

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

BHG

Laczkó Endre
Bernhardt Richárd
Eisler Péter
Dr. Gosztony Géza
Honti Ottó
Klug Miklós
Tölgyesi László

ORION

Jakubik Béla
Baracs Sándor
Csernoch János
Froemel Károly
Sass Károly
Szabó Károly

TERTA

Bánsághi Pál
Baján Tibor
Benedek Elek
Egerszegi Béla
Hutter Mihály

Koaxiális elemek TV átjátszó berendezésekben

PÁKAI LÁSZLÓ
BHG

Bevezetés

A nagyfrekvenciás technikán alapuló berendezések nem nélkülözhetik a koaxiális elemeket, mivel a topológiai felépítés gyakorlatilag mindenhol az aszimmetrikus nagyfrekvenciás tápvonalrendszerre épül fel. A koaxiális RF rendszert megköveteli a széles nagyfrekvenciás tartomány a TV I—TV V. sáv mintegy 50—860 MHz-es frekvenciasávja.

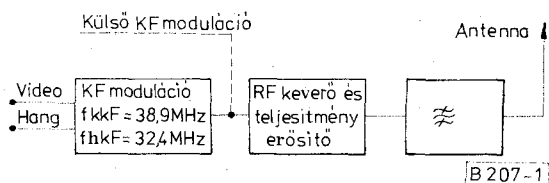
Felhasználva a tápvonalelmélet ide vonatkozó részeit, továbbá a lineáris hálózatok elvi megfontolásait, segítségükkel a fent említett koaxiális elemek tervezhetők.

A címben szereplő témát a következő pontok szerint tárgyaljuk:

1. Általános elvi megoldások.
2. Koncentrált felépítésű és elosztott paraméterű építő elemek, L—C tagok viselkedésének összehasonlítása.
3. Koncentrált és elosztott paraméterű sávszűrők.
4. Iránycsatolók:
 - a) 3 dB-es 90°-os (hybrid),
 - b) tetszőlegesen kicsatolású iránycsatoló.

1. Általános elvi megfontolások

A szűrők mint passzív reaktáns négyfókusok alapvető feladata, hogy bizonyos frekvenciák kis csillapítással, a többi nem kívánt frekvencia nagy csillapítással juthasson keresztül rajtuk. A TV átjátszóban alkalmazott szűrők gyakorlatilag kivétel nélkül sávszűrők, amit a rendszer elvi működése követel meg: (1. ábra)



1. ábra. Alapsávon modulált TV átjátszóberendezés tömbvázlata

A KF frekvencián létrehozott kép és hangmoduláció egy összegzőfokozat után az RF konverterre kerül, amely a névleges frekvenciasávban transzponálja a kép és hanginformációt. A szabvány által kisugározható frekvenciaspektrum a 2. ábrán látható.

A sávon kívüli harmonikus, oldal és mellék hullámú komponensekre az előírások rendkívül szigorúak. A rendszer működési elvéből következik (kép—hang együttes erősítés), hogy a nagy teljesítményű RF fokozatok — amelyek általában széles sávú erősítők — nemlinearitásából kombinációs termékek is előállnak. Szemléltetésükre az alábbi matematikai összefüggések állnak rendelkezésre.

Egy nemlineáris karakterisztika egy bizonyos tartományban tetszőleges pontossággal közelíthető egy „n”-ed fokú polinommal (3. ábra).

ahol:

$$I_{ki} = a_0 + a_1 U_v + a_2 U_v^2 + a_3 U_v^3 + \dots + a_n U_v^n \quad (1)$$

és a vezérlőfeszültség

$$U_v = U_k \cdot \sin \omega_k t + U_s \cdot \sin \omega_s t + U_H \cdot \sin \omega_H t. \quad (2)$$

$a_0; a_1; a_2; a_3; \dots; a_n$ = a polinom együtthatói,

U_v = a vezérlőfeszültség,

I_{ki} = a kimenőáram,

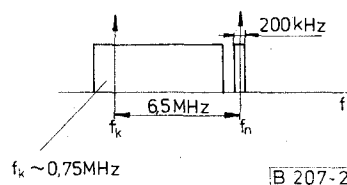
U_k = a képvivőfrekvencia ampl.,

U_s = a színsegédvívő-frekvencia ampl.,

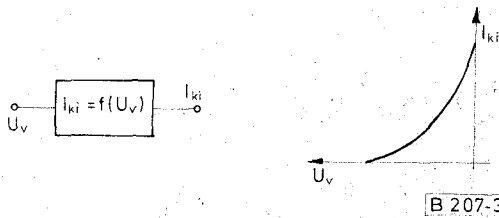
U_H = a hangvívőfrekvencia ampl.,

$\omega_k; \omega_s; \omega_H$ = az egyes vívők körfrekvenciái.

Beírva az $I_{ki} = f(U_v)$ összefüggésbe U_v kifejezését, és rendezve az összefüggést az egyes kombinációs frek-



2. ábra. A szabványos kisugárzott frekvenciaspektruma egy TV átjátszóberendezésnek



B 207-3

3. ábra. Egy nemlineáris négyfólyos transzfer karakterisztikája

venciák szerint, az egyenszinttől kezdve rendkívül nagyszámú kombinációs terméket kapunk. (Részletes elemzés található a BHG ORION TERTA Műszaki Közlemények XXIII. évfolyam 1977. 6. számában dr. Falus László „Multiplex rendszerű TV adók” című leírásában.)

A sávon kívüli termékek közül a legnagyobb amplitúdóval az

$$f_{Ra} = f_k - n \cdot f_{int},$$

$$f_{Rf} = f_H + n \cdot f_{int},$$

ahol: $f_{int} = f_H - f_k = 6,5$ MHz OIRT rendszerben,

f_{Ra} a képvivőtől a kisebb frekvenciák tartományába eső komponensek,

f_{Rf} a hangvivőtől a nagyobb frekvenciák tartományába eső komponensek.

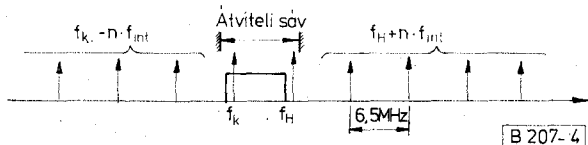
Szemléletesen a sávon kívüli domináns spektrum a 4. ábrán látható.

A kimeneten elhelyezett sávszűrő feladata mindennemű sávon kívüli termék elnyomása az előírt maximálisan megengedett szint alá. A 4. ábrán látható, hogy csak sáváteresztő szűrő képes az előírt feladatot teljesíteni.

Másik nagyon gyakran alkalmazott koaxiális elem az iránycsatoló. Elvi felépítése az 5. ábrán látható.

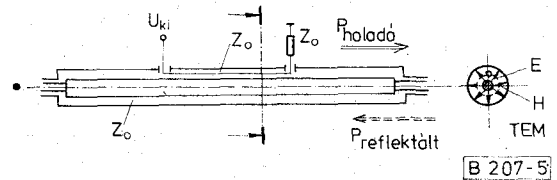
Fizikai, kvalitatív működése (a matematikai számszerű levezetésektől eltekintve) a következő.

Két darab Z_0 hullámimpedanciájú tápvonal helyezkedik el egy közös nagyfrekvenciás térben. A főtápvonalon a nagyfrekvenciás energia TEM módban terjed (az elektromos erővonalak sugárirányban, a mágneses erővonalak koncentrikus körök mentén helyezkednek el). A segédtápvonalba a főtápvonal és a segédtápvonal közötti kapacitáson keresztül feszültség indukálódik, amelynek hatására a segédtápvonalon áram folyik. Ennek az áramnak az iránya nem függ attól, hogy a főtápvonalon merre halad a teljesítmény, mivel a segédtápvonal hossza lényegesen rövidebb, mint az üzemi hullámhossz negyed-



B 207-4

4. ábra. Sávon kívüli domináns intermodulációs termékek



B 207-5

5. ábra. Iránycsatoló elvi felépítése

része. A mágneses tér hatására is indukálódik feszültség a segédtápvonalban, és ezen feszültség hatására is folyik egy áram a segédtápvonalban.

Ez az áram azonban irányfüggő, a mágneses tér irányától függ. A mágneses tér iránya pedig ellentétes a haladó és reflektált teljesítménynél.

Az egyes komponensek vektorai szemléletesen a 6. ábrán láthatók.

A segédtápvonal megfelelő geometriai elhelyezésével elérhető, hogy az ábrának megfelelően I_E és I_{MH} abszolút értékei azonosak legyenek, így kioltódnak. Az iránycsatoló csak a reflektált teljesítménnyel arányos kimenő feszültséget szolgáltatja az 1-es kapun. Mindkét kaput Z_0 impedanciával lezárva az előzőek analógiája alapján szétválasztható a haladó és reflektált teljesítménnyel arányos kicsatolt feszültség.

Nagyon elterjedten használt eszköz mindazon helyeken, ahol szelektíven kell mérni egy tápvonalon valamelyik jellemzőt. Speciális esetben egy iránycsatolón mérve a haladó és reflektált szintet, a kettő viszonyából a reflexió tényező, a reflexió tényezőből pedig az állóhullámarány számolható.

Az iránycsatolók egy speciális típusa a negyedhullámhosszúságú vagy másnéven 90°-elektromos hosszúságú 3 dB-es iránycsatoló vagy 3 dB-es „hybrid” (7. ábra).

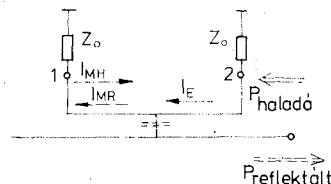
Tulajdonságait a következőkben lehet összefoglalni:

1. Az 1-es kapun beadott teljesítményt egyenlő arányban osztja szét a 2-es és 3-as kapu között.

Innen a neve is, $\frac{P}{2} = -3$ dB a szintcsökkenés.

A 4-es kapu ilyenkor csatolásmentes.

2. Az 1-es kapu bemenőimpedanciája mindaddig Z_{01} , amíg a 2-es és 3-as kapuk lezárása tetszőleges, de azonos. Ilyenkor a reflektált teljesítmény a 4-es kapura jut.



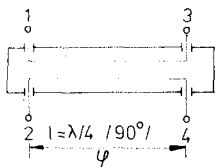
I_E elektromos térerő áramkomponense

I_{MH} haladóirányú mágneses térerő áramkomponense

I_{MR} reflektáltirányú mágneses térerő áramkomponense

B 207-6

6. ábra. Az iránycsatoló segédtápvonalán átfolyó áramok vektorai



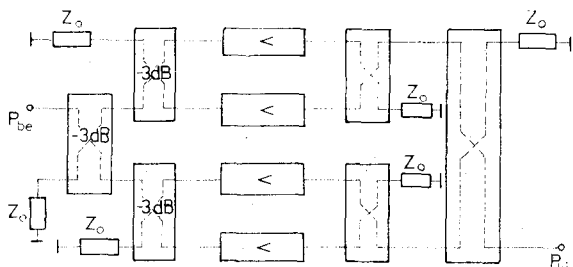
λ az üzemi hullámhossz
 $\varphi \frac{2\pi}{\lambda}$ elektromos hossz fokokban

[B 207-7]

7. ábra. 90°-os 3 dB-es iránycsaloló elvi felépítése

Mivel a 3 dB-es iránycsaloló egy passzív reciprok invariáns hálózat, a fenti összefüggések természetesen érvényesek bármelyik bemenetre, továbbá nemcsak szétosztásra, de összegzésre is alkalmazható (8. ábra).

Ez a megoldás akkor alkalmazható célszerűen, ha egy nagyfrekvenciás erősítőtől a szükséges teljesítmény nem vehető ki.



[B 207-8]

8. ábra. Tipikus elrendezés egy modulrendszerű nagyfrekvenciás erősítőre

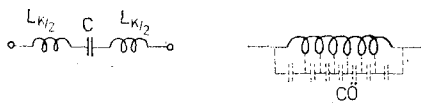
2. Elosztott paraméterű és koncentrált felépítésű építőelemek, L—C tagok viselkedésének összehasonlítása

A passzív reaktáns négy-pólusok L—C elemekből épülnek fel. Megvizsgálva a helyettesítő képüket (9a; 9b ábra).

Az ábrából látható, hogy nem lehet megvalósítani tiszta kapacitív, ill. induktív reaktanciát. A parazita elemek zavaró hatása attól függ, hogy milyen frekvenciatartományban üzemel az illető elem, illetve mennyiségre elhanyagolható a parazita reaktancia hatása.

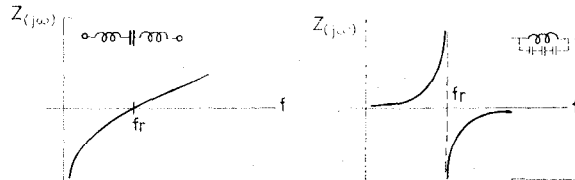
A valóságos L—C elemek impedanciájának frekvenciafüggősége látható a 10a; 10b ábrán.

A koncentrált L—C elemek csak egy bizonyos frekvenciatartományban tekinthetők konstans in-



[B 207-9]

9. ábra. Valóságos kapacitás és induktivitás helyettesítő képe az ohmos veszteség elhanyagolásával



[B 207-10]

10. ábra. Valóságos L—C elemek impedanciájának frekvenciafüggősége

duktitásnak, ill. kapacitásnak, a rezonanciafrekvencia felé közeledve már messzemenően nem igaz. Felírható egy ekvivalens reaktancia, melyet Z_e -vel jelölve:

Kapacitás esetén

$$Z_{ec} = -j \frac{1 - \omega^2 L_k C}{\omega C}; \quad (3)$$

Induktivitás esetén

$$Z_{el} = j \frac{\omega L}{1 - \omega^2 L C}; \quad (4)$$

A (3) és (4) összefüggésben szereplő $\omega^2 LC \ll 1$ esetén visszakapjuk az ideális kapacitás és induktitás frekvenciatartománybeli impedanciamenetét.

A fentiek figyelembevételével érdemes analógiát vonni a tápvonalcsomók mint reaktáns elemek és a koncentrált elemek impedanciamenete között.

Felírva egy Z_0 hullámellenállású tápvonal bemenő impedanciáját (a tápvonalat ideálisnak tekintve) a következő összefüggést kapjuk (4).

$$Z_{bc} = Z_0 \frac{Z_2 + jZ_0 \operatorname{tg} \beta l}{Z_0 + jZ_2 \operatorname{tg} \beta l}, \quad (5)$$

ahol:

- Z_{bc} a tápvonal bemenő impedanciája,
- Z_2 a lezáró impedancia,
- Z_0 a tápvonal hullámimpedanciája,
- $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ a fázistényező,
- λ az üzemi hullámhossz,
- l a tápvonal hossza.

A reaktáns passzív áramkörökben általában tápvonal csomókat használnak rövidrezárt véggel a nagyfrekvenciás sugárzás megakadályozására és a konstrukció megkövetelte egyszerűség céljából.

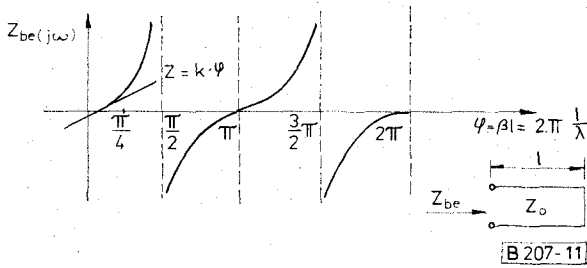
Az (5) összefüggés ez esetben a következőképp módosul. Mivel $Z_2 = 0$, így:

$$Z_{bc} = jZ_0 \operatorname{tg} \beta l. \quad (6)$$

Ábrázolva a (6) egyenlet impedancia frekvencia karakterisztikáját, jellegre a 11. ábra ad felvilágosítást.

Az ábrából leolvasható tanulságok a következők:

a) tetszőleges kapacitív, ill. induktív reaktancia megvalósítható tápvonalakkal;



11. ábra. Végén rövidrezárt Z_0 hullámimpedanciájú tápvonal bemenő impedanciája az elektromos hossz (hullámhossz) függvényében

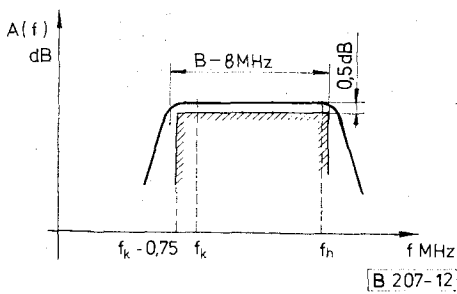
b) az impedancia tangens görbe mentén változik, így $\varphi < \frac{\pi}{4}$ elektromos tápvonalhossz tekinthető frekvenciafüggetlen kapacitásnak, ill. induktitásnak.

Összegezve a 10; 11. ábrát könnyen belátható, hogy bizonyos feltételek mellett a koncentrált reaktáns elemeknek megvan az elosztott paraméterű ekvivalense, egy előírt frekvenciatartományban jól kézbentarthatóan tervezhetők tápvonalakkal reaktáns négyölusok.

3. Koncentrált és elosztott paraméterű sávszűrők

A nagyfrekvenciás technikában nem szokásos a Cauer vagy Csebisev típusú aluláteresztő szűrők transzformált változatait használni, mivel földfüggetlen induktivitásokat és kapacitásokat tartalmaz, és ezen elemek megvalósítása 100 MHz feletti frekvenciatartományokban rendkívül kis értékük, továbbá a parazita elemek nagyfokú hatása miatt gyakorlatilag nem lehetséges.

A TV-technikában használatos sávszűrők átviteli karakterisztikája látható a 12. ábrán.



12. ábra. TV átjátszóberendezés RF sávszélességét meghatározó sávszűrő átviteli karakterisztikája

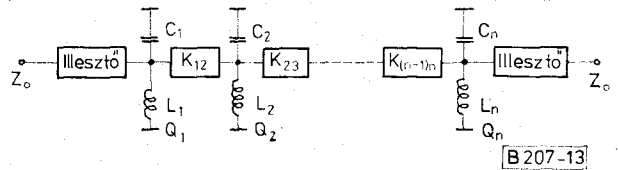
Mivel ezek a sávszűrők relatíve keskenysávúak, általában $B/f_k < 10\%$ alkalmazható a részleges póluskiemelés módszere. Ebben az esetben több — az előírások által meghatározott paraméterek teljesítése érdekében — rezonáns körből épül fel a szűrő, és a rezonáns körök között valamilyen tiszta reaktanciával történik a csatolás.

Elvi felépítés a 13. ábrán látható.

A gyakorlatban négy-öt rezonáns körnél többet általában nem alkalmaznak, mivel az áteresztőtartománybeli alapsillapítás rohamosan nő, és ez jelentős teljesítményvesztést, illetve nagyobb RF teljesítményeknél nagyfokú disszipációt jelent.

Jelen cikknek nem célja a szűrőtervezés részletes ismertetése, az (1) irodalomban teljes részletességgel megtalálható. A főbb lépések sorrendben a következők:

- Az előírt szelektivitásgörbe alapján meghatározni a szűrő fokszámát (a rezonáns körök számát);
- Meghatározni a sávon belüli ingadozás, továbbá az elhangolás mértékéből az egyes rezgőkörök jósági tényezőjét. TV-technikában általában Z_0 lezárások között dolgozik a szűrő, így $Q_1 = Q_n = Q$ $Q_2 \dots Q_{n-1} \gg Q$ feltétel általában teljesül;
- Az előzőek ismeretében meghatározandó k_{12} ; k_{23} ; ...; $k_{(n-1)n}$ értéke;
- Megtervezendő a szükséges illesztőhálózat.



13. ábra. Csatolt sávszűrő elvi felépítése

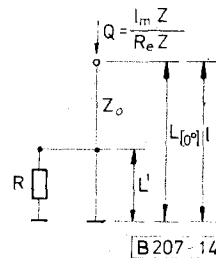
A fentiek ismeretében realizálható a szűrő. Az $f < 100$ MHz frekvenciákon általában koncentrált elemekkel (a hosszú tápvonalak miatt), míg $100 < f < 860$ MHz frekvenciákon elosztott paraméterű tápvonalak segítségével realizálhatók a sávszűrők.

Itt szeretnék foglalkozni a tápvonalas illesztőhálózattal, annak is az egyik legegyszerűbb formájával, a galvanikus becsatlakozás módszerével.

A 14. ábrán látható elrendezésben egy Z_0 hullámellenállású tápvonalra csatlakozunk az R lezáróellenállással.

A tápvonal hossza L elektromos fokban értendő, ugyanígy

$$L_{(\text{rad})} = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} l. \quad (7)$$



14. ábra. R ellenállással terhelt Z_0 hullámimpedanciájú tápvonal jósági tényezőjének meghatározásához alkalmas jelölések

A Z_0 hullámellenállású tápvonal 1. szakaszára csatlakozunk az R ellenállással. Meghatározandó ilyenkor a tápvonal bemenetén mérhető $R_c Z$, ill. $I_m Z$ impedancia, melyek ismeretében a jósági tényező (Q) értéke. A következőkben közölt diagramok egy részletes számítógépes elemzés eredményei, ahol a Q előírt értékéből meghatározható L' nagysága $\frac{E'}{L}$, illetve $\frac{R}{Z_0}$ normalizált értékekben (15. ábra).

A tápvonal elektromos és geometriai hossza közötti összefüggés (7) segítségével a konstrukció által megkövetelt geometriai hosszából a rezgőköri jóság Q ismeretében L'/L értéke, illetve a tápvonalat terhelő kapacitás nagysága meghatározható.

A tápvonalelméletből ismert összefüggés szerint a végén rövidrezárt, kapacitással terhelt tápvonal rezonanciafrekvenciája ott van, ahol a kapacitív, illetve a tápvonal bemenőimpedanciájának összege nulla. Vagyis:

$$jZ_0 \operatorname{tg} \beta l - \frac{1}{j\omega C} = 0. \quad (8)$$

Rendezve az összefüggést, megkapható belőle a tervezésre alkalmas formula az ismeretlen terhelőkapacitás meghatározása.

$$C = \frac{1}{\omega Z_0 \operatorname{tg} \beta L}. \quad (9)$$

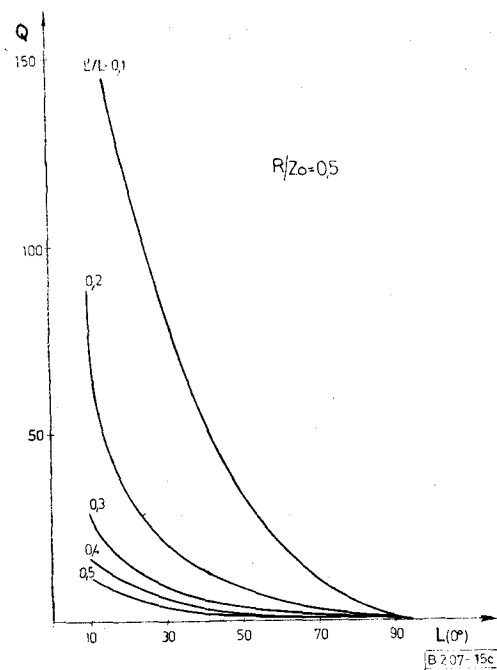
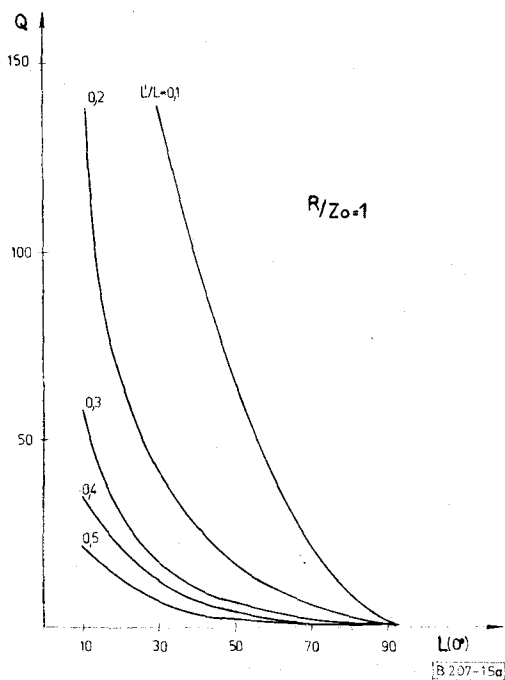
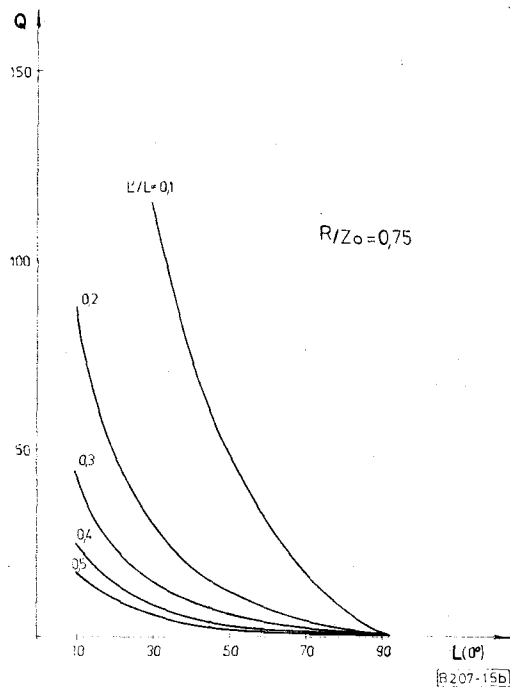
A (9) összefüggés segítségével megtervezhető a sávszűrő terhelt rezgőköre. Szükséges még az egyes rezgőkörök közötti csatolási tényezőt realizáló reaktáns elemek meghatározása.

A TV-adó- és -vételtechnikában használatos sávszűrők relatív kis sávzélessége miatt az áteresztő

sávban a csatolási tényezőt frekvenciafüggetlennek tekinthetjük, nagyobb frekvenciatartományban azonban ez a közelítés nem áll fenn. Ugyanis

$$k_{ij} = f(\omega). \quad (10)$$

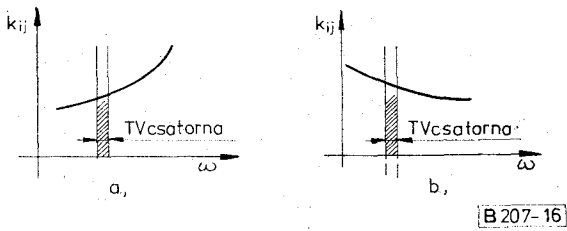
A frekvenciafüggőség jellege függ a csatolási tényezők megvalósításának áramkörüi megoldásától. A 16a; 16b ábrán látható a kétfajta jelleg. Elvileg készíthetők magasabb fokú csatoló áramkörök, ame-



15. ábra. Diagram a tápvonal elektromos hossza és jósági tényezője közötti összefüggéshez (a; b; c)

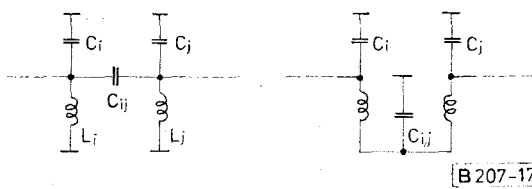
lyek biztosítják a frekvenciafüggetlenséget, gyakorlatban ezeket a megoldásokat egyes speciális esetektől eltekintve komplikáltságuk miatt nem használják.

Célszerűbb olyan konstrukciós megoldást választani, hogy megtartva az egyszerű csatoló reaktanciákat váltakozva alakítunk ki az egyes rezonáns körök között a frekvencia növekedtével emelkedő, ill. csökkenő jellegű csatolási tényezőt biztosító áramköröket. Jellemző példa egy a frekvenciával arányosan növekvő csatolási tényezőt biztosító csatoló áramkörre a felső kapacitív, míg a frekvenciával arányosan csökkenő csatolási tényezőt biztosító csatoló áramkörre az alsó kapacitív csatoló áramkör 17a; 17b ábra.



16. ábra. Csatolási tényező frekvenciafüggősége

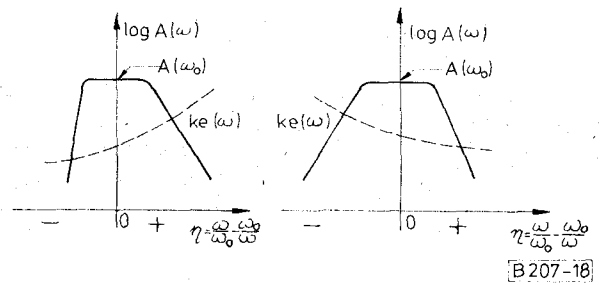
A fentiekből levonható az a következtetés, hogy ha a szűrő fokszáma páros (2; 4; 6 rezonáns kört tartalmaz), akkor a csatolóáramkörök száma páratlan, így bármilyen kombinációban építjük be a csatolóáramköröket, eredőben vagy a frekvenciával növekvő vagy csökkenő csatolási tényezőt kapunk. Ez azt eredményezi, hogy a szűrő oldalmeredeksége az elhangolás mértékében a sávközépi frekvenciához képest nem lesz szimmetrikus. A 18a; 18b ábrán látható a kétféle lehetséges jelleggörbe.



17. ábra. A frekvenciával arányosan növekvő, ill. csökkenő csatolási tényezőt megvalósító áramkörök

Tovább folytatva a gondolatmenetet önként adódik, hogy ha a szűrő fokszáma páratlan (3; 5; 7), akkor a csatolóáramkörök száma páros, így megfelelő kombinációval nagymértékben kompenzálható a csatolási tényező frekvenciafüggősége, így a szűrő oldalmeredeksége azonos az átviteli sáv alatti és feletti frekvenciatartományokban (19. ábra).

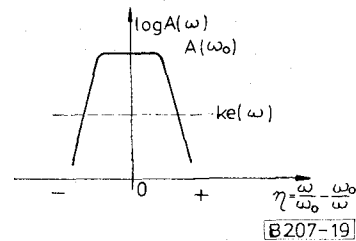
A 20. ábrán látható egy TV III. sávra készült sávszűrő levett fedőlapokkal a hangolókapacitások felül, míg a 21. ábrán ugyanez a szűrő a be- és kicSATlakozás oldaláról nézve.



18. ábra. A szűrő oldalmeredekségének változása a csatolási tényező jellegének függvényében

Néhány jellemző adata a szűrőnek:

- frekvenciatartomány: 175–230 MHz (TV III. sáv);
- sávszélesség: 8 MHz/–0,5 dB pontok között;
- zárócsillapítás: –30 dB $f_k - 6,5$ MHz, –30 dB $f_h + 6,5$ MHz,
- áteresztő sávi csillapítás: $\leq 0,6$ dB,
- áteresztő sávi reflexió: $\leq 5\%$,
- rákapcsolható RF-teljesítmény: 100 W szinkronos TV-jel,
- méretek: $200 \times 120 \times 60$ mm.



19. ábra. Azonos oldalmeredekséggel rendelkező páratlan fokszámú szűrő

A 22. ábrán egy TV III. sávra készült sávszűrő látható, amely a TV-átjátszó bemenőfokozatában nyer alkalmazást.

A 23. ábrán egy tipikus koncentrált elemekből felépített sávszűrő látható. A TV II. sávra készült szintén TV-átjátszó bemenőszűrőnek. Megfigyelhető, hogy ebben a sávban (73–100 MHz) jól kézben tarthatóan megvalósíthatók az induktív elemek és kiválóan alkalmazhatók a kereskedelemben kapható állítható kapacitások.

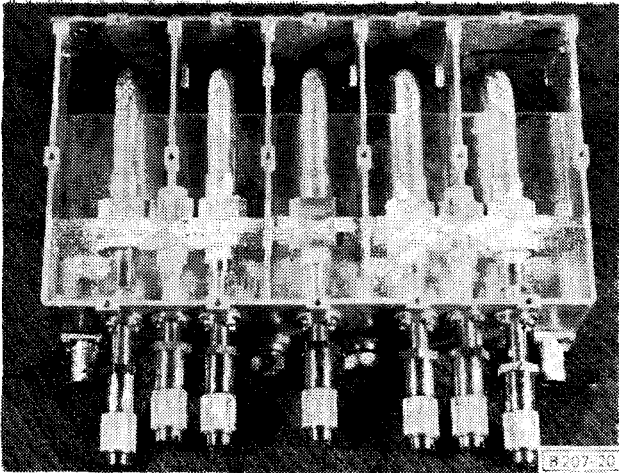
Íránycsatolók:

a) 3 dB-es 90°-os (hybrid)

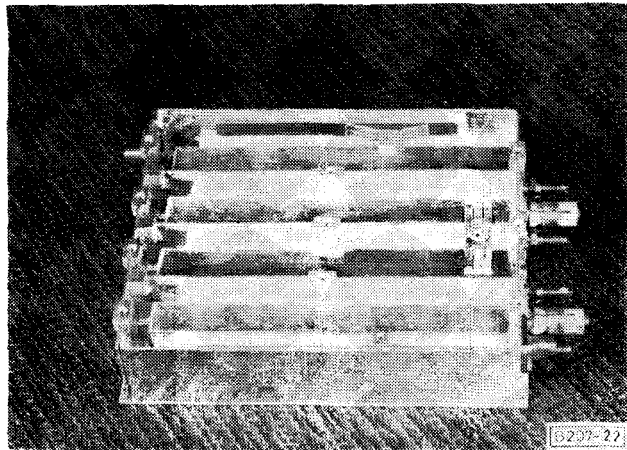
Az 1-es pontban általánosságban jellemzett 3 dB-es iránycsatolóról, méretezési módszereiről szeretnénk néhány alapvető szempontot ismertetni (részletesen) (2).

A 7. ábra alapján írható, hogy az egyes kapukra jutó feszültség

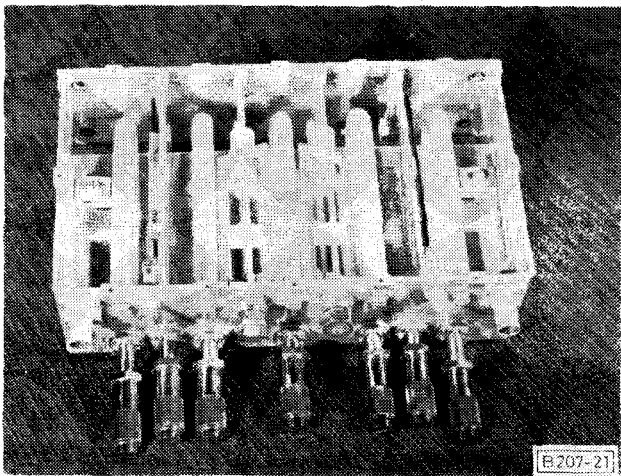
$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right|^2 = \frac{C^2 \cdot \sin^2 \theta}{1 - C^2 \cdot \cos^2 \theta}, \quad (11)$$



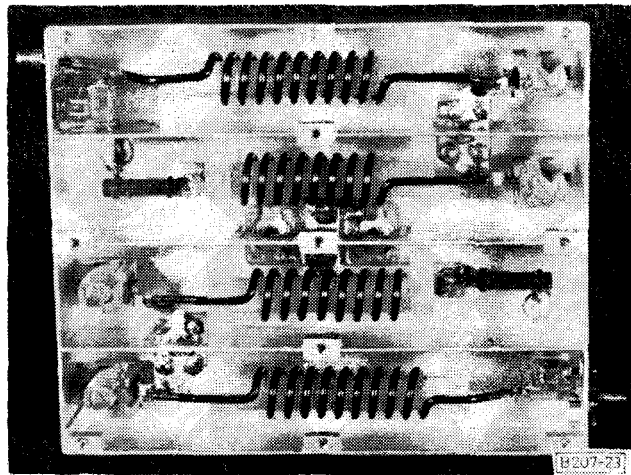
20. ábra. TV III. sávi sávszűrő a hangolókapacitások felőli oldala



22. ábra. TV III. sávi kis teljesítményű sávszűrő



21. ábra. TV III. sávi sávszűrő a becsatlakozások felőli oldala



23. ábra. TV II. sávi koncentrált elemekből felépített kis teljesítményű sávszűrő

$$\left| \frac{U_3}{U_1} \right|^2 = \frac{1-C^2}{1-C^2 \cdot \cos^2 \theta} \quad (12)$$

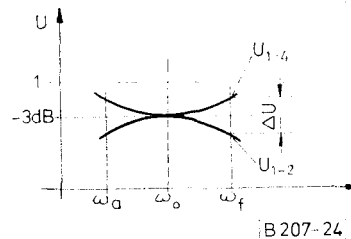
Ismerve a kezdeti feltételt, hogy a két átlós kapura (2; 3) jutó teljesítmény egyenlő, a (11); (12) egyenlet egybevetésével kapható, hogy

$$C = \frac{1}{(3 \text{ dB})\sqrt{2}} \quad (13)$$

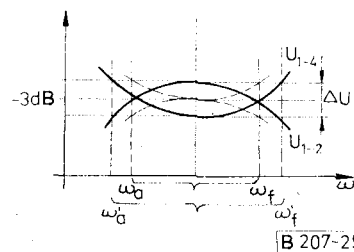
Ilyenkor az egyes kapukon megjelenő feszültség a 24. ábrán látható.

Az ω_a és ω_f határfrekvenciákat ΔU mértéke definiálja. Szélesebb sávú megoldást akkor kapunk, ha a sávközépen nem az ideális 3 dB-es elosztást valósítjuk meg, hanem ennél kisebbet. Ugyanazon ΔU hiba esetén a sáv szélesség jóval nagyobb, mint maximálisan lapos közelítés esetén (25. ábra).

Ezzel a módszerrel \pm néhány tized dB-es hibával nagyjából egy oktávnyi sáv szélesség érhető el. Egy oktávnál nagyobb sáv szélesség esetén több különbözőképpen csatolt $\lambda/4$ hullámhosszúgú vonal láncbakapcsolása szükséges. Az ilyen konstrukciók tár-



24. ábra. A 3 dB-es hybrid kapuin levő feszültségek



25. ábra. 3 dB-es hybrid kapuira jutó feszültségek Csebisev jellegű közelítés esetén

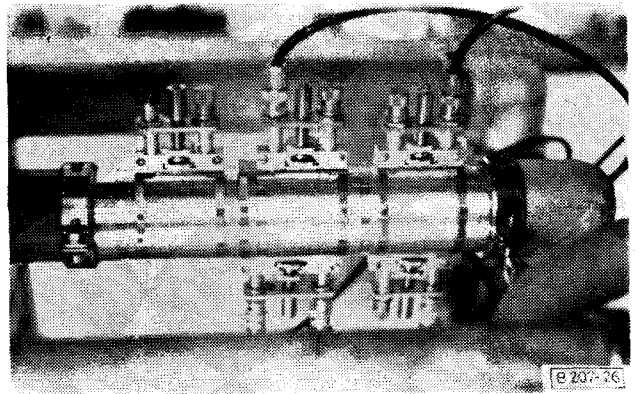
gyalása lényegesen meghaladja a cikk kereteit, a (2), (3) irodalomban részletes analízis található.

b) *Tetszőleges kicsatolású iránycsatoló*

A (11) összefüggésben szereplő $\frac{(U_2)}{(U_1)}$ viszonyt meghatározó „C” konstans segítségével méretezhető az iránycsatoló „ Θ ” elektromos hossz rögzítése esetén (általában $\Theta \ll 90^\circ$).

Ezek az iránycsatolók többnyire állítható kivitelek, ugyanis célszerűnek bizonyult a kicsatolt szint bizonyos tartománybeli szabályozása, ezáltal elkerülhető a nagyfrekvenciás koaxiális potenciométer használata, ami stabilitás és ár szempontból nem elhanyagolható tényező. Jellegzetes iránycsatoló elrendezés látható a 26. ábrán, ahol a haladó és reflektált teljesítménnyel arányos szint csatolható ki. Ez egyértelműen látható az iránycsatolóknak a tápvonalra való felerősítésükből.

A cikk egy általános ismertetést próbált adni a koaxiális technika ez irányú, kissé idegennek tekintett területéről, és reméljük, hogy adott esetben a konstruktőrnek, illetve tervezőnek hasznos ismereteket is szolgáltat.



26. ábra. Iránycsatolók elhelyezkedése a tápvonalon

I R O D A L O M

- [1] *Meinke*: Rádiótechnikai kézikönyv 1964
- [2] *Microwave filters*: 1964
- [3] *Dr. Jachimovits*: Elosztott paraméterű passzív hálózatok mátrixanalízise.
- [4] *Dr. Istvánffy*: Tápvonalak, antennák, hullámterjedés.