

TV átjátszóknban alkalmazott kis és közepes teljesítményű koaxiális transzformátorok és elosztók

BUS LÁSZLÓ
BHG

Bevezetés

A nagyfrekvenciás technikában már régen alkalmaznak különböző konstrukciójú koaxiális elemeket. Ezeknek az elemeknek a VHF és UHF technikában széles körű alkalmazását az indokolja, hogy egész sor műszaki probléma megoldását teszik lehetővé relatíve szélessávban, jól reprodukálhatóan. A TV I...IV. sávokra nagyfrekvenciás berendezésekben, műszer- és mérés technikában egyaránt használatosak a koaxiális tápvonalak, mivel az RF jelet sugárzásmentesen és igen kis veszteséggel kell továbbítani. A koaxiális tápvonalak merev vagy hajlékony kivitelűek.

Az igények sokfélesége is hozzájárul ahhoz, hogy e család tovább bővüljön. Ez a cikk is olyan kifejlesztett új családot ismertet, amely a köznapigényekhez igazodva jött létre. Napjainkban egyre nagyobb szerepet kapnak a TV átjátszók I...IV. sávokban (azaz 50...640 MHz-ig) a jó minőségű televíziós vétel érdekében. Az átjátszók feladata, hogy a „nagyvárosi ellátottságnak” megfelelő jelszintet biztosítsák ott, ahol a domborzati viszonyok és a földrajzi fekvés miatt nincs jó vételi lehetőség. Ez a műsorpolitikai kérdés viszonylag kis teljesítményszintekkel műszakilag megoldható.

A címben szereplő témát az alábbi szempontok szerint tárgyaljuk:

1. Az illesztés és ennek gyakorlati jelentősége.
2. Illesztési és kompenzációs módok ismertetése.
3. Koncentrált és elosztott paraméterű illesztő-transzformátorok.
4. Teljesítményelosztók.

1. Az illesztés és ennek gyakorlati jelentősége

Minden híradástechnikai adóberendezéstől azt kívánjuk, hogy a lehető legjobb hatásfokkal üzemeljen, vagy a maximális teljesítményt adja le. Ez más megfogalmazásban azt jelenti, hogy a berendezést a fogyasztóhoz (a terheléshez) illeszteni kell.

A nagyfrekvenciás illesztés feltételeit (1) részletezi.

Gyakran előforduló eset, amikor a lezárás nem tisztán ohmos hanem komplex. Ekkor a komplex terhelésen fellépő teljesítmény is komplex lesz.

$$S = \frac{(U_l)^2}{Z_l} = \frac{(U_l)^2}{R_l + jX_l} \quad (1)$$

Ahol: S a komplex teljesítmény $Z_l - n$, (U_l) a komplex feszültség amplitúdó, $R_l = Z_l$ lezárás valós része, $X_l = Z_l$ lezárás képzetes része.

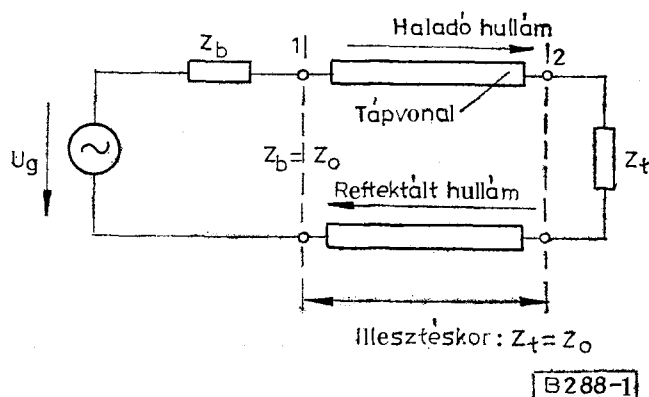
Kisebbszámú matematikai átalakítást végezve a (1) egyenleten:

$$S = \frac{(U_l)^2}{R_l^2 + X_l^2} R_l - j \frac{(U_l)^2}{R_l^2 + X_l^2} X_l \quad (2)$$

más alakban írva:

$$S = P_h - jP_m \quad (2a)$$

ahol: P_h a hatásos teljesítményösszetevő, P_m a képzetes, úgynevezett meddő teljesítményösszetevő (1. ábra).



1. ábra. Modell a nagyfrekvenciás illesztéshez

Ha a lezáró impedancia nem elégíti ki a fenti feltételt, akkor az „ l ” hosszúságú tápvonalon reflexió lép fel (állóhullámok jönnek létre).

Állóhullámok keletkezése a tápvonalon az alábbi hátrányokat jelenti a gyakorlatban:

1. Nagyobb feszültség lép fel a tápvonalon, ami csökkenti az átvihető teljesítményt.
2. A veszteségek megnövekednek.
3. Kis frekvenciaváltozás vagy kis hosszváltozás hosszabb tápvonal esetén lényeges bemenő impedancia változást okozhat.
4. Szélessávú FM átvitelnél hosszú tápvonal esetén torzítás keletkezik, ha a tápvonal mindkét vége illesztetlenül van lezárva.

2. Illesztési és kompenzációs módok ismertetése

Az illesztés kérdéseit csak TEM módusú tápvonalakra tárgyaljuk részletesen. Megjegyezzük, hogy az alábbiakban ismertetett illesztési és kompenzációs módok más típusú tápvonalaknál is alkalmazhatók.

A TEM módusú tápvonalaknál az energiaáramlás irányába nincs komponense az „E” elektromos és a „H” mágneses térnek. Gyakorlati megvalósítás során mindig arra törekszünk, hogy az illesztés ohmos viszonyok között történjen, mert így tudjuk biztosítani a reflexiómentességet vagy az előre meghatározott reflexiót széles sávban.

Konkrét feladatoknál a reflexiómentes kapcsolatot azonos hullámellenállású, de más geometriai méretek vagy különböző hullámellenállású és méretű tápvonalak között kell létrehozni. Első esetben ezt a problémát átmenetek nagyszámú variációival, míg az utóbbit impedanciáttranszformátorokkal, illetve elosztókkal oldjuk meg.

Mindkét koaxiális elemnél (illesztőtranszformátor, elosztó) az illesztést $\lambda/4$ hosszúságú tápvonalakkal realizáljuk.

Tápvonaltechnikából ismert a Z_0 hullámellenállású, „ l ” hosszúságú ideálisnak feltételezett tápvonal bemenő impedanciája:

$$Z_{be} = Z_0 \frac{Z + jZ_0 \operatorname{tg} \beta l}{Z_0 + jZ \operatorname{tg} \beta l} \quad (3)$$

ahol: Z_{be} , a tápvonal bemenő impedanciája

Z_0 , a tápvonal hullámellenállása

Z , a tápvonal lezáró impedancia

β , a fázistényező: $\frac{2\pi}{\lambda}$

λ , üzemi hullámhossz

l , a tápvonal hossza

$l = \lambda/4$ helyettesítéssel:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{be} Z} \quad (4)$$

A különböző hullámellenállású és méretű tápvonalak illesztett csatlakoztatása két módon lehetséges: lépcsős ($\lambda/4$ hosszúságú tápvonalszakaszok) és folytonos átmenetekkel.

Ha az előírt feladat szerint nagyobb sávzélességre van szükségünk, akkor ezt további kompenzációval érjük el, mely történhet:

- söntelemekkel,
- vonalcsonkokkal (nyitott vagy rövidrezárt tápvonaldarab),
- negyedhullámú transzformátorokkal.

Egy $\lambda/4$ -nél rövidebb, végén rövidrezárt tápvonal induktivitásként, ugyanaz szakadással lezárva kapacitásként viselkedik (2. ábra). A (3) egyenletbe $Z=0$ és $Z=\infty$ -t helyettesítve

$$Z_{be} = jZ_0 \operatorname{tg} \beta l \quad (5) \quad Z_{be} = -jZ_0 \operatorname{ctg} \beta l \quad (6)$$

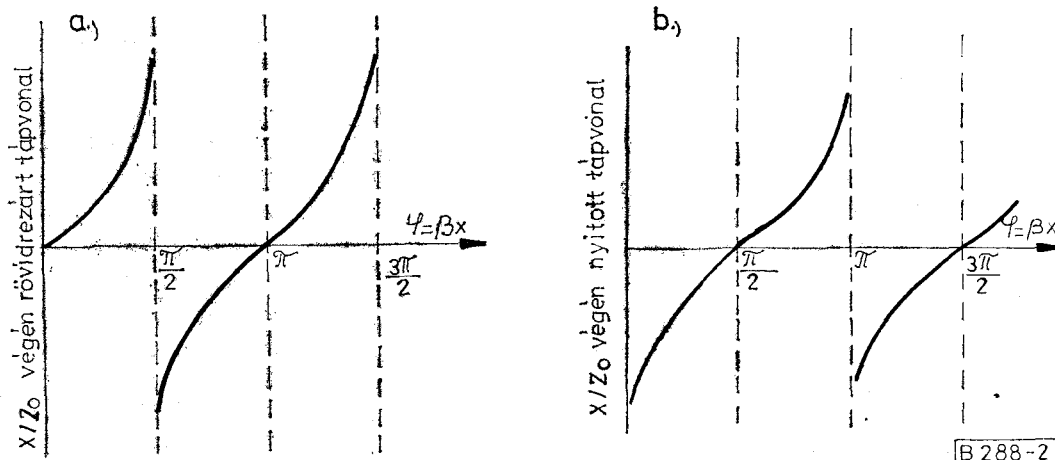
Továbbiakban a lépcsős átmenetekkel történő illesztésekkel foglalkozunk, mert mind az impedanciáttranszformátoroknál, mind az elosztóknál a reflexiómentes kapcsolat létrehozására lépcsős transzformátorokat használtunk. Koaxiális tápvonalaknál a külső és belső vezető vagy mindkettő lépcsős méretváltozásánál eltorzul az erőter képe. Tápvonalelméleti megfontolásokkal kimutatható, hogy ennek hatása egy söntkapacitással ekvivalens, (csak TEM mód terjedését feltételezve) (3. ábra).

A söntkapacitás számítására szolgáló diagram a 4. ábrán látható.

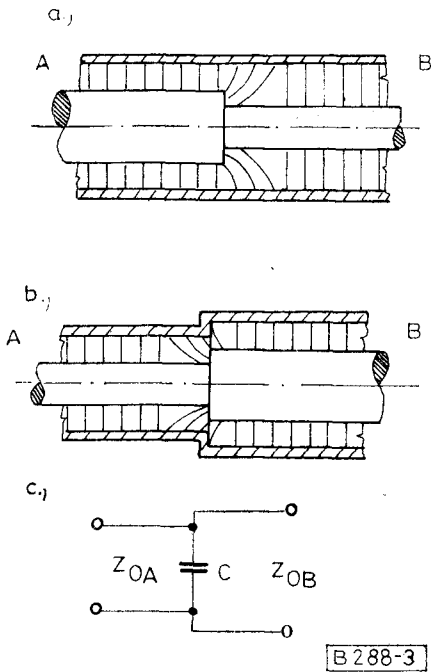
A söntkapacitás reflexiónövelő hatást okoz a frekvencia függvényében, ezáltal csökken az átviteli sáv szélessége.

A söntkapacitás hatásának vizsgálata bonyolult feladat: a szakirodalomban nem találunk konkrét utalásokat, hogy milyen mértékű diszkontinuitás hanyagolható el az egyes frekvenciatartományokban.

Ennek vizsgálata csak egyedi esetekre szorítkozik,



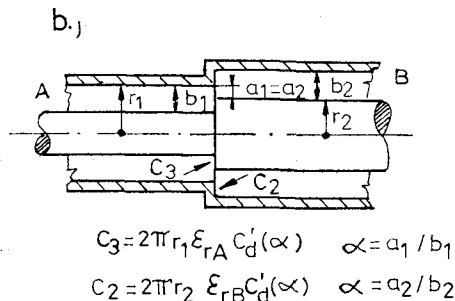
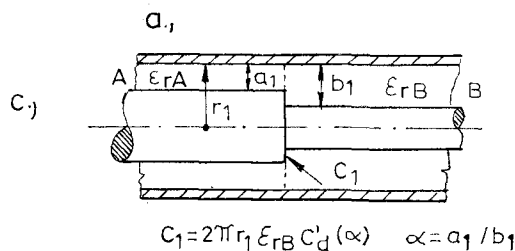
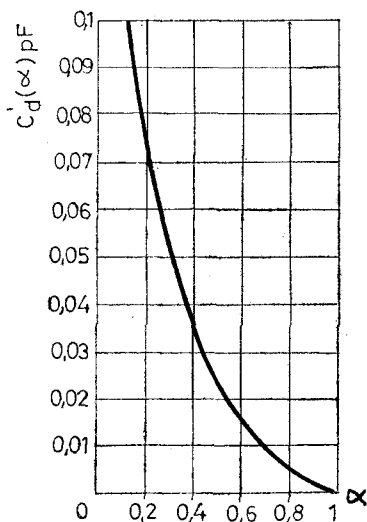
2. ábra. Végén rövidrezárt (a) és nyitott (b) tápvonal normalizált impedancia menete a szakaszhossz függvényében



3. ábra. Elektromos erővonalkép koaxiális tápvonalban, ha az ugrás a) belső éren, b) mindkét éren van, c) elektromos helyettesítő képe

mert az ugráskapacitás hatása az alábbi tényezőktől függ (5. ábra):

1. a frekvenciatartománytól (VHF vagy UHF sáv),
2. az ugrások mértékétől (mely a lépcsők számának függvénye),
3. az impedancia áttételtől.



B 288-4

4. ábra. 3a) b) ábrán látható ugrások söntkapacitásának számítására szolgáló diagram

3. Illesztőtranszformátorok

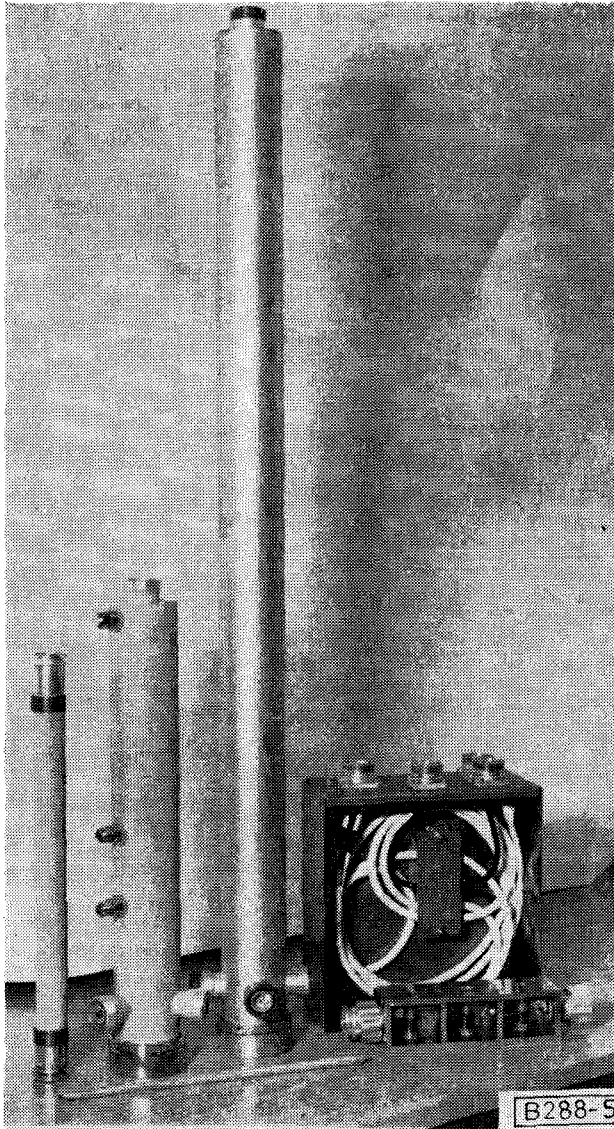
Az impedanciáttranszformátorok feladata különböző hullámellenállású berendezések vagy tápvonalak egymáshoz való csatlakoztatása úgy, hogy lehetőleg ne lépjen fel reflexió, vagy csak előre meghatározott kismértékű legyen. Az illesztésnek egy meghatározott frekvenciasávban kell kielégítőnek lennie. Általában az illesztésre használt elemek viselkedése változik a frekvencia függvényében, ezért a feladatot úgy kell megoldani, hogy a változás mértéke jól kézben tartható legyen. Olyan impedanciáttranszformátorokkal foglalkozunk, amelyek egy szakaszon belül, állandó keresztmetszetű tápvonalakból épülnek fel.

Sok esetben nem elegendő az egy szakaszból álló, $\lambda/4$ hosszúságú transzformátor sáv szélessége, ilyenkor több szakasz láncba kapcsolásával érjük el a kívánt célt (sáv szélesség alatt itt azt a frekvenciasávot értjük, melyen belül transzformátor állóhullámaránya a megadott értéken belül van). Koaxiális technikában két transzformátor típus nyert széles körű alkalmazást:

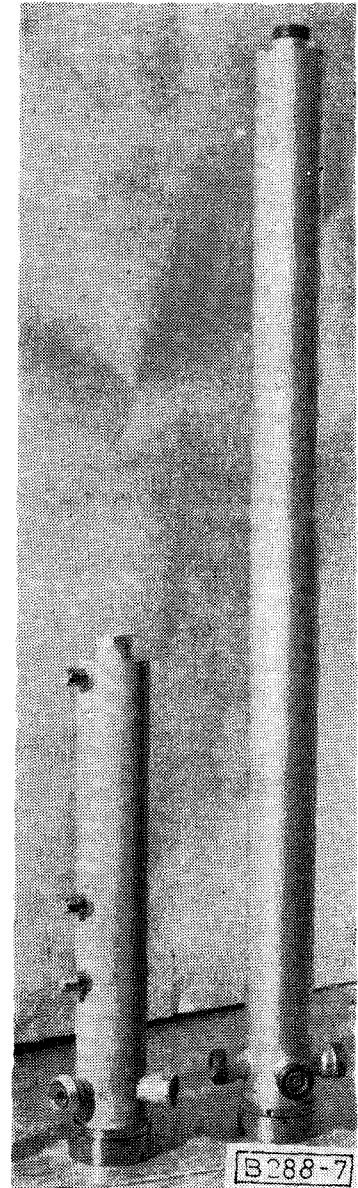
1. maximális lapos (binomiális) és
2. Csebisev karakterisztikájú.

A kétféle transzformátort a 6. ábrán hasonlítjuk össze. Látható, hogy a Csebisev típusú illesztőelemeknek jóval nagyobb a sáv szélessége, mint a maximális laposé.

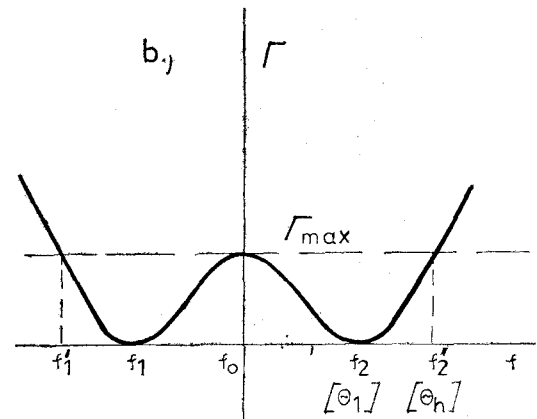
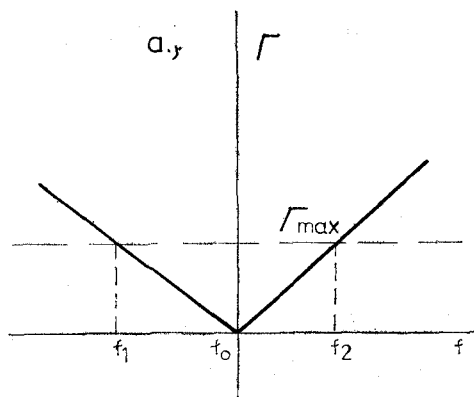
A fenti ábrákból látható, hogy a maximális lapos tulajdonságú transzformátor egy frekvencián ad jó illesztést (f_0), míg a Csebisev típusú f_0 -nál eléri a maximálisan előírt értéket, majd f_1 és f_2 frekvencián kapunk jó illesztést. Ennek a két illesztőtranszformátor típusnak elterjedt alkalmazását indokolja, hogy reflexiók tényezőjük jól kezelhető matematikai



5. ábra. A TV I...IV. sávokra fejlesztett új koaxiális család



6. ábra. Reflexióstényező változása a frekvencia függvényében: a) maximális lapos, b) Csebisev típusú $2\pi\lambda/4$ -es transzformátoroknál



B288-6

7. ábra. TV III. és IV. sávi elosztó

polinommal írható le és az ehhez tartozó impedancia kontúrgörbe fizikailag könnyen kialakítható.

3.1. Koncentrált paraméterű transzformátorok

A VHF sáv alsó tartományában (TV I. és II.) az impedanciatranszformátorok készítése — a gazdaságossági szempontokat szem előtt tartva — koaxiális felépítésben nem célszerű a nagy méretek és a súly miatt. Ezekben a sávokban a sávközépi frekvenciához tartozó hullámhossz 5,5, ill. 3,5 m. A méretek szembeötlő különbségét jól érzékelteti a 7. ábra. A kitűzött célt ezért koncentrált elemes változatban valósítjuk meg. Az illesztőtranszformátor egy olyan aluláteresztő szűrő, amely az adott frekvenciasávban előírt állóhullámarányon belül illeszt.

Célszerűségi okokból a „T” helyett π tagokkal építettük fel (7. ábra, L és C elemek hangolhatók).

TV III. sávban a lineáris méretek lényegesen kisebbek, mint az előző sávokban ($\lambda_k = 1,5$ m). A koncentrált kivitel itt is kedvezőbbnek bizonyult, mint a koaxiális felépítés. A teljes III. sáv átvitelét három π tag láncba kapcsolásával oldottuk meg (8. ábra).

Elektromos elvi rajza a 9. ábrán látható.

Itt azt a fizikai tényt használtuk fel, hogy egy tag helyettesít egy $\lambda/4$ hosszúságú tápvonalszakaszt, így a fenti elrendezés $3\lambda/4$ elektromos hosszúságú koaxiális impedanciatranszformátorral ekvivalens.

Az egyes tagok elemei könnyen méretezhetők a 10. ábra szerinti összefüggések segítségével.

A méretezéshez szolgáló részletrajz

$$Z_{T_{ri}} = \sqrt{R_{be_i} \cdot R_{ki}} \quad (7)$$

$$L_i = \frac{Z_{T_{ri}}}{\omega_k} \quad (8)$$

$$C_i = \frac{1}{Z_{T_{ri}} \cdot \omega_k} \quad (9)$$

ahol: i, 1, 2, 3

$Z_{T_{ri}}$, az egyes tagok (7)-ből számítható ekvivalens hullámellenállása

R_{be_i} , az i-dik tag bemenő ellenállása

R_{ki} , az i-dik tag kimenő ellenállása

ω_k , a sávközépi frekvencia ($\omega_k = \sqrt{\omega_a \cdot \omega_f}$)

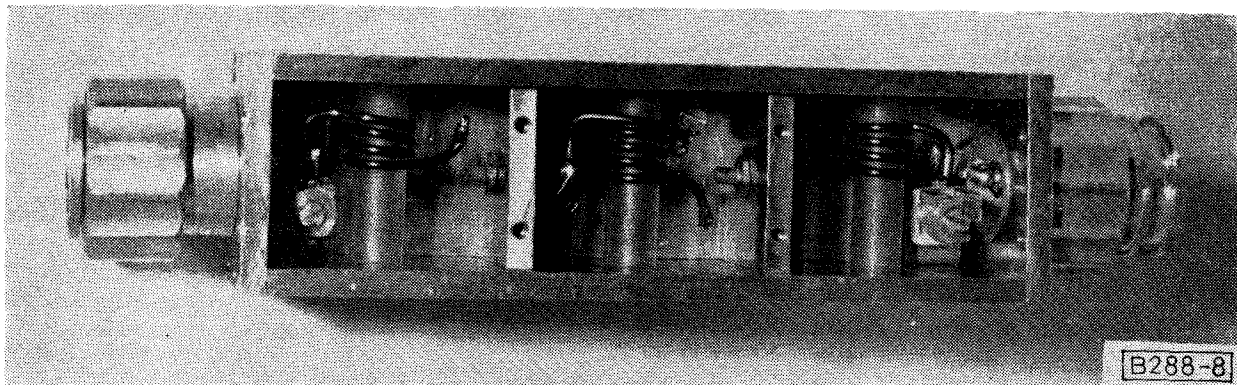
L_i , az i-dik tag induktivitása

C_i , az i-dik tag kapacitása

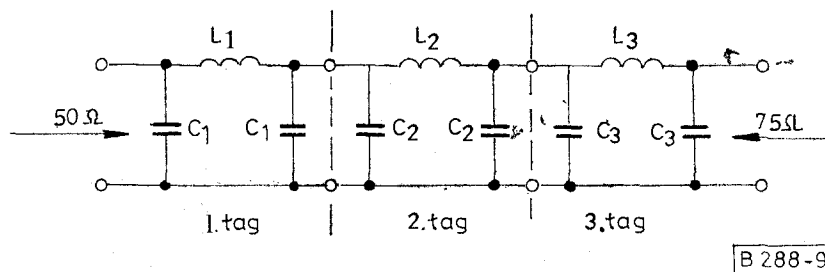
3.2. Elosztott paraméterű (koaxiális) transzformátor:

TV IV. sávi változat már a klasszikus koaxiális felépítésű (11. ábrán látható).

A koncentrált elemekkel való megvalósítás nehézségeibe ütközik (az elemértékek közel a szört elemek nagyságrendjébe esnek), ezért a könnyű gyártható-



8. ábra. TV II. sávi 50/75 ohmos illesztőtranszformátor



9. ábra. TV I. és II. sávi illesztőtranszformátorok elvi felépítése

ság és bemérés végett a koaxiális elrendezés került kifejlesztésre. Felépítését tekintve a $2\lambda/4$ -es Csebi-sev jellegű transzformátor.

Ennél a változatnál a 2. pontban ismertetett söntelemes kompenzálást is alkalmaztuk: egyrészt a viszonylag széles frekvenciatartomány (470...640 MHz), másrészt ki- és bemeneten levő relatíve nagy ugráskapacitások miatt. Az illesztőtranszformátorok kül- és beltéri használatúak. Szabadtéri üzem esetén időjárásvédtel kivitelben készülnek.

4. Teljesítményelosztók

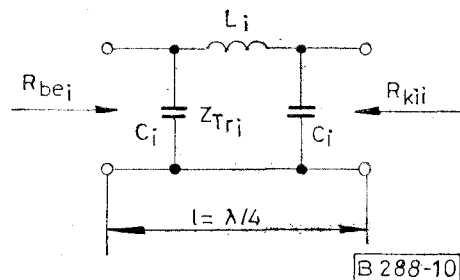
Az elosztók feladata az antennapanelék táplálása. Az adóból jövő teljesítményt az elosztók osztják az antennapanelék számától függő része. A tápvonalon haladó teljesítményt „n” számú vonal párhuzamos kapcsolásából keletkező impedanciát az elosztó transzformátor része illeszti a tápláló vonal hullámellenállásához. Funkcióját tekintve azonosak az impedanciáttranszformátorokéval. Felépítésükben egy lényeges különbség van: míg az impedanciáttranszformátoroknak egy kimenete van, addig az elosztók több kimenettel rendelkeznek. Az elosztók két részből állnak: a széles sávú illesztést biztosító transzformátor szakaszból és a tényleges elosztó részből, ahol a megfelelő számú koaxiális elágazás helyezkedik el. A 2., 3. pontban leírt kompenzálási és illesztési módokat használjuk fel.

A teljesség kedvéért még megemlítjük azt az esetet, amikor a teljesítményt egyenlőtlen arányban osztjuk el. A teljesítményelosztóknak tehát két nagy csoportja van: az egyenlő és egyenlőtlen osztásarányú.

Jelen közleményben csak az egyenlő arányú elosztókkal foglalkozunk.

4.1. TV I. és II. sávi elosztók:

Ezekben a sávokban az elosztócsalád tagjai kábeles kivitelben készültek. Ennek két oka van: egyrészt mind I-es, mind II-es sávban a merev, koaxiális felépítésben nagy méretek és súlyok adódtak volna,



10. ábra. Alaptag a méretezéshez

másrészt átjátszótechnikában a teljesítményhatár 100 W, s ezt a teljesítmény igénybevétel a kábeles elosztók biztonságosan „elviselik”. Itt szeretnénk utalni a kábelnek sokrétű alkalmazási lehetőségére: szűrők, impedanciáttranszformátorok, hibridek, készíthetők velük. Az elosztók is olcsóbb kábelekből készültek, amelyek a konstrukciót olcsóvá teszik és a szériagyártást biztosítják. Osztásaránytól függetlenül kompenzációt alkalmaztunk azért, hogy az adott teljes sávban belül az ugrások által okozott hibákat az előírt állóhullámarányon belül tudjuk tartani (12. ábra).

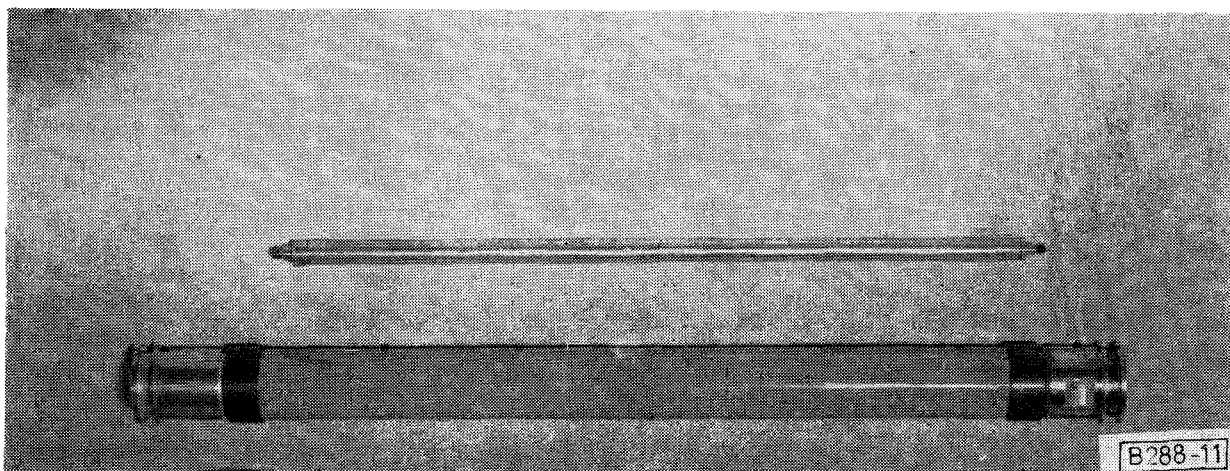
Az elosztók konstrukciójukat tekintve időjárásvédtel kivitelűek, mivel szabadtérben kell megbízhatóan üzemelniük.

4.2. TV III. és IV. elosztók:

Ezekben a sávokban működő elosztók már a hagyományos koaxiális kiviteli formában készültek. A külső köpeny szabványos méretű, húzott rézcső, ahol a köpeny zártsága eleve biztosítja az időjárásvédetség követelményét.

A csatlakozási helyek tömítettek, így az elosztó belseje védett a kültéri behatásoktól (por, víz stb.).

TV III. sávban a mintegy 60 MHz-es sáv szélesség átvitele, $2\lambda/4$ -es szakaszból álló elosztókkal valósítható meg (13. ábra).



11. ábra. TV IV. sávi 50/75 ohmos transzformátor belső erével

A teljesítménykorlátot ennél a kiviteli típusnál a szabványos koaxiális csatlakozó határozza meg. Ugyanez érvényes az UHF sávi változatnál is.

Az UHF sávi elosztók hangolhatóak (1. 14. ábra).

Erre a viszonylag széles sáv (160 MHz) és a gyártási szórásokból eredő hibák kiküszöbölése miatt van szükség, vagy esetenként keskeny sávban nagyon szigorú illesztési követelményeket kell megvalósítani.

Ennél a változatnál továbbá biztosítani kell a hangolóelemek jó rögzítését és a hangolómechanizmus időjárásvédeltségét. Befejezésül megadjuk a $2x\lambda/4$ -es transzformátorok (Csebisev) méretezéséhez fontos összefüggéseket. A feladat mindig az, hogy egy Z_1 impedanciát egy Z_2 impedanciába transzformáljunk egy előírt r_M állóhullámarányon belül a megadott frekvenciatartományban. Az egyes transzformáló szakaszok hullámenállásának számításához az alábbi konstansok meghatározása szükséges.

$$P_m = \frac{(r_M + 1)^2}{4r_M} \quad (10)$$

a megengedett teljesítmény veszteségi arány

r_M — az átviteli sávban specifikált maximális állóhullámarány

$$C = \frac{R - 1}{2\sqrt{R} \cdot \sqrt{P_m - 1}} \quad (11)$$

ahol: R az impedancia áttétel, definíciója $R = \frac{Z_1}{Z_2}$

$Z_1 = Z_{be}$ az elosztó bemenő impedanciája

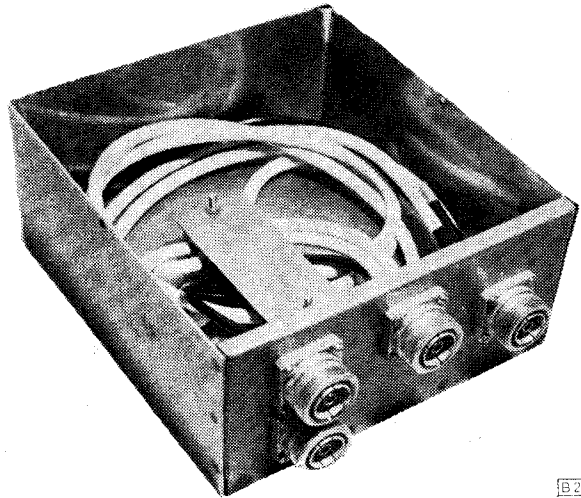
Z_2 az elosztó kimenő impedanciája (a párhuzamosan kapcsolt koaxiális vonalak eredője)

$$\frac{1}{x} = \frac{1}{2} [(C + \sqrt{C^2 - 1})^{1/2} + (C - \sqrt{C^2 - 1})^{1/2}] \quad (12)$$

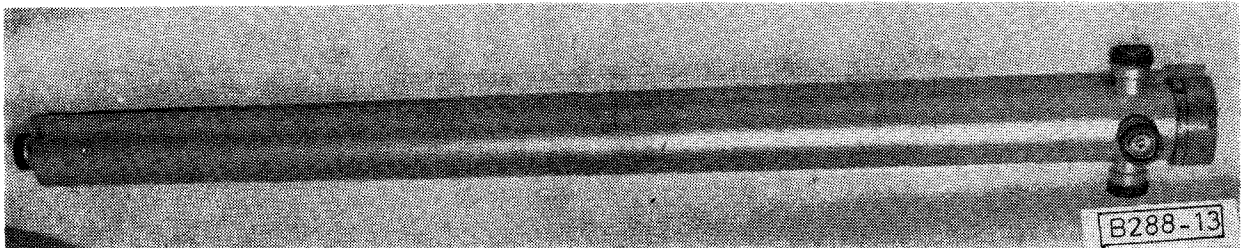
x a másodfokú Csebisev polinom egyik tagja,

$$\cos \theta_i = \frac{x}{\sqrt{2}} \quad (13)$$

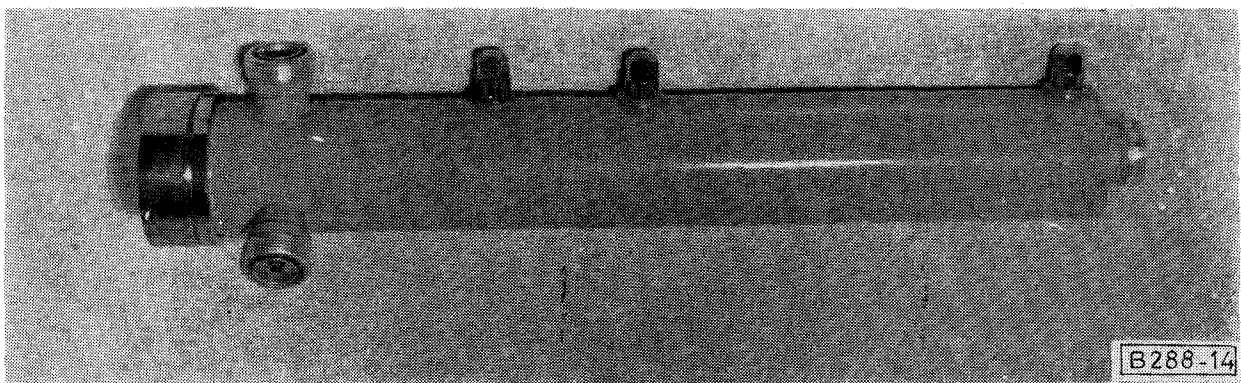
θ_i annak a frekvenciának felel meg, melynél illesztés van ($r=1$)



12. ábra. TV II. sávi 3-as elosztó (kábeles)

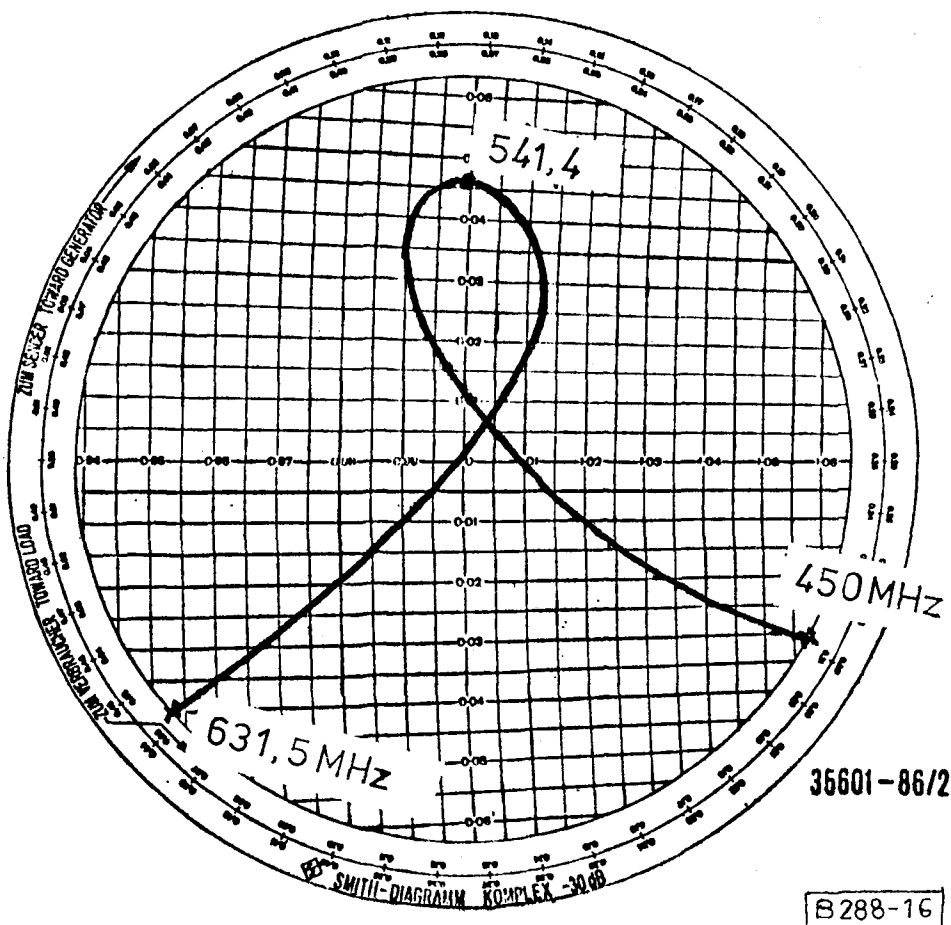
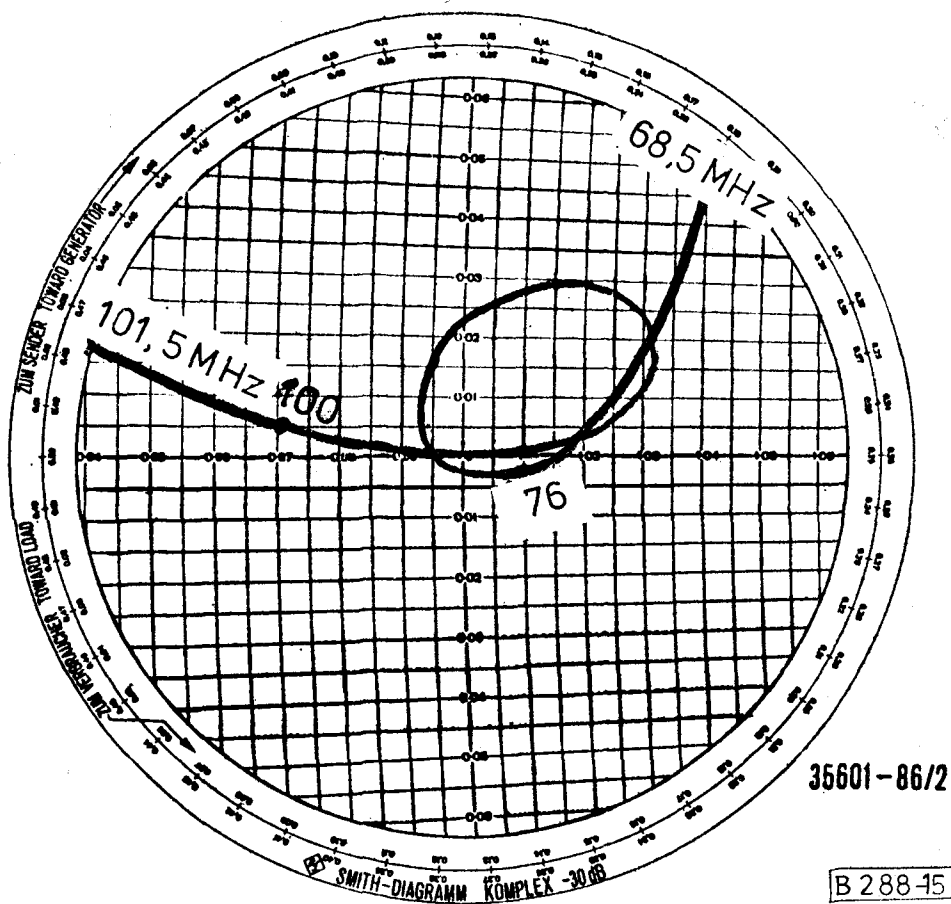


13. ábra. TV III. sávi 4-es elosztó



14. ábra. TV IV. sávi 4-es elosztó

15. ábra. TV II. sávi impedanciáttranszformátor diagramja (50/75 ohm)



16. ábra. TV IV. sávi 4-es elosztó diagramja (50/4×50 ohm)

A transzformátor egyes szakaszainak hullámellen-
állása:

$$Z_{T_1} = Z_1 \sqrt{\sqrt{\frac{R-1^2}{4 \operatorname{tg}^4 \theta_1} + R} + \frac{R-1}{2 \operatorname{tg}^2 \theta_1}} \quad (14)$$

$$Z_{T_2} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_{T_1}} \quad (15)$$

Az eddig leírtak szemléletessé tételére megadjuk egy 50/75 ohmos illesztőtranszformátor és egy 50/4×50 ohmos elosztó állóhullámarány görbéjét poláris (Smith) diagramban (15. és 16. ábra).

A cikk korlátozott terjedelme miatt nem térhetünk ki a nagyfrekvenciás terület illesztési kérdésének minden részletére, nem is ez volt a fő célunk.

Ebben a közleményben egyrészt érzékeltetni akar-
tuk, hogy az illesztés során tápvonaltechnikában
milyen problémákkal kerülünk szembe, s ezeket ho-
gyan lehet kiküszöbölni, másrészt, ezek a koaxiál-
technikai elemek hogyan tervezhetők VHF és UHF
sávban.

I R O D A L O M

- [1] Simonyi: Villamosságtan 1964.
- [2] Dr. Jachimovits—Völgyi: Tápvonalak és antennák
Példatár I. rész 1973.
- [3] Dr. Istvánffy: Tápvonalak, antennák, hullám-
terjedés 1967.
- [4] Szalai Pál István: Tápvonalak, antennák Mérnöki
Továbbképző Intézet Kiadványa 1966.