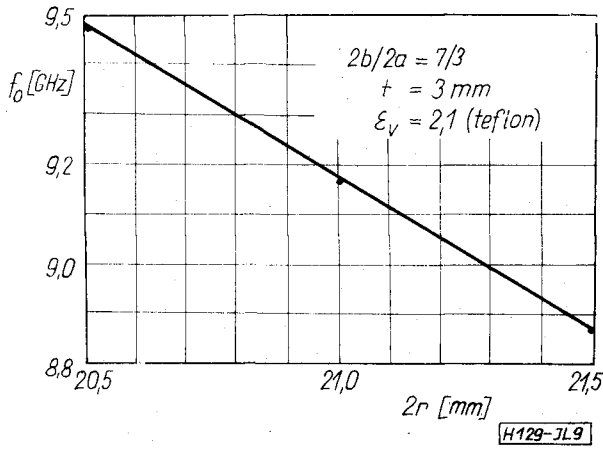
6. ábra. Együreges radiális szűrő mért r_1 saját bemeneti állóhullámaránya



7. ábra. Együreges radiális szűrő mért φ_{11} saját feszültségi reflexiótényezőjének fázisszöge



8. ábra. Együreges radiális szűrő saját feszültségi reflexiótényező fázisszögének változása az üreg vastagságának függvényében, f_0 sávközépi frekvencián



9. ábra. Együreges radiális szűrő f_0 sávközépi frekvenciájának változása az üreg $2r$ átmérőjének függvényében

A 9. ábrán megfigyelhető, hogy az $f_0(2r)$ karakterisztika viszonylag nagy Δf intervallumban is lineárisnak vehető. Ezért az előírt f_0 -hoz tartozó $2r$ értékének meghatározásához elegendő két-három közel eső méretű radiális szűrő sávközépi frekvenciájának mérése.

Többüreges radiális szűrők méretezése

Az alábbiakban olyan többüreges radiális szűrők méretezésével foglalkozunk, amelyeknél előírásokat csak a zárósávra vonatkozó (f_0 ; $2\Delta f$; A_s) értékekre teszünk. Ebben az esetben a szerkezet felépíthető azonos $S_{12}(f)$ átviteli tényezőjű radiális tápvonalas üregrezonátorokkal és az üregeket elválasztó tápvonalak l hossza megegyező lesz.

Feltételezzük, hogy az alkalmazott radiális üregek f_0 sávközépi frekvenciája, $A_1(f)$ csillapításkarakterisztikája:

$$A_1 = 10 \lg \frac{1}{1 - |S_{11}|^2}, \quad (14)$$

és az S_{11} saját feszültségi reflexiótényező $\varphi_{11}(f)$ fázisszöge ismert. Így az alapvető feladatot a maximális sávzélességhez tartozó optimális $l = l_0$ érték meghatározása jelenti. A következőkben meghatározzuk l_0 értékét, majd a többüreges radiális szűrő $A_{n0}(f)$ csillapításkarakterisztikáját $n=2, 3$ és 4 esetén.

Kétüreges radiális szűrő

A 10. ábrán feltüntetett kétüreges radiális szűrő csillapítása:

$$A_2 = 10 \lg \frac{1}{1 - |\Gamma_2|^2}, \quad (15)$$

ahol $\Gamma_2 = |\Gamma_2| \exp(j\varphi_2)$ a vizsgált szerkezet saját feszültségi reflexiótényezője.

A kimenő kapu illesztett lezárása esetén a 2. üreg bemenetén S_{11} , az 1. üreg kimenetén

$$\Gamma_{2f} = S_{11} e^{-j2\Phi} = |\Gamma_{2f}| e^{j\varphi_{2f}} \quad (16)$$

a feszültségi reflexiótényező. A kétüreges radiális szűrő saját feszültségi reflexiótényezője:

$$\Gamma_2 = S_{11} + \frac{S_{12}^2 \Gamma_{2f}}{1 - S_{11} \Gamma_{2f}} \quad (17)$$

Az (5), (6) és (16) egyenletek figyelembevételével az

$$\alpha = 2(\varphi_{11} - \Phi) \quad (18)$$

jelölés bevezetésével írható, hogy

$$\Gamma_2 = S_{11} \left[1 - \frac{1 - |S_{11}|^2}{1 - |S_{11}|^2 e^{j\alpha}} \right] \quad (19)$$

A (19) egyenletből $[1 - |S_{11}|^2 \exp(j\alpha)] \neq 0$ esetén.

$$|\Gamma_2|^2 = |S_{11}|^2 \frac{2(1 - \cos \alpha)}{1 + |S_{11}|^4 - 2|S_{11}|^2 \cos \alpha} \quad (20)$$

A (20) egyenletből kiindulva a két üreget elválasztó vonalszakasz elektromos hosszának Φ_0 optimális értéke meghatározható. A $\partial |\Gamma_2(\alpha)|^2 / \partial \alpha = 0$ feltételi egyenlet megoldásaként $|\Gamma_2(\alpha)|^2$ és ezzel együtt $A_2(\alpha)$ szélső értéket ott vesz fel, ahol

$$\sin \alpha_0 [1 - |S_{11}|^2] = 0. \quad (21)$$

Mivel f_0 sávközépi frekvencián $|S_{11}| = 1$, α értékétől függetlenül $|\Gamma_2| = 1$ és $A_2 = \infty$. A $\sin \alpha_0 = 0$ feltételi egyenlet megoldásaként adódó $\alpha_{01} = 0, \pm 2\pi, \pm 4\pi, \dots$ helyeken $A_2 = 0$, míg az $\alpha_{02} = \pm \pi, \pm 3\pi, \dots$ helyeken $|\Gamma_2(\alpha)|$ és $A_2(\alpha)$ maximális szélső értéket vesz fel. $\alpha = \alpha_{02}$ esetén:

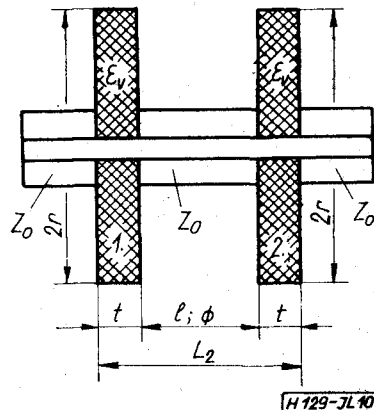
$$|\Gamma_2(\alpha_{02})| = 2 \frac{|S_{11}|}{1 + |S_{11}|^2}, \quad (22)$$

amiből

$$1 - |\Gamma_2(\alpha_{02})|^2 = \frac{[1 - |S_{11}|^2]^2}{[1 + |S_{11}|^2]^2}, \quad (23)$$

és így

$$A_2(\alpha_{02}) = 2A_1 + 10 \lg [1 + |S_{11}|^2]^2. \quad (24)$$



10. ábra. Kétüreges radiális szűrő szerkezeti felépítése

Vizsgálva Φ és φ_{11} változását a frekvencia függvényében, megállapítható, hogy a szűrő zárótartományában Φ optimális értéket legfeljebb egyszer vesz fel. Kimutatható még, hogy a szűrő sáv szélessége maximális, ha $\Phi(\alpha_{02}) = \Phi(f_0) = \Phi_0$ [8]. Ezért az üregek elválasztó vonalszakasz elektromos hosszának minimális optimális értéke $-\pi/2 < \varphi_{11}(f_0) < 0$ esetén:

$$\Phi_{0\min} = \varphi_{11}(f_0) + \pi/2, \quad (25)$$

míg $-\pi < \varphi_{11}(f_0) < -\pi/2$ esetén:

$$\Phi_{0\min} = \varphi_{11}(f_0) + 3\pi/2. \quad (26)$$

Megjegyeztük, hogy ha $\Phi_0 = \Phi_{0\min}$ esetén a két üreg között a magasabb módusokon keresztül fel lépő csatolás hatása már nem hanyagolható el, akkor a megoldás Φ_0 -ra:

$$\Phi_0 = \Phi_{0\min} + \pi. \quad (27)$$

Az $A_{20}(f)$ csillapításkarakterisztika meghatározásához célszerűen bevezetjük az $\alpha(f) = \alpha_{02} + \Delta\alpha$ jelölést, ahol

$$\Delta\alpha = 2[\varphi_{11}(f) - \varphi_{11}(f_0)] - 2[\Phi(f) - \Phi_0]. \quad (28)$$

Kiindulva a (20) egyenletből, így $A_{20}(f)$ -re a következő kifejezés írható fel:

$$A_{10} = 2A_1 + 10 \lg [1 + 2|S_{11}|^2 \cos \Delta\alpha + |S_{11}|^4]. \quad (29)$$

Ezzel az $l=l_0$ optimális méretű, kétüreges radiális szűrő csillapításkarakterisztikája adott, és ábrázolásával az összetartozó A_s , $2\Delta l$ műszaki paraméterek értéke meghatározható. Pontosabb számításokhoz $|S_{11}|$ értékét a (7) egyenlet helyett a (14) egyenletből származtatjuk.

Befejezésül megjegyezzük még, hogy az $A_1 \geq 15$ dB tartományban $|S_{11}| \cong 1$ és $\cos \Delta\alpha \cong 1$ közelítéssel élhetünk. Így az

$$A_{20}(A_1 \geq 15 \text{ dB}) \cong 2A_1 + 6 \text{ dB} \quad (30)$$

összefüggés alapján is számolhatunk

Háromüreges radiális szűrő

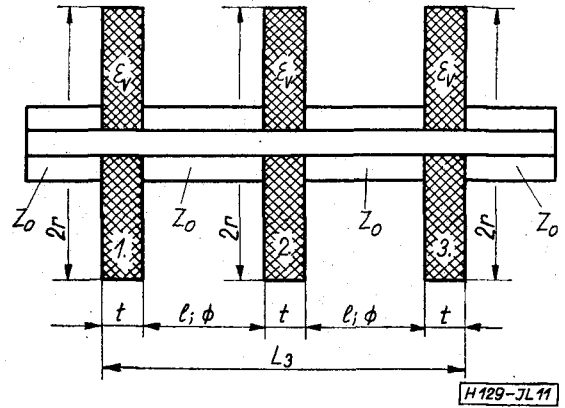
A 11. ábrán feltüntetett háromüreges radiális szűrő Γ_3 saját feszültségi reflexiótényezője:

$$\Gamma_3 = S_{11} + \frac{S_{12}^2 \Gamma_{3t}}{1 - S_{11} \Gamma_{3t}}, \quad (31)$$

ahol

$$\Gamma_{3t} = \Gamma_2 e^{-j2\phi} = |\Gamma_{3t}| e^{j\varphi_{3t}}. \quad (32)$$

Keresve a választ az üregek elválasztó vonalszakaszok optimális hosszára, most is az $\alpha_0 = \alpha_{02} = \pm\pi, \pm 3\pi, \dots$ megoldásra jutunk. Ennek egyszerű fizikai magyarázata az előző pont alapján az, hogy amikor $|\Gamma_2(\alpha)|$ maximális, akkor $\varphi_{2t} = \varphi_{11}(f_0) - \Phi_0 = \varphi_{2t0}$. Mivel $\varphi_2(\alpha_{02}) = \varphi_{20} = \varphi_{11}(f_0)$, $\varphi_{3t}(\alpha_{02}) \equiv \varphi_{2t0}$. Következés-



11. ábra. Háromüreges radiális szűrő szerkezeti felépítése

képpen $\alpha = \alpha_{02}$ esetén $|\Gamma_3(\alpha)|$ is maximális szélső értéket vesz fel.

Az elmondottak alapján tehát a radiális üregek elválasztó vonalszakaszok optimális hossza független az üregek számától, mindenkor az $\alpha_0 = \alpha_{02}$ egyenlettel meghatározott mennyiség.

A háromüreges radiális szűrő $A_{20}(f)$ csillapításkarakteristikájának meghatározásához átmenetileg bevezetjük az

$$x = \frac{1 + e^{j\Delta\alpha}}{1 + |S_{11}|^2 e^{j\Delta\alpha}} = |x| e^{j\varphi_x} \quad (33)$$

jelölést. Az (5), (6), (18), (19) és (33) egyenletek alapján írható, hogy

$$\Gamma_3 = S_{11} \frac{1 + |x| e^{j\Delta\alpha'}}{1 + |x| |S_{11}|^2 e^{j\Delta\alpha'}}, \quad (34)$$

ahol $\Delta\alpha' = \Delta\alpha + \varphi_x$. Mivel $|\varphi_x| \ll |\Delta\alpha|$, a továbbiakban célszerűen $\Delta\alpha' \cong \Delta\alpha$ közelítéssel élünk. A (33) egyenlet megoldásaként:

$$|x| = 2D^{-1} \cos \frac{\Delta\alpha}{2}, \quad (35)$$

ahol

$$D = \sqrt{1 + 2|S_{11}|^2 \cos \Delta\alpha + |S_{11}|^4}. \quad (36)$$

$|x|$ -nek a (35) egyenlettel adott kifejezését a (34)-be helyettesítve, majd képezve a $|\Gamma_3|^2$ és az $[1 - |\Gamma_3|^2]$ mennyiségeket, a háromüreges radiális szűrő $A_{30}(f)$ csillapításkarakterisztikájára a következő megoldás adódik:

$$A_{30} = 3A_1 + 10 \lg [D^2 + 4D|S_{11}|^2 \cos \Delta\alpha \cdot \cos \frac{\Delta\alpha}{2} + 4|S_{11}|^4 \cos^2 \frac{\Delta\alpha}{2}]. \quad (37)$$

Számottevő hibát nem követünk el, viszont a számítás lényegesen leegyszerűsödik, ha a (37) egyenletben $\cos \Delta\alpha \cong 1$ közelítéssel élünk. Ebben az esetben ugyanis írható, hogy

$$A_{30} \cong 3A_1 + 10 \lg \left[D + 2|S_{11}|^2 \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \right]^2. \quad (38)$$

$A_1 \cong 15$ dB esetén az $|S_{11}| \cong 1$, $\cos \Delta\alpha \cong 1$ és $\cos \Delta\alpha/2 \cong 1$ közelítésekkel írható, hogy

$$A_{30}(A_1 \cong 15 \text{ dB}) \cong 3A_1 + 12 \text{ dB.} \quad (39)$$

Négyüreges radiális szűrő

A négyüreges radiális szűrő $A_{40}(f)$ csillapítás-karakteristikájának meghatározásához átmenetileg célszerű bevezetni az alábbi jelölést:

$$y = \frac{1 + xe^{j\Delta\alpha}}{1 + |S_{11}|^2 x e^{j\Delta\alpha}} = |y| e^{j\varphi_y} \quad (40)$$

Ezzel a vizsgált szerkezet Γ_4 saját feszültségi reflexió-tényezője $l=l_0$ esetén a következő formában írható fel:

$$F_4 = S_n \frac{1 + |y| e^{j\Delta\alpha''}}{1 + |S_{11}|^2 |y| e^{j\Delta\alpha''}}, \quad (41)$$

ahol $\Delta\alpha'' = \Delta\alpha + \varphi_y$. Mivel $|\varphi_y| \ll |\Delta\alpha|$, a továbbiakban célszerűen a $\Delta\alpha'' \cong \Delta\alpha$ közelítéssel számolunk. Kiindulva a (41) egyenlettel adott összefüggésből, $A_{40}(f)$ -re a következő kifejezés vezethető le:

$$A_{40}(f) = 4A_1 + 10 \lg E^2, \quad (42)$$

ahol

$$E^2 = F^2 + 2FH|S_{11}|^2 \cos \Delta\alpha + H^2|S_{11}|^4$$

$$F^2 = D^2 + 4D \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \cos \Delta\alpha + 4 \cos^2 \frac{\Delta\alpha}{2} \quad (43)$$

$$H^2 = D^2 + 4D|S_{11}|^2 \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \cos \Delta\alpha + 4|S_{11}|^4 \cos^2 \frac{\Delta\alpha}{2}.$$

Az előző pontokban alkalmazott közelítések alapján most

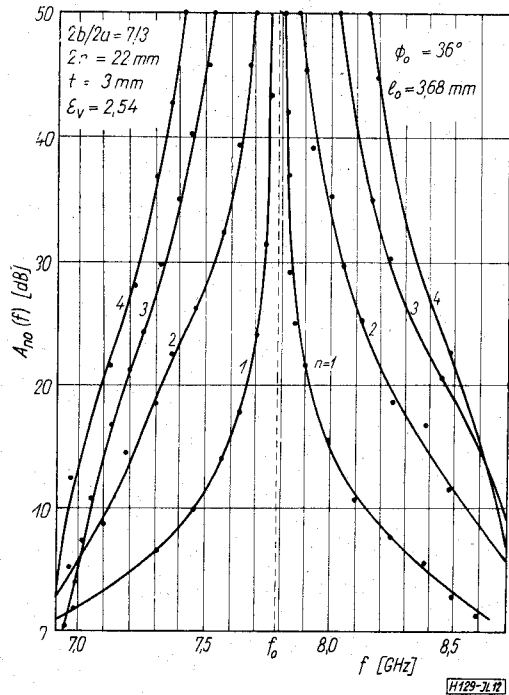
$$A_{40}(A_1 \cong 15 \text{ dB}) \cong 4A_1 + 18 \text{ dB} \quad (44)$$

összefüggésre jutunk.

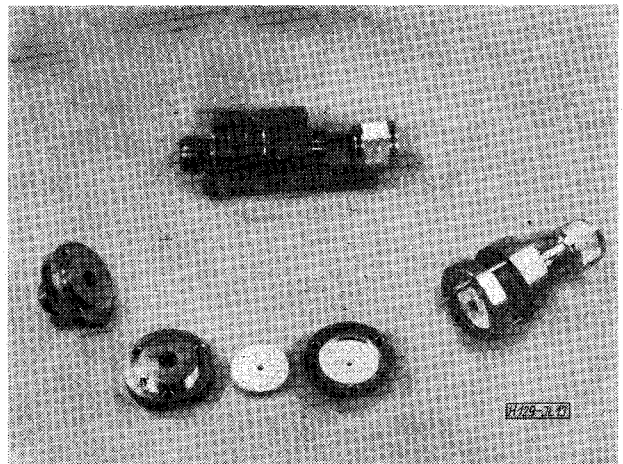
Példa

$2b/2a=7/3$, $2r=22$ mm, $t=3$ mm és $\epsilon_r=2,54$ (polisztirol) esetén a 2. ábra alapján $f_0=7,78$ GHz ($\lambda_0=38,6$ mm) és a 8. ábrából $\varphi_{11}(f_0)=-54^\circ$. A (25) egyenletből $\Phi_{0\min}=36^\circ$. Tehát az üregek elválasztó vonalszakaszok minimális optimális hossza; $l_0 = 0,1\lambda_0 = 3,86$ mm. A szűrők teljes hossza: $L_2 = 9,86$ mm, $L_3 = 16,72$ mm és $L_4 = 23,58$ mm.

A tervezett szűrők spektrumanalizátorral mért $A_{n0}(f)$ csillapításkarakteristikáját a 12. ábrán tüntettük fel. A mérési eredmények alapján megállapítható, hogy $A_{n0}(f)$ értékére adott (30), (39), és (44) formulák valóban nagyon jó közelítéssel érvényesek. Megfigyelhető, hogy az üregek számának növelésével a sáv szélesség kezdetben jelentős mértékben nő, míg később kevésbé változik. A 13. ábrán tüntettük fel a vizsgált szűrőt. Adott konstrukciós megoldás esetén az üregek száma egyszerű módon növelhető vagy csökkenthető.



12. ábra. Többüreges radiális szűrők mért $A_{n0}(l)$ csillapításkarakteristikája optimális l_0 méret esetén



13. ábra. Többüreges radiális szűrő

Többüreges radiális szűrők optimális méretezése

A többüreges radiális szűrő optimálisan méretezett, ha a műszaki előírásokat kielégítő realizáció L_n teljes hossza minimális.

Az előző pontok alapján $l=l_0$ és $t=t_0$ esetén a műszaki előírások minimális $n=n_0$ számú üreggel elégíthetők ki. Ez a megoldás egyben az optimális megoldást is adja, ha $l_0 < \lambda_0/4$, ellenkező esetben a megoldás nem optimális.

Az előző példában szereplő üregek esetében, $t=t_0$ környezetében $\varphi_{11}(f_0) \cong -\pi/2$, s ezért $l_0(t=t_0) > \lambda_0/2$. Megfigyelhető azonban (1. 3. és 8. ábra), hogy a $t < t_0$ tartományban található egy olyan t_x méret, amelynél az üregek optimális távolsága a maximális $l_0 > \lambda_0/2$ értékről ugrásszerűen csökkenthető a minimális $l_0 < \lambda_0/4$ értékre. $t=t_x$ megválasztása esetén az

üregék számát növelni kell, $n > n_0$, de mivel az üregeket elválasztó vonalszakaszok hossza jelentős mértékben csökken, várható, hogy L_n kisebb lesz, mint $L_{n_0} \cdot L_n < L_{n_0}$ esetén az optimális megoldáshoz $t = t_x$ vezet.

t_x értékére konkrét válasz nem adható, meghatározása kompromisszumos feladat. Értékét ugyanis alulról l_0 és n növekedése korlátozza, míg felülről az üregek között a magasabb módusokon keresztül felépő csatolás hatásának növekedése. Az előző példában adott $t = 3$ mm jó közelítéssel az optimális megoldáshoz tartozó t_x -nek tekinthető.

I R O D A L O M

- [1] *Schelkunoff, S. A.*: Electromagnetic Waves. D. van Nostrand Co. Inc. New York, 1943.
- [2] *Lindell, I. V.*: Slope Parameter and Q of Radial Resonators. IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-14, 1966. Febr. pp. 97–98.

- [3] *Gunston, M. A. R.*: An Empirical Formula for the Design of Radial Line-Filters. IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-12, 1964. Sept. pp. 571–572.
- [4] *de Loach, B. C.*: Radial-Line Coaxial Filters in the Microwave Region. IEEE Trans. on MTT. Vol. MTT-11. 1963. Jan. pp. 50–55.
- [5] *Dr. Csurgay Á.—Markó Sz.*: Mikrohullámú passzív hálózatok. Mérnöktovábbképző Intézet, 1965.
- [6] *von Heinz Westphalen*: Koaxialleitungen Filter mit radialen Leitungen. I, II. Archiv der Elektrischen Übertragung (A. E. Ü.) 1965. Dec. pp. 637–646, 1967. Jan. pp. 52–60.
- [7] *Varon, D.*: Radial Line Band Rejection Filters in Coaxial Waveguides. IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-15, 1967. Dec. pp. 680–687.
- [8] *Scsaurszki P.*: Radiális szűrő analízise és méretezése. Diplomaterv, 1970. BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék
- [9] *Dr. Jachimovits L.*: Az állóhullámaránymérő saját reflexióinak hatása a feszültségi reflexiótényező mérésére. Híradástechnika, XXII. évf. 4. sz. 115–120 old.
- [10] *Prónay G.*: Radiális szűrő mérése. Diplomaterv, 1970. BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék.