

50.165

HOB 1423

HÍRADÁSTECHNIKAI
UDOMÁNYOS
GYESÜLET LAPJA

XIII. ÉVFOLYAM 1. SZÁM, 1-40 OLDAL
BUDAPEST, 1962. FEBRUÁR 1



HÍRADÁSTECHNIKA

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Felelős szerkesztő:

Balogh Pál
V., Október 6 u. 7.
Telefon: 183-772

Szerkesztő:

Boglár Gyula
XI., Fehérvári út 70.
Telefon: 268-840

Szerkesztőségi munkatárs:

dr. Antal Józsefné
V., Arany János u. 24.
Telefon: 318-553

A Híradástechnikai
Tudományos Egyesület
Titkársága:

V., Szabadság tér 17.
Telefon: 113-027

Előfizetési ár
egész évre 30 Ft

Egyes szám ára 5 Ft

Megjelenik kéthavonként

TARTALOM:

<i>Reiter György:</i> Reciprok mikrohullámú négypólusok csoportfutási idejének mérése	1
<i>Kovács Ferenc:</i> Drift-tranzisztorok nagyfrekvenciás tulajdonságai és helyettesítő áramköre	6
<i>Herendi Miklós:</i> Állandó fázisszögű kétpólusok tervezése	13
<i>Lajtha György:</i> Tranzisztoros vivőfrekvenciás középerősítők	18
<i>Farkas Vilmos:</i> Tranzisztoros vivőfrekvenciás erősítők tervezése	25
Egyesületi hírek	32
Iparági hírek	32
Szemle	34
Könyvismertetés	34
Обобщение на русском языке	36
Zusammenfassungen in deutscher Sprache	36
Résumés des articles en langue française	36
Summaries in English	37

ÉRTESÍTJÜK OLVASÓINKAT,

hogy a Híradástechnikai Tudományos Egyesület elnökségi határozata értelmében lapunk elnevezése megváltozott.

A lap új címe:

HÍRADÁSTECHNIKA

A lap elnevezésének megváltoztatásával együtt a lap borítólapja is új színezést kapott

HÍRADÁSTECHNIKA

Felelős szerkesztő: Balogh Pál — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113-450

Felelős kiadó: Solt Sándor — Megjelent: 1350 példányban

Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-450) vagy bármely postahivatalnál

Előfizetési díj: félévre 15 Ft, egész évre 30 Ft. Egyes szám ára: 5 Ft. Megjelenik kéthavonta — Csekk számlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára

A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 Budapest 62.



HÍRADÁSTECHNIKA

TARTALOMJEGYZÉK

XIII. évfolyam (1962)

	Szám	Oldal		Szám	Oldal
Ambrózy András: Törtlineáris közelítésű négyzetes detektorok dinamikus hibái	4	142	Reiter György: Reciprok mikrohullámú négypólusok csoportfutási idejének mérése	1	1
Bartsch, H. J.—Bening, F.—Röpert, W.: Új módszer mérési adatok távjelzésére	2	54	Róna Péter: Intermodulációs zaj sokcsatornás rádió-összeköttetésekben	5	173
Bódi Sándor: Lépcsőfeszültség előállítása négyszög-feszültség generátorok segítségével, elektromos paramétértől függő jellegzőrbék oszcillografálá-sához	3	107	Sárközy Géza dr.: A rádióelektronika szerepe a szovjet űrkutatásban	2	70
Budai Lajos: BHG gyártmányú 400 vonalas crossbar alközpont	6	201	Szalai Pál István: Szélessávú hibrid gyűrű alkalma-zása televíziós adóknál	4	127
Csepregi Horváth Kázmér—Villányi Ottó: Vizsgálósor a televízióban	4	135	Tóth Lajos: Híradástechnikai hálózati transzfor-mátorok új gyártási eljárása	2	58
Farkas Vilmos: Tranzisztoros vívőfrekvenciás erő-sítők tervezése	1	25	Ványai Péter: Mikrohullámú ferritek vizsgálata	6	210
Ferenczy Pál: Színes televízió rendszerek	5	182	Végh Tibor—Szücs Tibor: Új típusú kötőelemek ..	2	61
Futaky Iván: Különleges klimatikus vizsgálatok és vizsgálóberendezések	2	66			
Gádl Egon: Árameloszlás mikrohullámú szalagtáp-vonalon	2	45			
Gobbi István: Szolenoid tekercsek menetszámának közvetlen számítása	6	232			
Gombkötő István—Pataki László: Elektrotermikus berendezések és higanyglóbulák okozta rádió-vételzavarok elhárítása	5	176			
Gonda Gábor: Felharmonikusokat tartalmazó peri-odikus jelek eredő fázishelyzetének meg-határozása	3	101			
Házman István: Néhány megjegyzés a rétegtran-zisztorok maradékáramának alakításához	2	41			
Herendi Miklós: Állandó fázisszögű kétpólusok tervezése	1	13			
Huszty Dénes: Korszerű, közvetlensugárzó, dina-mikus hangszórók tervezésének és kivitelezé-sének néhány szempontja	3	90			
Janovics Sándor: Intermodulációs torzításmérés ...	6	226			
Katona János dr.: Passzív alkatrészek élettartam függvényei; az ellenőrzés és a méretezés mód-szerei	4	121			
Kausser Dénes: Az elektromechanikai alkatrészek fejlesztési kérdései	2	49			
Kerpán István—Tóth Géza: A légnedvesség hatása a polisztirol kondenzátorok kapacitására	5	186			
Kocsis Miklós: Tranzisztoros teljesítmény-oszcillá-torok tervezése	5	161			
Kovács Ferenc: Drift-tranzisztorok nagyfrekvenciás tulajdonságai és helyettesítő áramköre	1	6			
Lajtha György: Tranzisztoros vívőfrekvenciás közép-erősítők	1	18			
Lehoczki András: Távközlő berendezések segéd-szerelvényeinek szerepe és felhasználása a kor-szerű üzemvitelben	4	149			
Nagy Péter: Színes televízió képesítők	6	220			
Poszler Lászlóné: Mikrohullámú ferritek telítési indukciójának alakulása az égetési körülmények függvényében	3	111			
Radvány Jenő: Szűrőméretezés üzemi paraméterek szerint	3	81			
Radvány Jenő: Veszteségek kiegyenlítése az üzemi paraméteres szűrőméretezésben	6	206			

KÖNYVISMERTETÉSEK

Asztafjev, A. V.: A klíma hatása híradástechnikai készülékekre	5	193
Bojarsenkov, M. A.—Sinjanszkij, A. V.: Mágneses erősítők	5	181
Frigyes Andor dr.: Műszaki Értelmező Szótár 19. kötete, az Irányítás technika	5	193
Harsányi István dr.: A mérnöktechnikusok munká-járól, társadalmi, anyagi helyzetéről	3	116
Keister, W.—Ritchie, A. E.—Washburn, S. H.: Kap-csoló áramkörök tervezése	6	219
Lamoth Emil: Elektroakusztika	1	35
Lányi—Magyari: Elektrotechnika	6	233
Levityin, I. B.: Infravörös sugárzástechnika	5	192
Megla: Dezimeterwellentechnik	3	116
Meinke—Gundlach: Rádiótechnikai kézikönyv	1	34
Reichardt, W.: Physikalische Grundlagen der Elektro-akusztik	5	193
Sziforov, I.: Ultranagyfrekvenciás vevőkészülékek .	5	193
Vajda Zoltán: Természethű hangátvitel	3	116
Zinkovszkij—Bogatov: Az űrhajózás rádiótechnikája	6	233

EGYÉB

Híradástechnikai Konstrukció kiállítással kaposo-latos oklevelek kiosztása	1	32
1960. évi Puskás Tivadar-díj kiosztása	1	32
TV sorlertérítő kondenzátor	1	32
Szemle	1	34
Új műszaki folyóirat: Finommechanika	1	35
Új Kossuth-díjasunk, dr. Almásy György	2	65
III. Országos Automatizálási Konferencia (előzetes)	2	74
III. Országos Automatizálási Konferencia	5	194
Egyesületi rendezvények 1962 első felében	3	119
Ipargazdasági Konferencia	4	121
Mágneses jelerősítés Konferencia	4	121
A III. Angyalöldi Újtó és Tapasztalatcsere Kiállítás	4	155
Háromhullámsávú tranzisztoros táskarádió	5	191
II. Híradástechnikai Technológus Ankét	5	195
Virág—Pollák emlékérmek kiosztása	6	234
Szabadalmi Szemle	6	235

718

Reciprok mikrohullámú négypólusok csoportfutási idejének mérése

REITER GYÖRGY,

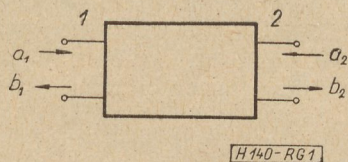
a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja
Távközlési Kutató Intézet

A cikk megvilágítja a csoportfutási idő mérésének jelentőségét a mikrohullámú sokcsatornás berendezéseknél. Tárgyalja az irodalomból ismert mérési módszer hibáit. Ismerteti a pontos frekvenciamérés kiküszöbölésére javasolt módszert, és levezeti a mérési eredmények kiértékelésére szolgáló formulát. Közli a módszer alapján mért mikrohullámú szűrő mérési eredményeit.

1. Bevezetés

A mikrohullámú technikában alkalmazott elosztott paraméterű négypólusokat a négypólus kapocspárjaira beeső, illetve az onnan visszavert hullámok közötti összefüggéssel jellemezzük. Ez eltér a koncentrált paraméterű hálózatoknál szokásos módszertől, ahol a négypólusos viselkedését a kapcsain mérhető feszültségek és áramok közötti kapcsolattal írjuk le. Ennek az az oka, hogy a mikrohullámú technikában nem a feszültségeket és áramokat, hanem a beeső és visszavert hullámok komplex amplitúdóinak viszonyát tudjuk mérni. Így a négypólus jellemzésére is ezeket a mérhető mennyiségeket használjuk.

Az 1. ábrán a mérendő mikrohullámú négypólus látható, melynek bemenő kapocspárját 1-gyel, kimenő kapocspárját 2-vel jelöljük. A



1. ábra

kapocspárookra beeső hullámok komplex amplitúdója a_1 , illetve a_2 és az onnan visszavert hullámok komplex amplitúdója b_1 , illetve b_2 . Az a_1 , a_2 és b_1 , b_2 mennyiségek közötti összefüggést a

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (1)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (2)$$

egyenletek adják. Az egyenletekben szereplő S_{11} , S_{12} , S_{21} és S_{22} frekvenciafüggő komplex együtthatók segítségével meghatározható, hogy a négypólus az egyik kapocspárjára eső hullám amplitúdójának hányadrészét veri vissza, illetve továbbítja a másik kapocspárra. Pl. ha a 2. kapocspárt hullámmellenállással zárjuk le ($a_2 = 0$) és az egyes kapocspárra az a_1 komplex amplitúdójú hullámot adjuk, akkor a négypólus által visszavert hullám amplitúdója s_{11} a_1 és

a négypóluson áthaladó hullám amplitúdója pedig $S_{21} a_1$ lesz. Látható, hogy az illesztett lezárású négypólus átviteli tulajdonságait az s_{21} ismeretében kapjuk meg. Az s_{21} mennyiség felírható

$$S_{21} = |S_{21}| e^{j\Phi} \quad (3)$$

alakban, ahol Φ a négypólus hullámforgatása. A hullámmellenállással lezárt négypóluson keresztüthaladó hullám csoportfutási idejét $d\Phi/d\omega$ differenciál-hányadossal definiálják. A következőkben leírt mérési módszerek segítségével $d\Phi/d\omega$ értékét határozzuk meg. A csoportfutási idő pontos mérése a mikrohullámú sokcsatornás rádióösszeköttetések berendezéseinél fontos, miután a csoportfutási idő ingadozására egy-egy mikrohullámú csatornában szigorú előírások vannak. Erre azért van szükség, mert a csoportfutási idő ingadozása a telefonjel átvitele esetén a mikrohullámú csatornában levő egyes telefoncsatornák között áthallást, televíziójel továbbításánál pedig hullámalak torzulást okoz. Az eddigiekben a mikrohullámú berendezések középfrekvenciás, illetve video áramköreinek csoportfutási idő ingadozását szokták mérni, de a berendezésekkel szemben támasztott követelmények fokozása a mikrohullámú áramköri elemek csoportfutási idő ingadozásának mérését is megköveteli. A mérés során a csoportfutási időt határozzuk meg, melyből az ingadozás a legnagyobb és legkisebb érték különbségeként adódik.

A mérendő mikrohullámú négypólusról felte tesszük, hogy reciprok és veszteségmentes. Ezeket a feltevéseket az irodalom alapján [1] az alábbi kifejezésekkel adhatjuk meg:

A reciprocitás feltétele:

$$S_{12} = S_{21} \quad (4)$$

A veszteségmentesség feltétele:

$$S_{12} S_{22}^* + S_{11} S_{12}^* = 0 \quad \text{és} \quad (5)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{11}|^2 = 1 \quad (6)$$

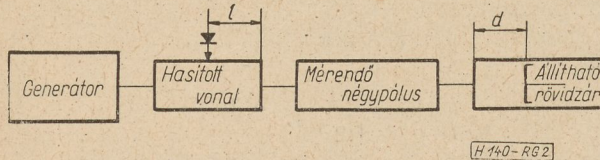
ahol *-gal a komplex mennyiség konjugáltját jelöljük.

Általában olyan négypólusok csoportfutási idő ingadozását mérjük, amelyeknél a mérendő frekvenciasáv sokkal kisebb, mint a mérendő frekvenciasáv közepes frekvenciája, továbbá a hullámmellenállással lezárt négypólus bemenetén mérhető állóhullámarány a mérendő frekvencia-

sávban kisebb, mint 1,5. (A négyfázis reflexió-tényezőjének abszolút értéke az $|S_{11}|$ vagy $|S_{22}|$ érték kisebb, mint 0,2.)

2. Csoportfutási idő mérése

Az irodalomból ismert csomópont eltolás módszerével a mikrohullámú négyfázis összes jellemző paraméterét, (S_{11} , S_{12} , S_{22}) meghatározhatjuk. A mérés blokkvázlatát a 2. ábra mutatja. A generátorból nyert mikrohullámú jelet egy hasított vonalba vezetjük.

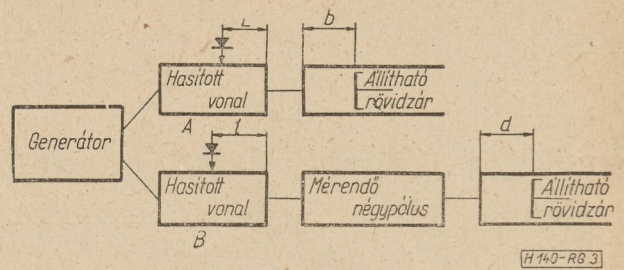


2. ábra

A mérendő négyfázis bemenetét a hasított vonalhoz erősítjük, kimenetéhez pedig egy állítható rövidzárat csatlakoztatunk. A mérés úgy történik, hogy a generátort egy adott frekvenciára állítjuk, az állítható rövidzárat mozgatva, minden egyes rövidzár helyzethez megkeressük a hasított vonalon hozzátartozó minimum helyzetet. Feljegyezzük az állítható rövidzár dugattyújának, illetve a hasított vonal szondájának a mérendő négyfázis be- és kimenetétől mért távolságát (az ábrán l és d -vel jelölt távolságok).

Ezek segítségével a négyfázis paraméterei és köztük Φ értéke is kiszámítható. Ugyanezt a mérést a mérendő frekvenciasáv más pontjaihoz tartozó frekvenciákon is elvégezzük. A keresett $d\Phi/d\omega$ értéket a mért Φ numerikus differenciálásából kaphatjuk meg. Ahhoz, hogy a numerikus differenciálás pontos értéket adjon, a mérést a mérendő frekvenciasávban egymáshoz közel eső frekvenciákon kell végezni. Ezért a mérés pontossága elsősorban a frekvenciamérés pontosságától függ. Pl. a mikrohullámú sokcsatornás berendezések szűrőinek frekvenciasávja 24 MHz, itt a mérést 2 MHz-enként végezzük, így legalább $\pm 5\%$ -os mérési pontossághoz a frekvencia mérést 100 kHz pontossággal kell végezni. Egyszerűbb laboratóriumi eszközökkel ilyen pontosságú frekvenciamérést nem lehet megbízhatóan elvégezni. A hasított vonalon mért l és az állítható rövidzáron mért d távolság meghatározása $\pm 0,1$ mm pontossáig minden nehézség nélkül elvégezhető. Ebből az irodalom alapján [2] a négyfázis paraméterek $\pm 5,6\%$ -os pontossággal meghatározhatók.

A csoportfutási idő mérésére előnyösebb egy olyan módszer, amelynél frekvenciamérést a numerikus differenciálás számára nem kell közvetlenül elvégezni, hanem e helyett is egy távolságmérést kell végrehajtani. A javasolt módszer blokkvázlatát a 3. ábra mutatja. Ennél a mérési elrendezésnél a generátorból



3. ábra

jövő mikrohullámú jelet két részre osztjuk. A jel egyik részét egy állítható rövidzárból és egy hasított vonalból (jele: A) kialakított ágba, másik részét pedig egy másik hasított vonalra, (jele: B) a mérendő négyfázisra, és egy másik állítható rövidzárt tartalmazó ágba vezetjük. Az A hasított vonal szondájának távolságát a hasított vonal kimenetétől L -el, a B hasított vonal szondájának távolságát a hasított vonal kimenetétől l -el, az A hasított vonal lezáró rövidzár dugattyújának távolságát a rövidzár bemenetétől b -vel, a mérendő négyfázis lezáró rövidzár dugattyújának távolságát a rövidzár bemenetétől d -vel jelöljük.

A csoportfutási idő mérését egy bizonyos frekvenciasávban kell elvégezni. Ez általában az a sáv, amelyben a mérendő négyfázis a bejövő jeleket áttereszti. A mérés folyamán ezt a frekvenciasávot kis részekre felosztjuk, és a generátort minden osztáspontnak megfelelő frekvenciára beállítjuk, majd a szükséges adatokat leolvassuk. A felosztás azért szükséges, mert egy differenciálhányadost kell méréssel meghatározni, és ezt, elegendő finom frekvenciasáv felosztás esetén, különbségképzés segítségével differenciálhányados meghatározására vezetjük vissza. A generátor frekvenciájának frekvenciamérővel történő pontos mérésére nincs szükségünk, elegendő a mérendő frekvenciasáv osztáspontjainak megfelelő frekvenciákat a generátor frekvencia beosztásával beállítani. A módszer segítségével a csoportfutási idő mérését a következő lépésekben végezzük el:

1. A generátoron beállítjuk a mérendő frekvenciasáv felső határának megfelelő frekvenciát. Az A hasított vonalat lezáró állítható rövidzárt alapállásba hozzuk és leolvassuk a megfelelő b távolságot. Az A hasított vonal szondájával megkeressük két szomszédos minimum helyet, és ebből meghatározzuk az ezen a frekvencián mérhető csőtápvonal hullámhossz felét. A hasított vonal szondáját az egyik minimum helyen hagyva, megmérjük az L távolságot. További mérések során ezt az L távolságot nem változtatjuk. Távolságméréseket $\pm 0,1$ mm pontossággal kell végezni. Miután a hasított vonal szondája minimum helyen áll, a szonda távolsága a hasított vonalat lezáró állítható rövidzártól ($L + b$) a csőtápvonalon mérhető félhullámhossz egész számú többszöröse. Az $L + b$ távolságra eső félhullámok számát n -nel jelöljük, és ezt az $L + b$ távolságnak a félhullám-

hosszal való osztásából nyerjük. Miután mérésünk nem teljesen pontos, ezért az $L + b$ -nek a félhullámhosszal való osztásából hányadosként nem pontosan egész számot kapunk. Az eredménynek elvileg egész számnak kellene lennie, így a hányados törtrészét, ha ez kisebb mint 0,2, elhagyhatjuk.

2. A mérendő négyfókus lezáró rövidzár d távolságát 0, $\lambda_{go}/8$, $\lambda_{go}/4$ és $3\lambda_{go}/8$ értékekre állítjuk. Itt λ_{go} a mérendő frekvenciasáv közepes frekvenciájához tartozó csőtápvonal-hullámhosszat jelenti, melyet akár méréssel, akár számítással is meghatározhatunk. Minden egyes rövidzár álláshoz megkeressük a B hasított vonalon a hozzátartozó minimum helyet, majd leolvassuk a megfelelő l -távolságokat. A $d = 0$ helyzethez tartozó l távolságot l_1 -gyel, a $d = \lambda_{go}/8$ helyzethez tartozó l távolságot l_2 -vel, $d = \lambda_{go}/4$ helyzethez tartozó l távolságot l_3 -mal, végül a $d = 3\lambda_{go}/8$ helyzethez tartozó l távolságot l_4 -gyel jelöljük.

3. A generátor frekvenciáját a mérendő frekvenciasáv felső határától az osztáspontoknak megfelelő frekvenciákra állítjuk. Mindegyik frekvencián megmérjük a b , l_1 , l_2 , l_3 és l_4 mennyiségeket. A mérés során az előbbi frekvencián mért minimum helyekhez legközelebb eső minimum helyeket választjuk ki. Ezáltal pl. az n értéke az egész mérés folyamán változatlan lesz.

4. A mért értékekből a csoportfutási időt az alábbi képlet segítségével számíthatjuk ki:

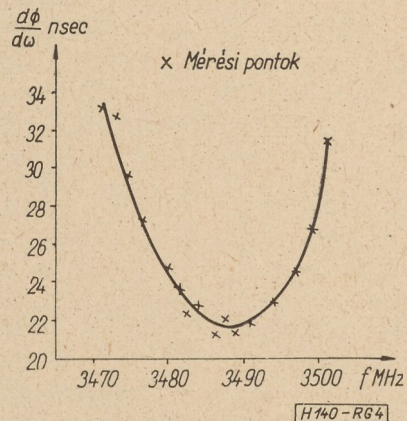
$$\frac{d\Phi}{d\omega} = \frac{\lambda_{go}}{120} \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_{go}}{2a}\right)^2} \left[\frac{n \Delta(l_1 + l_2 + l_3 + l_4)}{2 \Delta b} - \frac{l_1 + l_2 + l_3 + l_4}{\lambda_{go}} - \frac{3}{4} \right] \quad (7)$$

ahol Δb , illetve $\Delta(l_1 + l_2 + l_3 + l_4)$ a két szomszédos frekvencián mért b , illetve $l_1 + l_2 + l_3 + l_4$ távolságok különbségét és a csőtápvonal szélesebbik oldalának méretét jelenti. A (7) kifejezésben az összes hosszúságméreteket cm-ben kell behelyettesíteni. A képletben nem a mérendő frekvenciasáv osztópontjainak távolságát jelentő $\Delta\omega$, hanem ehelyett a Δb érték szerepel. Emiatt nem szükséges a csoportfutási idő meghatározásához a pontos frekvenciamérés. A mért adatokat kiértékelésére szolgáló (7) összefüggést a függelékben vezetjük le.

A mérés pontossága egyrészt a (7) képlet kiszámítása során történt elhanyagolásoktól, másrészt a b és l mennyiségek mérésénél elkövetett hibáktól függ. A képlet levezetésekor feltettük, hogy a mérendő frekvenciasávban a csőtápvonal-hullámhossz változatlan és megegyezik a mérendő frekvenciasáv közepes frekvenciájához tartozó csőtápvonal-hullámhosszal. Olyan esetekben, amikor a mérendő frekvenciasáv szélessége a frekvenciasáv középső frekvenciájának 1–2%-a, továbbá a mérendő frekvenciasávba a csőtápvonal határfrekvenciájánál

jóval nagyobb frekvenciák tartoznak, ez a feltevés kb. a mérendő frekvenciasáv kétszeres szélessége és a sáv közepes frekvenciája hányadosának nagyságrendjébe eső hibát okoz. Az ilyen típusú hiba a mikrohullámú sokcsatornás berendezések elemeinek mérésénél $\pm 1\%$ nagyságrendű. A minimum helyek távolságának leolvasásakor elkövetett $\pm 0,1$ mm-es pontatlanság a Δb és $\Delta(l_1 + l_2 + l_3 + l_4)$ mennyiségek meghatározásánál okozza a legnagyobb mérési hibát. A mérési hiba csökkentésére az L távolságot jó nagyra választjuk (a λ_{go} 20–30-szorosára), hogy Δb legalább 3–4 mm legyen. A $\Delta(l_1 + l_2 + l_3 + l_4)$ mennyiség a mérendő négyfókus hullámforgatásának nagyságától függ, pl. a mikrohullámú sokcsatornás berendezések szűrőinél kb. 15–20 mm. Emiatt a távolságok leolvasásának pontatlanságából származó összes mérési hiba a mikrohullámú sokcsatornás berendezések szűrőinél kb. $\pm 6\%$. A csoportfutási idő mérésénél további mérési hibát jelent, hogy a differenciáhányadost differenciahányadossal pótoljuk. Az így keletkező mérési hibának a meghatározása nagyon bonyolult feladatot jelentene, ehelyett nagy mérési pontosságokat igénylő esetekben a mérést a mérendő frekvenciasáv különböző felosztása mellett többször meg kell ismételni és az eredményeket átlagolni.

A javasolt módszer alapján lemértük a mikrohullámú sokcsatornás berendezés (GTT4000) egyik szűrőjének csoportfutási idő ingadozását. A szűrő áteresztő sávjának közepes frekvenciája 3485 MHz. A mérést ± 15 MHz-es sávban végeztük. A mérés során a generátor frekvenciáját, a szűrő állóhullámarányát, a b , l_1 , l_2 , l_3 és l_4 távolságokat mértük. A mérés eredményeként adódó csoportfutási idő görbét a 4. ábra mutatja.



4. ábra

Az L távolságot úgy választottuk meg, hogy n értéke 51 legyen. A 4. ábrából látható, hogy a keresett csoportfutási idő ingadozás kb. 7 nsec a szűrő ± 10 MHz-es áteresztő sávjában.

3. Függelék

A csoportfutási idő értékét megadó képlet levezetése

Kiszámítjuk az 1. ábrán látható négyfókus bemenő kapocspárján mérhető reflexiótényezőt

(Γ') abban az esetben, ha a kimenő kapocspárt egy $\Gamma = e^{j\psi}$ reflexiótényezőjű kétpólussal zárjuk le. A kimenő kapocspár lezárása azt jelenti, hogy az a_2 és b_2 mennyiségek között az alábbi összefüggés áll fenn:

$$a_2 = \Gamma b_2 \quad (8)$$

A (8) kifejezést az (1) és (2) egyenletekbe helyettesítjük, majd kifejezzük a b_1/a_1 viszonyt.

$$\Gamma' = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{\Gamma S_{12} S_{21}}{1 - S_{22} \Gamma} \quad (9)$$

A veszteségmentes és reciprok négypólusokra vonatkozó, (4), (5) és (6) feltételek behelyettesítése és az egyenlet átrendezése után Γ' -re az alábbi kifejezést kapjuk:

$$\Gamma' = e^{-j[2\Phi + \psi]} + 2j \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(S_{22} e^{-j\psi})}{1 - \operatorname{Re}(S_{22} e^{-j\psi})} \quad (10)$$

Alkalmazzuk a (10) összefüggést a 3. ábrán látható mérési elrendezésünk azon ágára, mely a mérendő négypólust tartalmazza. Ebben az esetben a mérendő négypólust egy állítható rövidzár zárja le, melynek dugattyúja a négypólus kimenetétől d távolságra van, tehát írható, hogy

$$\psi = -\sqrt{\frac{4\pi}{\lambda_g}} d \quad (11)$$

Ha a (11) kifejezést a (10)-be helyettesítjük, megkapjuk a mérendő négypólus bemenőkapocspárján mérhető reflexiótényező értékét (Γ_0 -t). A „B” hasított vonal szondájának síkjában mérhető reflexió tényezőt (Γ_h), a

$$\Gamma_h = e^{-j\frac{4\pi}{\lambda_g} l} \Gamma_0 \quad (12)$$

kifejezés adja. Miután az l távolságot úgy választottuk meg, hogy a hasított vonal szondájának síkjában feszültség minimum hely legyen, ebből a veszteségmentes esetben az következik, hogy

$$\Gamma_h = -1 = -e^{j2\pi m} \quad (13)$$

ahol m egy tetszőleges egész szám, melynek értékét nem ismerjük. Az m ismeretére a későbbiek során nem is lesz szükség. A (10), (11), (12) és (13) kifejezések segítségével adódik

$$m\pi = -\frac{2\pi}{\lambda_g} (d + l) - \Phi + \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(S_{22} e^{-j\frac{4\pi}{\lambda_g} d})}{1 - \operatorname{Re}(S_{22} e^{-j\frac{4\pi}{\lambda_g} d})} + \frac{\pi}{2} \quad (14)$$

egyenlet. A (14) egyenletben az l a Φ és az S_{22} mennyiségek az ω -nak, illetve ezen a körfrekvencián kialakuló csőtápvonalhossznak (λ_g) függvényei. A keresett $d\Phi/d\omega$ értéket a (14) egyenlet mindkét oldalának ω szerinti differenciálásából nyerhetjük. A számításokat egyszerűbb módon

végezhetjük el, ha a $d\Phi/d\omega$ meghatározására a láncszabályt alkalmazzuk.

$$\frac{d\Phi}{d\omega} = \frac{d\Phi}{d\lambda_g} \cdot \frac{d\lambda_g}{d\omega} \quad (15)$$

A differenciálhányados helyett a megfelelő differenciahányados határozzuk meg. A differenciahányados előállítására írjuk fel a (14) egyenletet ω_1 , illetve ω_2 körfrekvenciákon. (Az ω_1 és ω_2 körfrekvenciáknak megfelelő csőtápvonalhullámhosszat λ_{g1} és λ_{g2} -vel jelöljük.)

$$m\pi = -\frac{2\pi}{\lambda_{g1}} [d + l(\lambda_{g1})] - \Phi(\lambda_{g1}) + f_1(\lambda_{g1}) + \frac{\pi}{2} \quad (16)$$

$$m\pi = -\frac{2\pi}{\lambda_{g2}} [d + l(\lambda_{g2})] - \Phi(\lambda_{g2}) + f_1(\lambda_{g2}) + \frac{\pi}{2} \quad (17)$$

ahol

$$f_1(\lambda_g) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(S_{22} e^{-j\frac{4\pi}{\lambda_g} d})}{1 - \operatorname{Re}(S_{22} e^{-j\frac{4\pi}{\lambda_g} d})} \quad (18)$$

Az $l(\lambda_g)$ értékét úgy adjuk meg, hogy az m értéke minden frekvencián azonos. Válasszuk ω_1 -nek és ω_2 -nek a mérendő frekvenciasáv két szomszédos osztópontjának megfelelő frekvenciákat. Ekkor írható, hogy

$$\lambda_{g2} = \lambda_{g1} + \Delta\lambda_g \quad \text{és} \quad \Delta\lambda_g \ll \lambda_{g1}$$

Vonjuk ki a (17) egyenletből a (16) egyenletet, majd az eredményt osszuk végig $\Delta\lambda_g$ -vel. Átrendezés és a $\Delta\lambda_g^2$ vagy ennél magasabbrendű tagok elhanyagolása után a differenciahányadosra az alábbi kifejezést kapjuk

$$\frac{\Delta\Phi}{\Delta\lambda_g} = \frac{2\pi}{\lambda_{g1}^2} [d + l(\lambda_{g2})] - \frac{\frac{2\pi}{\lambda_{g1}} \Delta l - \Delta f_1}{\Delta\lambda_g} \quad (19)$$

ahol

$$\Delta\Phi = \Phi(\lambda_{g2}) - \Phi(\lambda_{g1})$$

$$\Delta l = l(\lambda_{g2}) - l(\lambda_{g1})$$

$$\Delta f_1 = f_1(\lambda_{g2}) - f_1(\lambda_{g1})$$

(19) egyenletben szereplő Δf_1 kifejezés meghatározásához az S_{22} komplex mennyiséget kell mérni. Ezt a mérést csak hosszadalmas módon és pontatlanul lehet elvégezni. Ezért a mérés egyszerűsítése céljából az S_{22} -t nem mérjük, hanem a Δf_1 értékét zérusnak vesszük, és megvizsgáljuk, hogy ez milyen hibát eredményez a $\Delta\Phi/\Delta\lambda_g$ meghatározásánál. Az elhanyagolás által okozott hiba kiszámításához nagyságrendileg megbecsüljük a Δf_1 érték maximumát és ezt a (19) egyenlet többi tagjaival összehasonlítjuk. Nagy

hullámforgatású négypólusoknál (ilyen a mikrohullámú sokcsatornás berendezés szűrője is, melynek hullámforgatása azonos egy közelítőleg 5 méter hosszú üres csőtápvonalával) a (19) egyenletben szereplő három tag közül a $2\pi \Delta l / \lambda_{g1} \Delta \lambda_g$ a legnagyobb, így elegendő, ha Δf_1 maximumát ezzel az értékkel vetjük össze. A mikrohullámú sokcsatornás berendezések szűrőinél ez az érték 0,2–0,25 között van. A Δf_1 maximuma a (18) képlet alapján $2 \max |S_{22}|$ nagyságrendű. A mérendő négypólus maximális állóhullámarányára vonatkozó feltevésből $2 \max |S_{22}| \leq 0,4$. Látható, hogy ha a mérendő frekvenciasáv osztópontjainak megfelelő frekvenciákon állandó d érték mellett az l -t mérjük és ebből a (19) egyenlet alapján a $\Delta f = 0$ feltételezésével a $\Delta \Phi / \Delta \lambda_g$ -t meghatározzuk, az elkövetett mérési hiba nagyobb mint 100 %.

A mérési hibát úgy csökkenthetjük, hogy egy adott frekvencián a hasított vonalon levő egyik minimum hely távolságát a mérendő négypólus bemenetétől a négypólust lezáró állítható rövidzár több különböző állása mellett mérjük. Nagyon kis mérési hibát és könnyen kiértékelhető formulát a $\Delta \Phi / \Delta \lambda_g$ differenciához úgy kaphatunk, ha a minimum hely távolságát négy különböző állítható rövidzár állása mellett, mégpedig a $d = 0$, $d = \lambda_{g0}/8$, $d = \lambda_{g0}/4$, $d = 3\lambda_{g0}/8$ értékeknél mérjük. Az ezeknek megfelelő l távolságokat l_1 , l_2 , l_3 és l_4 -el jelöljük.

A (14) egyenlethől erre az esetre négy egyenletet írhatunk fel. A $d = 0$ -nál.

$$m\pi = -\frac{2\pi}{\lambda_g} l_1 - \Phi + \arctg \frac{|S_{22}| \sin \varphi}{1 - |S_{22}| \cos \varphi} + \frac{\pi}{2} \quad (20)$$

$d = \lambda_{g0}/8$ -nál

$$m\pi = -\frac{2\pi}{\lambda_g} l_2 - \frac{\pi}{4} \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_g} - \Phi - \arctg \frac{|S_{22}| \cos \varphi}{1 - |S_{22}| \sin \varphi} + \frac{\pi}{2} \quad (21)$$

$d = \lambda_{g0}/4$ -nél

$$m\pi = -\frac{2\pi}{\lambda_g} l_3 - \frac{\pi}{2} \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_g} - \Phi - \arctg \frac{|S_{22}| \sin \varphi}{1 + |S_{22}| \cos \varphi} + \frac{\pi}{2} \quad (22)$$

végül a $d = 3\lambda_{g0}/8$ -nál

$$m\pi = -\frac{2\pi}{\lambda_g} l_4 - \frac{3\pi}{4} \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_g} - \Phi + \arctg \frac{|S_{22}| \cos \varphi}{1 + |S_{22}| \sin \varphi} + \frac{\pi}{2} \quad (23)$$

A (20), (21), (22) és (23) egyenleteket összeadva és az eredményt négygyel elosztva

$$m\pi = -\frac{2\pi}{\lambda_g} \left[\frac{l_1 + l_2 + l_3 + l_4}{4} + \frac{3\lambda_{g0}}{16} \right] -$$

$$- \Phi + \frac{1}{4} \arctg \frac{|S_{22}|^4 \sin 4\varphi}{1 - |S_{22}|^4 \cos 4\varphi} + \frac{\pi}{2} \quad (24)$$

kifejezést kapjuk. A számításoknál felhasználtuk az $S_{22} = |S_{22}|e^{j\varphi}$ formulát. Vezessük be az

$$f_2(\lambda_g) = \frac{1}{4} \arctg \frac{|S_{22}|^4 \sin 4\varphi}{1 - |S_{22}|^4 \cos 4\varphi}$$

jelölést, majd a (19) egyenlet levezetésénél alkalmazott módszer segítségével a keresett $\Delta \Phi / \Delta \lambda_g$ -t az alábbi alakban kapjuk

$$\frac{\Delta \Phi}{\Delta \lambda_g} = \frac{2\pi}{\Delta \lambda_g^2} \left[\frac{l_1(\lambda_{g2}) + l_2(\lambda_{g2}) + l_3(\lambda_{g2}) + l_4(\lambda_{g2})}{4} + \frac{\pi \frac{\Delta(l_1 + l_2 + l_3 + l_4)}{2\lambda_{g1}} - \Delta f_2}{\Delta \lambda_g} + \frac{3\lambda_{g0}}{16} \right] \quad (25)$$

ahol

$$\begin{aligned} \Delta(l_1 + l_2 + l_3 + l_4) &= [l_1(\lambda_{g2}) + l_2(\lambda_{g2}) + l_3(\lambda_{g2}) + l_4(\lambda_{g2})] - [l_1(\lambda_{g1}) + l_2(\lambda_{g1}) + l_3(\lambda_{g1}) + l_4(\lambda_{g1})] \\ \Delta f_2 &= f_2(\lambda_{g2}) - f_2(\lambda_{g1}) \end{aligned}$$

A (25) kifejezésben levő Δf_2 maximális értéke $0,35 \cdot |S_{22}|^4$ nagyságrendű, melynek nagysága a mérendő négypólus állóhullámarányára vonatkozó feltevés alapján $5,6 \cdot 10^{-4}$.

A mikrohullámú sokcsatornás berendezések szűrőinél a $\pi \Delta(l_1 + l_2 + l_3 + l_4) / (2\lambda_{g1})$ értéke 0,2–0,25. Ezt összehasonlítva a Δf_2 maximumával, látható, hogy a Δf_2 elhanyagolásából származó mérési hiba itt már kisebb mint 1 %. A következőkben a (25) egyenletben szereplő $\Delta \lambda_g$ nagyságát számítjuk ki az ω_1 és ω_2 frekvenciákon mért b távolságok értékeiből.

A 3. ábrán látható mérési elrendezés A hasított vonalat tartalmazó ágára az ω_1 és ω_2 frekvenciákon az alábbi összefüggéseket írhatjuk fel:

$$\frac{n\lambda_{g1}}{2} = L + b(\omega_1) \quad (26)$$

$$\frac{n\lambda_{g2}}{2} = L + b(\omega_2) \quad (27)$$

A (27) egyenlethől kivonva a (26) egyenletet

$$\Delta \lambda_g = \frac{2}{n} \Delta b \quad (28)$$

adódik, ahol $\Delta b = b(\omega_2) - b(\omega_1)$

Helyettesítsük a (25) egyenletbe a (28) egyenletet, továbbá Δf_2 -t vegyük zérusnak. Azon feltevésünk alapján, hogy a mérendő sávban a csőtápvonal-hullámhossz állandó, írjunk λ_{g0} -t a λ_g helyett.

$$\frac{\Delta \Phi}{\Delta \lambda_g} = \frac{2\pi}{\lambda_{g0}} \left[\frac{l_1 + l_2 + l_3 + l_4}{4} + \frac{3\lambda_{g0}}{16} \right] - \frac{\pi n}{4\lambda_{g0}} \frac{\Delta(l_1 + l_2 + l_3 + l_4)}{\Delta b} \quad (29)$$

A csőtápvonalhullámhossz ω szerinti differenciálhányadosára számítás alapján az alábbi képlet adódik:

$$\frac{d\lambda_g}{d\omega} = -\frac{\lambda_g^2}{2\pi c} \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_g}{2a}\right)^2} \quad (30)$$

ahol c = fénysebesség.

A keresett csoportfutási időt kifejező (7) formulát megkaphatjuk, ha a (29) és (30) képleteket a (15) kifejezésbe helyettesítjük (mikor a (30)-ban is λ_g helyett λ_{g0} -t írunk).

$$\frac{d\Phi}{d\omega} = \frac{\lambda_{g0}}{120} \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_{g0}}{2a}\right)^2} \left[\frac{n \Delta(l_1 + l_2 + l_3 + l_4)}{2 \Delta b} - \right]$$

$$- \frac{l_1 + l_2 + l_3 + l_4}{\lambda_{g0}} - \frac{3}{4} \quad (7)$$

IRODALOM

1. C. G. Montgomery, R. H. Dicke, E. M. Purcell: Principles of Microwave Circuits. McGraw-Hill, 1948.
2. Dr. Almásy György: Kis állóhullámviszony mérése. Magyar Híradástechnika 1959. április.
3. N. Marcuvitz: Waveguide Handbook. McGraw-Hill, 1951.
4. M. H. N. Potok: Phase-Schift at Microwave Frequencies. Electronic and Radio Engineer 1958. október.
5. E. L. Ginzton: Microwave Measurements. McGraw-Hill, 1957.

Drift-tranzisztorok nagyfrekvenciás tulajdonságai és helyettesítő áramköre

KOVÁCS FERENC

a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

A nagyfrekvenciás tranzisztortípusok egy igen nagy csoportja azon az elven működik, hogy az inhomogén bázisszennyezés folytán előálló belső elektromos tér gyorsítólag hat a kisebbségi töltéshordozókra. A cikk az ilyen elven alapuló drift-tranzisztorok számításának menetét ismerteti, és a kapott eredmények alapján a tranzisztor helyettesítő elektromos áramkört mutatja be. A cikk végül összehasonlítja a drift- és diffúziós tranzisztorok néhány lényeges paraméterét.

A réteg-tranzisztorok egyik kellemetlen tulajdonsága, hogy működési tartományuk csak egy bizonyos frekvenciasávra terjed ki, előlött a tranzisztorok erősítési tulajdonsága rohamosan lecsökken. Éppen ezért, a tranzisztorfejlesztés egyik fő iránya ezen frekvenciasáv növelése volt, s így jöttek létre a ma már általánosan használt drift-tranzisztorok, amelyeknek használható frekvencia-tartományuk a kedvezőbb fizikai struktúra folytán jóval nagyobb, mint a közönséges ötvözött tranzisztoroké.

Mielőtt a drift-tranzisztor fizikai szerkezetét vizsgálnánk, nézzük meg röviden, milyen tényezők okozzák a tranzisztorok nagyfrekvenciás levágását.

A két alapvető tranzisztorsajátság, amely a nagyfrekvenciás erősítés leromlását előidézi:

1. *A véges futási idő a bázisban.* Ez abból adódik, hogy a töltéshordozók a bázisközben diffúzió útján terjednek. Ennek egyik közvetlenül belátható hatása az, hogy az emitterbe headott jel a futási időnek megfelelő fáziskéséssel fog a kollektoron megjelenni, az emitter és kollektoráram között tehát fázistolás lép fel.

Ugyanakkor azonban a véges futási idő miatt jelcsökkenés is létrejön. Tegyük fel ugyanis, hogy a vezérlőfeszültség hatására lyukcsomagok lépnek be az emitterből a bázisba

(p-n-p tranzisztor esetén), és ezek a diffúziónak megfelelő sebességgel haladnak a kollektor felé. Nyilván haladás közben a csomagban levő lyukak szétdiffundálnak, a csomag tehát tágul, szóródik. Ha a kérdéses csomag mögött egy másik lyukcsomag halad a kollektor felé (aminek a közelségét az határozza meg, hogy mennyi idővel később indult el, vagyis mekkora a vezérlő jel frekvenciája), akkor a két csomag egy bizonyos idő múlva a szóródás folytán össze fog érni, és egyetlen csomaggént érkezik meg a kollektorhoz. A lyukcsomagok elkülönülése így megszűnik, a kollektoráram lecsökken. Ezt a csökkenést egyrészt a diffúzió idejének, vagyis a futási időnek, másrészt a lyukcsomagok távolságának, vagyis a vezérlés periódusidejének aránya szabja meg.

2. *Az átmeneti kapacitások.* Mind az emitter-bázis, mind a bázis-kollektor átmeneti réteg vastagsága függ a rajta levő feszültségtől. A feszültség megváltoztatásával változik a réteg vastagsága, és ezzel a töltések bizonyos átrendeződése következik be. A feszültségváltozás hatására létrejövő töltésváltozás kapacitásként fogható fel, amely mind a két p-n átmenetnél fellép, és nagyfrekvencián mintegy sőtöli az átmenetet.

Végül szintén a nagyfrekvenciás működést korlátozó hatással jelentkezik a *bázistömb* ohmos ellenállása. Megállapítottuk, hogy a futási idő, valamint az átmeneti kapacitások hatására a kollektoráram mindig kisebb lesz, mint az emitteráram. A két áram különbsége a bázison folyik ki, tehát keresztülfolyik a bázisellenálláson. Mivel a frekvencia növekedésével az előbbi két áram különbsége nő, így növekszik a bázisellenálláson ejtett feszültség is. Ennélfogva a bázis és emitterkapcsok közé adott feszültség-

nek — növelve a frekvenciát — egyre nagyobb hányada vész el a bázistömb ohmos ellenállásán, amely ismét az erősítés rovására megy. A bázis-ellenállás szerepe tehát csupán másodlagos: az elsődleges frekvencia-korlátozó tényezők hatására további erősítéscsökkenést idéz elő.

Az elmondottak, bár szigorúan ötvözött tranzisztorokra érvényesek — ahol a töltéshordozó a bázisrétegben csak diffúziós mozgást végez —, valamilyen formában más struktúrájú tranzisztorokra is alkalmazhatók.

Ezek után vizsgáljuk meg, hogyan növelhető meg az a frekvenciasáv, amelyen a tranzisztor felhasználható.

Az a módszer, hogy a bázisréteg levékonyításával csökkentik a futási időt, nem folytatható minden határon túl, hiszen a néhány μ vastagságú bázisréteg technológiai szempontból nehezen kézbentartható, emellett az átütés veszélye is igen megnő.

A futási idő lényeges lecsökkentését érték el azért, hogy a bázisréteg szennyezésének megfelelő kialakításával egy olyan belső erőteret („drift-tér”) hoztak létre, ami a lyukakat a bázisrétben a kollektor felé gyorsítja. Ezen az elven működő ún. drift-tranzisztorok beható vizsgálatát fogjuk a következőkben elvégezni, különösképpen abból a szempontból, hogy milyen javulást eredményez ez a struktúra a nagyfrekvenciás működésben.

Szennyezéseloszlás, drift-tér

Változó szennyezéseloszlás esetén elektromos erőter jön létre a félvezetőben, amely a kisebbségi töltéshordozókat gyorsítja. Vizsgáljuk meg részletesen a bázisban kialakuló belső erőteret.

Tudjuk, hogy a félvezető belsejében kétféle áram jöhet létre: diffúziós áram — amikor a koncentráció nem állandó —, továbbá vezetési áram — abban az esetben, ha valamilyen erőter van jelen. Írjuk fel az n -típusú bázisrétegben a többségi töltéshordozók áramsűrűségét (egydimenziós esetre, a mennyiségek tehát csak az x -tengely mentén változnak):

$$i_n = q D_n \frac{\partial n}{\partial x} + \mu_n \cdot q n E \quad (1)$$

ahol q az elektrontöltés

μ_n az elektronok mozgékonyága

D_n az elektronok diffúziós állandója

$n = n(x)$ az elektronkoncentráció a bázisban,

és $D_n = \mu_n \frac{kT}{q}$

Láthatóan az első tag a diffúziós, a második a vezetési áramot adja meg.

Termodinamikai egyensúlyban áram nem folyhat, így $i_n = 0$ kell, hogy legyen. Ez csak úgy valósulhat meg, ha egy

$$E = - \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{\partial n}{\partial x} \quad (2)$$

nagyságú belső elektromos erőter alakul ki, ami egyensúlyt tart az elektronok koncentrációkülönbségéből adódó diffúzióval.

Az egyenletből az is kiolvasható, hogy az erőter és a koncentráció gradiense ellenkező előjelűek. Mivel olyan belső erőterre van szükségünk, amelyik a lyukakat a kollektor felé gyorsítja, ezért a koncentrációnak is a kollektor irányába kell csökkennie.

Kérdés az, hogyan valósítható meg a koncentráció ilyen eloszlása. Tegyük fel, hogy a bázisréteg szennyezése olyan erős, hogy a szennyezés által bevitt donorok száma (N) mindenütt jóval nagyobb, mint az intrinszc anyag hőmozgásból keletkező elektronkoncentrációja, vagyis minden x -re

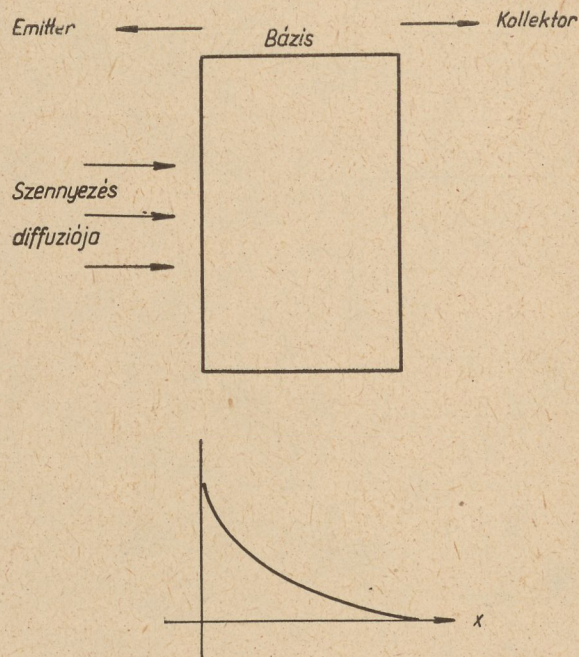
$$N(x) \gg n_i$$

Ebben az esetben a bázisréteg elektronkoncentrációját maga a szennyezés adja [$n(x) \approx N(x)$], ezt kell tehát a kívánt eloszlásra kialakítani.

A szennyezésnek előző megállapításunk értelmében a bázis emitteroldali szélétől kezdve csökkennie kell a kollektor felé. Ez úgy valósítható meg, hogy a bázislemezben az emitteroldal felől szennyezést diffundáltatnak be (1. ábra). Az így kialakuló szennyezéseloszlás

$$N(x) = N_a \left[1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{-\frac{x}{2L}}^0 e^{-u^2} \cdot du \right] \quad (3)$$

lesz, ahol N_a a felületi koncentráció ($x = 0$) és L a diffúziós hossz



H 129-KF 1

1. ábra

$$L = \sqrt{Dt},$$

D a szennyezés diffúziós konstansa
 t a diffúzió ideje

Mivel ez az eloszlásfüggvény igen bonyolult és nehezen kezelhető, ezért egyszerűen egy exponenciális függvényvel szokás közelíteni:

$$N(x) = N_a \cdot e^{-\frac{2x}{L}} \quad (4)$$

Behelyettesítve a donor-eloszlás ezen kifejezését a (2) egyenletbe, kapjuk a bázisban létrejövő belső tér értékét

$$E = -\frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{N} \cdot \frac{dN}{dx} = -\frac{2kT}{qL} = \text{állandó} \quad (5)$$

A bázisban tehát egy konstans erőter keletkezik, ami olyan irányú, hogy a lyukakat a kollektor felé gyorsítja.

A drift-tranzisztorban kialakuló koncentráció-eloszlásokat a 2. ábra tünteti fel.

A 2a ábrán látható a három réteg szennyezése: a p-típusú emitter akceptorszennyezése konstans, P_e értékű; teljesen hasonló módon a kollektor szennyezése P_c ; a bázisban a donorszennyezés exponenciálisan csökken a kollektor felé, a (4) kifejezés szerint.

A 2b ábra mutatja a többségi és kisebbségi töltéshordozók koncentrációját abban az esetben, amikor külső feszültséget a tranzisztorra nem kapcsolunk. Mivel mindhárom réteg szenny-

yezése lényegesen nagyobb, mint a termikusan generálódó töltéshordozók száma, ezért az emitter- és kollektorrétegben a többségi töltéshordozók, tehát a lyukak koncentrációja az akceptorszennyezéssel, a bázisrétegben az elektronok koncentrációja pedig a donorszennyezéssel egyenlő. A kisebbségi töltéshordozók koncentrációját a termikus egyensúly folytán az

$$n \cdot p = n_i^2 \quad (6)$$

összefüggés határozza meg.

A 2c ábra azt az esetet tünteti fel, amikor az emitterre nyitóirányú, a kollektorra pedig záróirányú feszültséget kapcsolunk. Mivel az emitter-bázis átmeneten a belső kontaktpotenciált lecsökkentettük a külső feszültséggel, ezért a lyukak az emitterből átdiffundálnak a bázisba, a bázis ezen oldalán tehát megnő a lyukak (vagyis a kisebbségi töltéshordozók) koncentrációja. Fordított helyzet áll elő a bázis kollektoroldali részén, ahol a külső feszültség hozzáadódik, tehát növeli a kontaktpotenciált, ennek megfelelően a lyukkonzentráció a kollektoroldali határrétegnél erősen lecsökken, hiszen a külső feszültség értéke igen nagy.

Hasonló megfontolások alkalmazhatók az elektron-koncentráció módosulására is az emitter-, illetve kollektorrétegben, ami az ábrán jól megfigyelhető.

A bázisrétegben ily módon kialakul egy $p(x)$ lyukkonzentráció, aminek a két átmenetnél felvett értékét a fentiek értelmében a külső feszültségek szabják meg. Írjuk fel a bázisban folyó lyukáram értékét. Teljesen hasonlóan a (1) egyenlethez, a lyukáram-sűrűség

$$i_p = q D_p \cdot \frac{\partial p}{\partial x} + \mu_p \cdot q \cdot p \cdot E \quad (7)$$

ahol

D_p a lyukak diffúziós állandója,

μ_p a lyukak mozgékonyasága

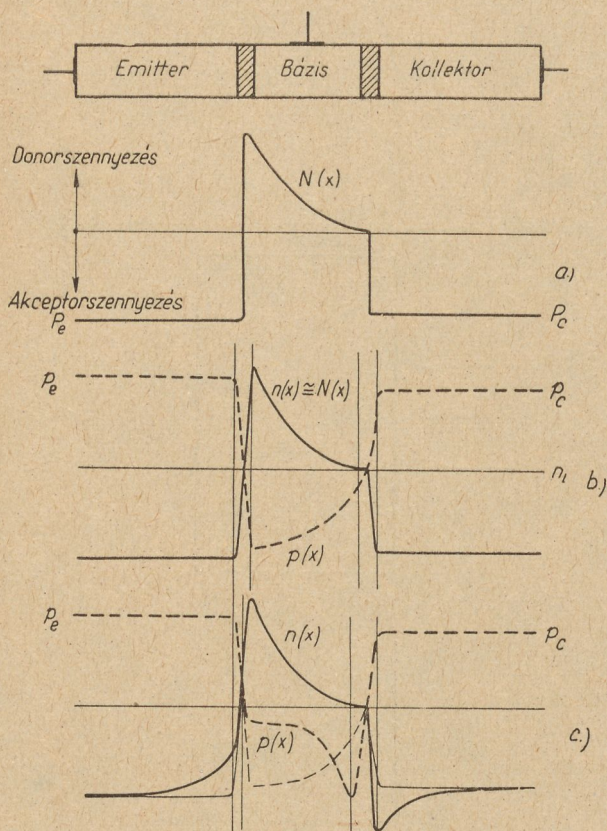
$p = p(x)$ a lyukak koncentrációja a bázisrétegben.

Látható a 2c ábrából, hogy a bázisáram az emitter oldali határrétegnél főképp drift-áram (vezetési áram), hiszen itt p nagy, viszont $\partial p / \partial x$ kicsi. Innen kezdve az áram fokozatosan alakul át diffúziós árammá, hiszen a kollektor oldali határrétegnél p igen kisértékű, viszont $\partial p / \partial x$ nagy. Itt tehát az áram már túlnyomórészt diffúziós áramból áll.

A lyuksűrűségre felírható differenciálegyenlet a bázisban

Vizsgáljuk meg, hogyan követhető számítás-sal a lyukkonzentráció a bázisban, és ebből adódóan hogyan változik a lyukáram az emitter-, illetve a kollektorfeszültség hatására.

Azon differenciálegyenletet, amelyből a keresett lyukkonzentráció-eloszlás számítható, a kontinuitási egyenlet szolgáltatja. Tegyük fel, hogy tranzisztorunk egydimenziós, a két másik



H 129 - KF 2

2. ábra

irányban tehát a koncentráció nem változik. Ragadjunk ki a bázisból egy egységnyi felületű, és dx hosszúságú kis hasábot, és vizsgáljuk meg, milyen okból változhat meg ezen kis hasáiban a lyukak koncentrációja.

A koncentráció, ami a helynek és az időnek függvénye, két okból változhat meg. Az egyik ok, hogy a hasáb egyik felén több töltés folyik be, mint amennyi a másik egységnyi felületen kifolyik. A befolyó töltés i_p/q , míg a másik felületen

$$\frac{1}{q} \left[i_p + \frac{\partial i_p}{\partial x} \right] \cdot dx$$

nagyságú töltés lép ki. A hasáiban tehát az időegység alatt $\frac{1}{q} \cdot \frac{\partial i_p}{\partial x} \cdot dx$ nagyságú töltés halmozódik fel.

A koncentráció megváltozását okozza a lyukak rekombinációja is. A hasáiban az egyensúlyi koncentráció fölött jelenlevő lyukak τ_p időállandóval rekombinálnak, míg a koncentráció el nem éri az egyensúlyi értéket, $P(x)$ -et (lásd 2b ábra). Az időegység alatt rekombinálódó lyukak száma az egyensúlyi értéktől való eltéréssel lesz arányos, értéke

$$\frac{p(x, t) - P(x)}{\tau_p} \cdot dx$$

ahol $P(x)$ a lyukak egyensúlyi koncentrációja:

$$P(x) = \frac{n_i^2}{N(x)}$$

A lyukkonzentráció időbeli megváltozása tehát a dx hosszúságú hasáiban

$$-\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{1}{q} \frac{\partial i_p}{\partial x} + \frac{p - P(x)}{\tau_p} \quad (8)$$

ahol már dx -szel egyszerűsítettünk.

Ezen kontinuitási egyenletbe behelyettesítve a lyukáram (7) alatti kifejezését, kapjuk a bázisban levő lyukak koncentrációjának differenciálegyenletét:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{Eq}{kT} \cdot \frac{\partial p}{\partial x} = \frac{1}{D_p} \frac{\partial p}{\partial t} + \frac{1}{L_p^2} [p - P(x)] \quad (9)$$

felhasználva, hogy

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$$

a $p(x, t)$ függvény megoldását az alábbi alakban keressük

$$p(x, t) = p_0(x) + p_1(x) \cdot \frac{qU_e}{kT} \cdot e^{j\omega t} + p_2(x) \frac{\partial w}{\partial U_{co}} \cdot U_c \cdot e^{j\omega t} \quad (10)$$

ahol $p_0(x)$, $p_1(x)$ és $p_2(x)$ időfüggetlenek, U_e , ill. U_c a harmonikus emitter-, ill. kollektor-feszültség amplitúdója,

$\frac{\partial w}{\partial U_{co}}$ a bázisszélesség-moduláció tényezője,

aminek szerepét még később, a határfeltételek kapcsán tisztázzuk.

A lyukkonzentráció (10) alatti felbontása alapján az egyenáramú rész $p_0(x)$, ez a koncentráció eloszlás áll be az adott munkapontban. Az emitterre váltófeszültséget adva, egy $p_1(x)$ -szel arányos többlet-lyuksűrűség jelenik meg. Ez könnyen belátható, hiszen az emitter-feszültségtől függően változik a bázisba injektált töltéshordozók száma.

A kollektorra váltófeszültséget adva, a koncentráció ismét változni fog — $p_2(x)$ -nek megfelelően —, ami azáltal jön létre, hogy a bázis-kollektor átmeneti réteg vastagsága változik, és ezzel együtt változik a bázisréteg vastagsága is.

A differenciálegyenlet megoldásához szükséges az időfüggetlen $p(x)$ -függvények határfeltételeinek megállapítása.

Az emitterfeszültség értéke

$$U_e = U_{eo} + u_e \cdot e^{j\omega t}$$

Ennek megfelelően, a bázis emitteroldalán ($x = 0$) a lyuksűrűség

$$p(0, t) = P(0) \cdot e^{\frac{qU_e}{kT}} = P(0) \cdot e^{\frac{q}{kT} \cdot [U_{eo} + u_e \cdot e^{j\omega t}]} = P(0) \cdot e^{\frac{qU_{eo}}{kT}} \left[1 + \frac{qu_e}{kT} \cdot e^{j\omega t} \right]$$

Ebből már adódik a három időfüggetlen $p(x)$ eloszlás emitteroldali határfeltétele:

$$p_0(0) = p_1(0) = P(0) \cdot e^{\frac{qU_{eo}}{kT}} \quad (11)$$

$$p_2(0) = 0$$

Hasonlóan a kollektorfeszültség

$$U_c = U_{co} + u_c \cdot e^{j\omega t}$$

A kollektoroldali határréteg koordinátája viszont nem állandó, hiszen függ a kollektor-feszültség értékétől

$$w = w_0 + \frac{\partial w}{\partial U_{co}} \cdot u_c$$

feltételezve, hogy $U_{co} \gg u_c$. Ennek megfelelően a lyuksűrűség is két részből tevődik össze a kollektoroldalon

$$p(w) = p(w_0) + \frac{\partial p}{\partial w} \cdot \frac{\partial w}{\partial U_{co}} \cdot u_c \quad (12)$$

Mivel a kollektorra nagy negatív feszültséget kapcsolunk, vagyis

$$-U_{co} \gg \frac{kT}{q}$$

ezért az $x = w$ helyen a lyuksűrűség értéke gyakorlatilag zérus lesz

$$p(w) = P(w) \cdot e^{\frac{qU_c}{kT}} \approx 0$$

összevetve ezt a (12) összefüggéssel, kapjuk

$$p(w_0) + \frac{\partial p}{\partial w} \cdot \frac{\partial w}{\partial U_{co}} \cdot u_c = 0$$

ebből a határfeltételek

$$\begin{aligned} p_0(w_0) &= p_1(w_0) = 0 \\ p_2(w_0) &= -\frac{\partial p}{\partial w} \Big|_{x=w_0} \end{aligned} \quad (13)$$

A (9) differenciálegyenlet megoldását képező időfüggetlen $p(x)$ koncentráció-függvények értéke, figyelembe véve a (12) és (13) határfeltételeket, a Függelék I-ben található.

Lyukáramok, lyukadmittanciák

Az eredményként nyert koncentrációeloszlásból a (7) egyenlet segítségével kapjuk az áram-sűrűség eloszlását a bázis mentén.

Számunkra különösképpen az emitter-, illetőleg kollektorlyukáram érdekes, vagyis az áramnak az $x=0$ és $x=w$ -nél felvett értéke. A kapott áramok nyilván az emitter-, ill. kollektorfeszültség függvényei:

$$\begin{aligned} I_e^{(p)} &= f(U_e, U_c) \\ I_c^{(p)} &= f(U_e, U_c) \end{aligned}$$

Szétválasztva az egyen- és váltóáramú komponenseket, a két áramot az alábbi alakban írhatjuk:

$$I_e^{(p)} = I_{e0}^{(p)} + Y_{ee}^{(p)} \cdot u_e \cdot e^{j\omega t} + Y_{ec}^{(p)} u_c e^{j\omega t} \quad (14)$$

$$I_c^{(p)} = I_{c0}^{(p)} + Y_{ce}^{(p)} \cdot u_e \cdot e^{j\omega t} + Y_{cc}^{(p)} \cdot u_c e^{j\omega t} \quad (15)$$

ahol $I_{e0}^{(p)}$, illetőleg $I_{c0}^{(p)}$ az emitter-, illetve kollektor-lyukegyenáram, $Y_{ee}^{(p)}$ stb. pedig a bázis-ternek mint lineáris négypólusnak a négy admittancia-paramétere, a lyukakra vonatkozóan.

$$\begin{vmatrix} i_e^{(p)} \\ i_c^{(p)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Y_{ee}^{(p)} & Y_{ec}^{(p)} \\ Y_{ce}^{(p)} & Y_{cc}^{(p)} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} u_e \\ u_c \end{vmatrix} \quad (16)$$

A lyukadmittanciák kifejezését a Függelék II-ben adtuk meg.

Elektronáramok, elektronadmittanciák

Eddigi vizsgálatainkban csak a bázisban mozgó lyukakkal foglalkoztunk, holott mind az emitter-, mind a kollektoráramnak van elektronkomponense is.

Az emitter-elektronáram onnan adódik, hogy a nyitóirányba feszített emitter-bázis átmeneten nem csupán lyukak haladnak az emitterből a bázisba, hanem fordított irányban elektronok is. Mivel az emitter akceptorszennyezése jóval nagyobb, mint a bázis donor-szennyezése ($P_e \gg N_a$), ezért az áram túlnyomórészt lyukakból fog állni, egy kis része azonban elektronáram. Ez nem elhanyagolható azért, mert a kollektor-áramban nem vesz részt, az áramerősítést így csökkenti. Az emitter-elektronáram számítása a (9)-hez hasonló differenciálegyenlet alapján történik, melyet az emitter-

rétegben levő elektronokra (kisebbségi töltéshordozók) írunk fel. A differenciálegyenletben az eltérés csupán annyi, hogy a bázisvastagság w helyére ∞ -t helyettesítünk (feltételezve, hogy az emitter-tartomány végtelen kiterjedésű), a térerősséget, E -t pedig zérusnak vesszük (feltételezve azt, hogy az emitter szennyezése konstans és olyan nagy értékű, hogy lényeges feszültségesés, tehát erőtér, nem jön létre benne).

A lyukáramhoz teljesen hasonló módon kiszámítva az elektronáramot, adódik az elektronadmittancia az

$$i_e^{(n)} = Y_{ee}^{(n)} \cdot u_e$$

összefüggés értelmében. Az admittancia pontos kifejezése a Függelék II-ben található.

A kollektor-áram elektronkomponense onnan ered, hogy a lezárt kollektor-bázis átmeneten záróirányban elektronok is haladnak át. Teljesen hasonlóan az emitter-elektronáram számításához, ugyanazon módosításokkal, a kollektor-rétegre felírt differenciálegyenlet megoldása adja az áram értékét. (A differenciálegyenlet felírása nem is szükséges, elegendő a lyukakra kapott összefüggéseket felhasználni a megfelelő helyettesítésekkel.)

A kollektor-rétegre felírt egyenleteknél azonban ügyelni kell arra, hogy az átmeneti réteg megváltozása nem azonos nagyságú a bázis és a kollektor felé. Az erősebben szennyezett kollektor-réteg felé a határréteg kevésbé tágul, mint a bázis felé. A határréteg kollektoroldali szélének megváltozása a feszültség hatására (a helyhez kötött töltések egyensúlyából következően)

$$\frac{\partial w_c}{\partial U_{co}} = \frac{P_c}{N_b} \cdot \frac{\partial w}{\partial U_{co}} \quad (18)$$

ahol $\frac{P_c}{N_b}$ a kollektor akceptorszennyezése a bázis kollektoroldali szélének donorszennyezése
 w_c a határréteg kollektoroldali szélének koordinátája.

Ezt az értéket kell tehát az egyenletekben $\partial w / \partial U_{co}$ helyére behelyettesíteni.

Ily módon számítható a kollektoráram elektron-összetevője, és ebből a kollektor-admittancia, a következő összefüggés szerint:

$$i_c^{(n)} = Y_{cc}^{(n)} \cdot u_c$$

$Y_{cc}^{(n)}$ értékét a Függelék II-ben adtuk meg.

A drift-tranzisztor helyettesítő áramköre

A lyuk- és elektronáramok, ill. admittanciák ismeretében már felírható a bázisrétegnek, mint lineáris négypólusnak teljes paraméter sora:

$$\begin{vmatrix} i_e \\ i_c \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Y_{ee} & Y_{ec} \\ Y_{ce} & Y_{cc} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} u_e \\ u_c \end{vmatrix} \quad (19)$$

ahol $Y_{ee} = Y_{ee}^{(p)} + Y_{ee}^{(n)}$
 $Y_{ec} = Y_{ec}^{(p)}$

$$\begin{aligned} Y_{ce} &= Y_{ce}^{(p)} \\ Y_{ce} &= Y_{ce}^{(p)} + Y_{ce}^{(n)} \end{aligned} \quad (20)$$

Az így kapott „belső-tranzisztort”, amelyik nem tartalmazza a külső járulékos elemeket, tehát átmeneti kapacitásokat és bázisellenállást, szokás „intrinsic”-tranzisztornak nevezni. A drift-tranzisztor teljes helyettesítő áramkörét úgy kapjuk, ha ezen „intrinsic-tranzisztor” négy-pólus equivalensét kiegészítjük a külső elemekkel.

Tegyük fel, hogy a p és n típusú rétegek élesen elhatárolódnak, a szennyezés tehát hirtelen, nem fokozatosan megy át egyikből a másikba. Ebben az esetben az *emitter-bázis átmenet kapacitásának* értéke felületegységenként:

$$C_{Te} = \sqrt{\frac{q \cdot \varepsilon \cdot N_a}{2(U_{De} + U_e)}} \quad (21)$$

feltételezve, hogy $P_e \gg N_a$.

A *kollektor-bázis átmenet kapacitása* pedig egységnyi felületre

$$C_{Tc} = \sqrt{\frac{q \varepsilon N_b}{2(U_{Dc} + U_e)}} \quad (22)$$

feltételezve, hogy $P_c \gg N_b$, ahol ε a felvezető dielektromos konstansa,

$$U_{De} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_a P_e}{n_i^2}$$

illetőleg

$$U_{Dc} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_b P_c}{n_i^2}$$

a két átmenet diffúziós feszültsége, vagy más-
képpen kontaktpotenciálja.

A *bázistömb ohmos ellenállása* a geometriai méreteken kívül a bázisréteg vezetőképességétől, vagyis szennyezettségétől függ. A különböző geometriai elrendezésektől függően írható, hogy

$$r_{bb'} = f \left(\frac{q_b}{w} \right) \quad (23)$$

ahol q_b a bázis fajlagos ellenállása

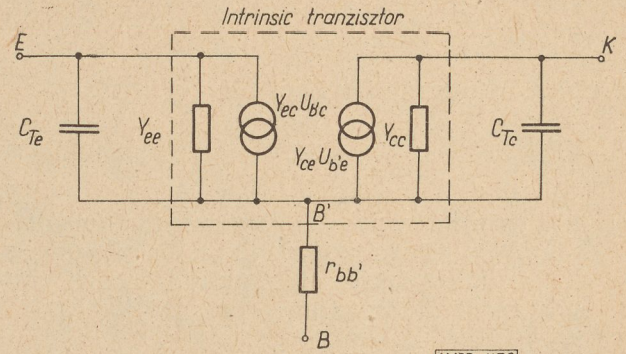
$$q_b = \frac{1}{q \mu_n N_B} \quad (24)$$

itt N_B a bázis átlagos donor-szennyezettsége.

Az *intrinsic-tranzisztor* négy-pólus-equivalensét ezen „extrinsic”-elemekkel kiegészítve, kapjuk a tranzisztor 3. ábra szerinti teljes helyettesítő kapcsolását.

A diffúziós és drift-tranzisztor összehasonlítása

Mivel mind a diffúziós, mind a drift-tranzisztor elektromos paraméterei rendelkezésünkre állnak, vizsgáljuk meg, milyen javulást eredményez az, hogy a tranzisztor bázisában egy belső elektromos erőteret alakítunk ki.



3. ábra

Az *intrinsic* tranzisztor áramerősítési tényezője

$$\frac{i_c}{i_e} = \alpha = \frac{Y_{ce}}{Y_{ee}} = \frac{Y_{ce}}{Y_{ee}^{(p)}} \frac{Y_{ee}^{(p)}}{Y_{ee}^{(p)} + Y_{ee}^{(n)}} = \beta \cdot \gamma \quad (25)$$

ahol $\beta = \frac{Y_{ce}}{Y_{ee}^{(p)}}$ a transzportfaktor, tehát a bázisból kilépő és a belépő lyukak hányadosa, továbbá

$\gamma = \frac{Y_{ee}^{(p)}}{Y_{ee}^{(p)} + Y_{ee}^{(n)}}$ az emitterhatásfok, vagyis az emitterlyukáram és az össz-emitteráram hányadosa.

A *transzportfaktor* értéke kisfrekvencián difúziós és drift-tranzisztorra

$$\beta_{0,diff} = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{w}{L_p} \right)^2 \quad (26)$$

$$\beta_{0,drift} = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{w}{L_p} \right)^2 \cdot \frac{1}{\eta} \quad (27)$$

tehát

$$\frac{1 - \beta_{0,drift}}{1 - \beta_{0,diff}} = \eta \quad \text{feltételezve, hogy } \eta > 1$$

ahol η a drift-térre jellemző szám:

$$\eta = \frac{Eqw}{2kT}$$

L_p a lyukak diffúziós hossza a bázisrétegben. Az *emitterhatásfok* a két tranzisztortípusra

$$\gamma_{0,diff} \approx 1 - \frac{D_n w N_D}{D_p L_n P_e} \quad (28)$$

$$\gamma_{0,drift} \approx 1 - \frac{D_n w N_a}{D_p L_n P_e} \cdot \frac{1}{2\eta} \quad (29)$$

ahol D_n az elektronok diffúziós állandója
 L_n az elektronok diffúziós hossza
 N_D a homogén donor-szennyezés a bázisban.

Az *frekvencia*, ahol a transzportfaktor abszolút értéke 3 dB-t esik a kisfrekvenciás értékhez képest (ω_p), a következőképpen alakul a két típusnál

$$\frac{\omega_{\beta, drift}}{\omega_{\beta, diff}} = e^{0,6\eta} \quad (30)$$

Ezen a frekvencián a fázistolás

$$\frac{\varphi_{drift}}{\varphi_{diff}} = \sqrt{\eta} \quad (31)$$

Az intrinszc transzisztor *bemenőadmittanciájának* (Y_{ee}) és *meredekségének* (Y_{ce}) kisfrekvenciás értéke mindkét tranzisztortípusnál azonos.

A bemenőadmittanciát

$$Y_{ee} = g_{ee} + j\omega C_D$$

alakban közelítve, az így definiált C_D *diffúziós kapacitás* értéke a két típusnál

$$C_{D, diff} = \frac{I_{eo} q}{kT} \cdot \frac{w^2}{2D_p} \quad (32)$$

$$C_{D, drift} = \frac{I_{eo} q}{kT} \frac{w^2}{2D_p} \cdot \frac{1}{2\eta^2} \quad \eta > 1 \quad (33)$$

A két egyenletből

$$\frac{C_{D, diff}}{C_{D, drift}} = 2\eta^2$$

ahol I_{eo} az emitter egyenáram.

A *visszahatás* (Y_{ec}), valamint a *kimenőadmittancia* (Y_{cc}) kisfrekvenciás értékeit diffúziós és drift-tranzisztorokra összevetve, kapjuk

$$\frac{Y_{ec}(0)_{drift}}{Y_{ec}(0)_{diff}} = \frac{Y_{cc}^{(p)}(0)_{drift}}{Y_{cc}^{(p)}(0)_{diff}} = 2\eta e^{-2\eta} < 1,$$

feltételezve, hogy $\eta > 1$

Az *átmeneti kapacitások* szempontjából a drift-struktúra a kollektoroldalon kedvező, hiszen itt a szennyezés kis értékű (N_b lényegesen kisebb, mint a diffúziós tranzisztorok homogén szennyezettsége), így a (22) összefüggés értelmében a kollektorkapacitás is jóval kisebb érték lesz.

Az emitteroldalon a viszonyok már nem ilyen kedvezőek, hiszen az emitteroldalon a szennyezés (N_a) nagyobb, mint az homogén eloszlás esetén lenne. Így az emitter-átmeneti kapacitás is nagyobb lesz, amin viszont az emitter-felület csökkentésével lehet segíteni.

A *bázisellenállás* értékét drift-tranzisztoroknál úgy kapjuk, hogy a (24) összefüggésben szereplő N_B átlagos bázisszennyezést integrálással számítjuk ki:

$$N_B = \frac{1}{w} \int_0^w N(x) dx = \frac{N_a}{2\eta}$$

Mivel drift-tranzisztoroknál N_a olyan nagy érték, hogy még $N_a/2\eta$ is nagyobb, mint a a diffúziós tranzisztorok bázisszennyezése, így a drift-tranzisztorok bázisellenállása lényegesen kisebb értékű.

Láthatóan a fenti paraméterek szempontjából a drift-tér alkalmazása igen előnyös, hiszen

egyrészt megjavulnak a kisfrekvenciás tulajdonságok, másrészt feljebb tolódik a tranzisztor működési frekvenciája.

Függelék I.

A lyukkonzentráció (10) alatti kifejezésének $p(x)$ -függvényei

$$p_0(x) = P_a e^{-2\eta \frac{x}{w}} -$$

$$- P_a e^{\eta \frac{x}{w}} \left[\left(e^{\frac{qU_{eo}}{kT}} - 1 \right) \operatorname{sh} \frac{x-w}{w} Z_0 + e^{\eta} \operatorname{sh} \frac{x}{w} Z_0 \right]$$

$$p_1(x) = -P_a e^{\frac{qU_{eo}}{kT}} \cdot e^{\eta \frac{x}{w}} \cdot \frac{\operatorname{sh} \frac{x-w}{w} Z}{\operatorname{sh} Z}$$

$$p_2(x) = \frac{P_b}{w} \cdot \frac{\operatorname{sh} \frac{x}{w} Z}{\operatorname{sh} Z}$$

$$\cdot e^{\eta \frac{x-w}{w}} \left[Z_0 \frac{e^{-\eta} \left(e^{\frac{qU_{eo}}{kT}} - 1 \right) + \operatorname{ch} Z_0}{\operatorname{sh} Z_0} - \eta \right]$$

ahol

$$\eta = \frac{Eqw}{2kT}$$

$$Z_0 = \sqrt{\eta^2 + (1 + j\omega\tau_p) \frac{w^2}{L_p^2}}$$

$$Z = \sqrt{\eta^2 + \frac{w^2}{L_p^2}}$$

$$P_a = \frac{n_i^2}{N_a}, \quad \text{illetőleg} \quad P_b = \frac{n_i^2}{N_b}$$

N_a a donorszennyezés a bázisban $x=0$ -nál
 N_b a donorszennyezés a bázisban $x=w$ -nél

Függelék II.

A lyuk-, ill. elektronadmittanciák kifejezései

$$Y_{ee}^{(p)} = \frac{I_{eo}^{(p)} \cdot q}{kT} \frac{\eta + Z \operatorname{cth} Z}{\eta + Z_0 \operatorname{cth} Z_0}$$

$$Y_{ee}^{(n)} = \frac{I_{eo}^{(n)} \cdot q}{kT} \sqrt{1 + j\omega\tau_n}$$

$$Y_{ec}^{(p)} = -I_{co}^{(p)} \frac{\partial w}{\partial U_{co}} \cdot \frac{Z e^{-\eta}}{w \cdot \operatorname{sh} Z}$$

$$Y_{cc}^{(p)} = \frac{I_{eo}^{(p)} q}{kT} \frac{Z e^{\eta}}{\operatorname{sh} Z (\eta + Z_0 \operatorname{cth} Z_0)}$$

$$Y_{cc}^{(n)} = \frac{I_{co}^{(p)}}{w} \left(\frac{Z}{\operatorname{th} Z} - \eta \right) \frac{\partial w}{\partial U_{co}}$$

$$Y_{cc}^{(n)} = \frac{I_{co}^{(n)}}{L_p} \frac{\partial w}{\partial U_{co}} \frac{N_b}{P_c} [\sqrt{1 + j\omega\tau_n} - 1]$$

ahol $I_{eo}^{(p)}$ az emitter lyuk-egyenáram
 $I_{co}^{(p)}$ a kollektor lyuk-egyenáram
 $I_{eo}^{(n)}$ az emitter elektron-egyenáram

IRODALOM

Krömer, H.: Über die Entwicklung von Schichttransistoren mit hoher Frequenzgrenze. Nachrichtentechnische Fachb. Hf. 1, p. 19, 1955.

Krömer, H.: Zur Theorie des Diffusions- und

Drifttransistors. Archiv der Elektr. Übertr. Vol. 8, 1954.

Moll, Ross: The Dependence of Transistor Parameters on the Distribution of Base Layer Resistivity. Proc. IRE. 44. No. 1, p. 72. 1956.

Федотов, А.: Влияние распределения прижесей в базе дрейфовых триодов на их частотные свойства. Радиотехника и Электроника Но. 10, 1957.

Almond, McIntyre: The Equivalent Circuit of the Drift transistor. RCA Review, Sept. 1957.

Állandó fázisszögű kétpólusok tervezése

HERENDI MIKLÓS

a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja
 Finommechanikai Vállalat

A cikk olyan kétpólusok tervezési módszerét adja meg, amelyeknek fázisszöge előírt frekvenciasávban állandót közelít meg. A közelítés két típusát tárgyalja, a maximális laposságú és a Csebisev-típusú közelítést. Az előbbi módszerrel a számítás igen egyszerű, de a megvalósítás sok elemet igényel. Az utóbbi módszer a Jacobi-féle elliptikus függvényeket alkalmazza, ezért számítása nehezebb, de az elemek számában igen gazdaságos eredményre vezet. A tervezés megkönnyítésére a cikk egy nomogramot közöl, melyből a kétpólus komplikáltsága, a fellépő hiba és a sávzélesség összetartozó értékei leolvashatók. Végül két tervezési példán mutatja be a számítások alkalmazását.

E cikk feladata az olyan kétpólusok tervezési összefüggéseinek megadása, amelyeknek fázisszöge egy előírt frekvenciasávban állandót közelít meg. Az ilyen hálózat igen érdekes tulajdonsága, hogy immittanciájának abszolút értéke a közelítési frekvenciasávban közel állandó meredekségű. Bode szerint [1] ez a meredekség $\pm 6a$ db/oktáv, ha a fázisszög $\pm a \pi/2$.

Ezek a tulajdonságok sok területen használhatóak, melyek közül csak néhányat sorolunk fel: csillapításkorrektorok, igen széles frekvenciasávú RC generátorok [2], visszacsatolt erősítők [3] és operátorerősítőkkel együtt törtkitevő szerinti differenciálás és integrálás.

A számításokat egyszerűség kedvéért RC admittancia esetére végezzük el, az általánosításra a hasonló című fejezetben kerül sor.

A tervezendő RC hálózat admittanciája felírható, mint

$$Y = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2} = \frac{P(s)}{Q(s)}, \quad (1)$$

ahol m_1 és m_2 páros, n_1 és n_2 páratlan polinomjai az $s = \sigma + j\omega$ komplex frekvencia-változónak. Az Y admittancia fázisszögének tangense az s -sík képzetes tengelye mentén:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{j} \left(\frac{m_2 n_1 - m_1 n_2}{m_1 m_2 - n_1 n_2} \right)_{s=j\omega} = \frac{1}{j} \frac{N(j\omega)}{M(j\omega)}. \quad (2)$$

Esetünkben $\operatorname{tg} \varphi$ előírt, tulajdonságaiból kell meghatároznunk az Y admittanciát. Könnyen belátható [4], hogy

$$M(s) + N(s) = P(s) \cdot Q(-s). \quad (3)$$

Mivel $M(s) + N(s)$ ekvivalens az $(1 + j \operatorname{tg} \varphi)$ kifejezéssel, Y zérusainak és pólusainak meghatározása a következő utasítás szerint történhet:

Y zérusai az $(1 + j \operatorname{tg} \varphi)$ kifejezés olyan gyökei, amelyek a baloldali félsíkra esnek. Y pólusai a valós rész előjelének megváltoztatása után az $(1 + j \operatorname{tg} \varphi)$ kifejezés olyan gyökei, amelyek a jobboldali félsíkra esnek. (3a)

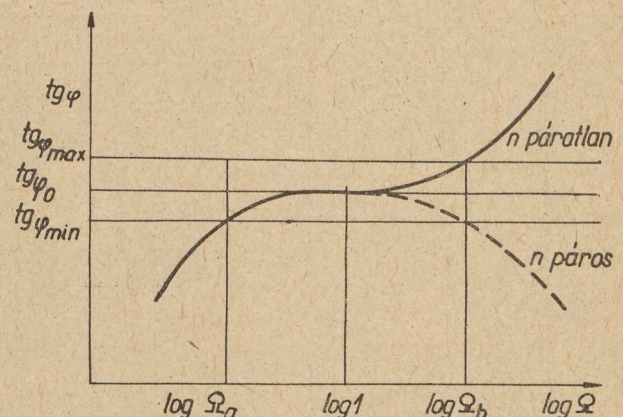
(3) gyökeinek meghatározásához elő kell írunk a $\operatorname{tg} \varphi$ függvényt úgy, hogy az fizikai hálózattal megvalósítható legyen.

Maximális laposságú közelítés

Ha az előírt átlagos fázisszög φ_0 , akkor Saraga [5] szerint az n -ed rendű maximális laposságú közelítés kifejezése

$$\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{th} n \operatorname{arth} \Omega, \quad (4)$$

ahol $\Omega = \frac{s}{j}$ a sávközéphez viszonyított relatív frekvencia. E függvény jellegét mutatja az 1. ábra. Az előzőekben mondottak szerint meg kell határoznunk s olyan értékeit, amelyeknél az



H 433-HM 1

1. ábra

$$1 + j \operatorname{tg} \varphi = 0$$

$$(5) \text{ ahol } c = \operatorname{th} n \operatorname{arth} \Omega_a. \text{ Ebből}$$

egyenlet teljesül. (5) gyökei

$$s_i = -\operatorname{tg} \frac{(2i-1)\frac{\pi}{2} - \varphi_0}{n}, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (6)$$

$\varphi_0 = \frac{\pi}{2}$ esetén a (6) összefüggés egyszerűsödik:

$$s_i = -\operatorname{tg} \frac{4i-3}{2n} \cdot \frac{\pi}{2}, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (7)$$

Látható, hogy (6)-ban és (7)-ben a tangens függvény argumentuma valós, így (3a) figyelembevételével Y összes zérusai és pólusai az s -sík negatív valós tengelyén váltakozva helyezkednek el. A (6)-ból $i=1$ esetén adódó s_1 érték mindig negatív és az s_i gyökök közül a legkisebb. Eszerint a kapott függvény valóban egy megvalósítható RC admittanciát ad meg.

A közelítés pontosságára az alábbi számítás ad felvilágosítást. Az alsó határfrekvenciánál (Ω_a) legyen

$$\operatorname{tg} \varphi_{\min} = c \cdot \operatorname{tg} \varphi_0. \quad (8)$$

Páratlan n esetén az $\Omega_b = \frac{1}{\Omega_a}$ felső határfrekvenciánál

$$\operatorname{tg} \varphi_{\max} = \frac{1}{c} \operatorname{tg} \varphi_0, \quad (9)$$

$$\operatorname{tg} \Delta\varphi = \operatorname{tg} (\varphi_{\max} - \varphi_{\min}) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{c} - c \right) \sin 2\varphi_0. \quad (10)$$

Eszerint a közelítés hibáját elsősorban a sáv-szélesség és n , másodsorban φ_0 szabja meg. Érdekes, hogy $\varphi_0 = \Phi_0$ és $\varphi_0 = \frac{\pi}{2} - \Phi_0$ esetén

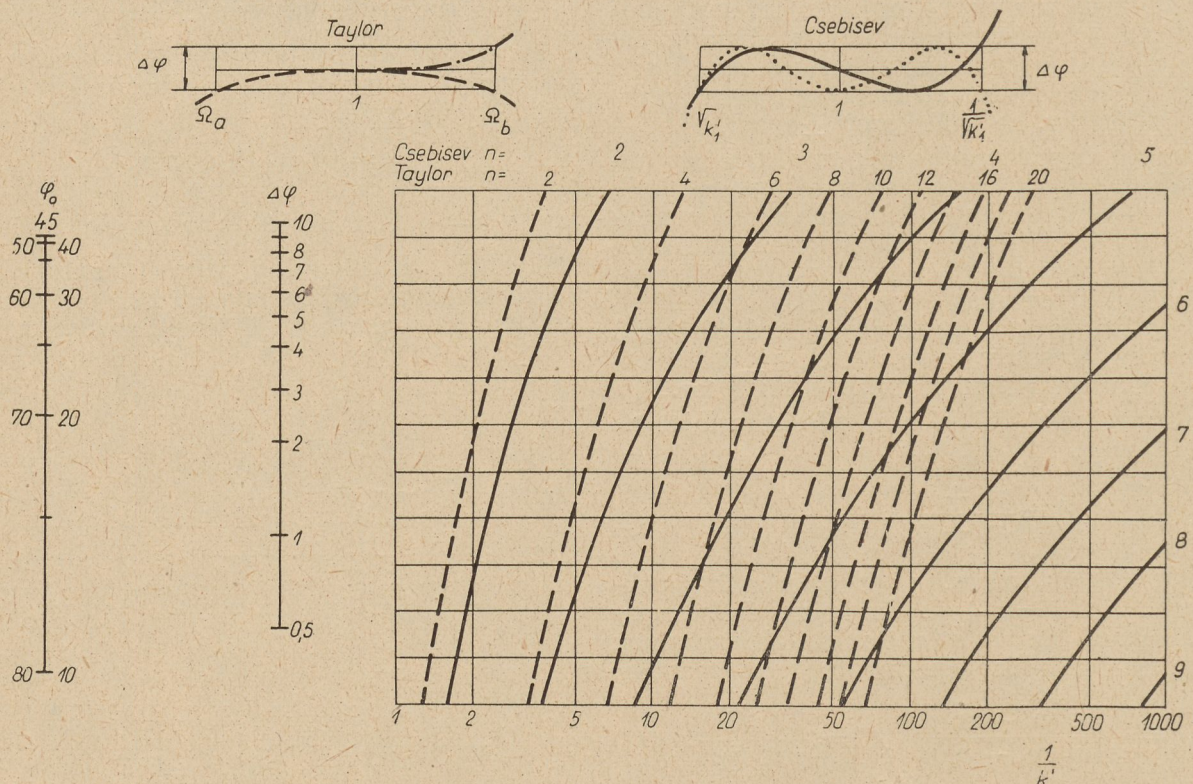
$\Delta\varphi$ azonos, ha a sáv-szélesség és n változatlan. A 2. ábra nomogramja (10) alapján készült, segítségével az összetartozó Ω_b/Ω_a , n , φ_0 és $\Delta\varphi$ értékek könnyen meghatározhatók. Figyeljük meg, hogy $\Delta\varphi$ fenti definíciója miatt páros n esetén a (10)-ből számítható hiba a valóságosnak kétszerese.

Csebishev-típusú közelítés

Ennél a módszernél $\operatorname{tg} \varphi$ felírására paraméteres egyenletrendszert alkalmazunk a Jacobi-féle elliptikus függvények felhasználásával, hasonlóan a szélessávú kétfázisú hálózatok számításánál [5, 6, 7] követett módszerhez. Az egyenletrendszer a következő:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\sqrt{k'_1} \cdot \operatorname{tg} \varphi_0}{\operatorname{dn} \left(n \frac{u}{K} K_1, k_1 \right)} \quad (11)$$

$$\Omega = \frac{\sqrt{k'}}{\operatorname{dn} (u, k)}, \quad (12)$$



2. ábra

ahol k, k_1 az elliptikus függvények modulusai,
 K, K_1 elsőfajú teljes elliptikus integrálok, a dn függvények valós negyedperiódusai.

A jelzett mennyiségek az ún. komplementer modulusok, illetve az ezekhez tartozó első fajú teljes elliptikus integrálok.

A (11) és (12) csak akkor ad meg racionális függvényt, ha az

$$n \frac{K'}{K} = \frac{K'_1}{K_1} \quad (13)$$

feltétel teljesül, ami a

$$q = e^{-\pi \frac{K'}{K}} \quad \text{és} \quad q_1 = e^{-\pi \frac{K'_1}{K_1}}$$

moduláris állandókkal a

$$q^n = q_1 \quad (14)$$

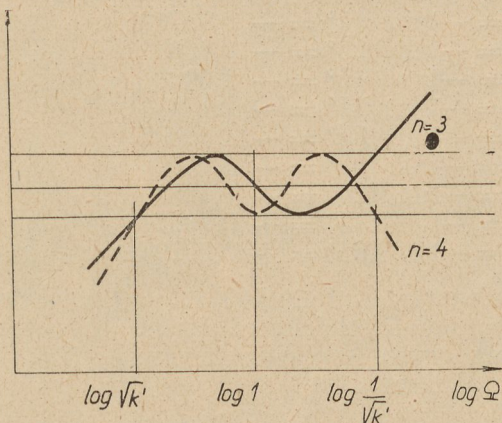
alakba írható, és a k és k_1 közti összefüggést rögzíti.

A (11), (12) és (13) szerinti meghatározással $\operatorname{tg} \varphi$ a közelítési sávban n -szer veszi fel előírt értékét, $\operatorname{tg} \varphi_0$ -t. A közelítési sáv $\Omega_a = \sqrt{K'}$ -től $\Omega_b = \frac{1}{\sqrt{K'}}$ -ig tart, ilyenkor $0 \leq u \leq K$. Ebben a sávban $\operatorname{tg} \varphi$ $\sqrt{k'_1} \operatorname{tg} \varphi_0$ és $\frac{1}{\sqrt{k'_1}} \operatorname{tg} \varphi_0$ között oscillál. A függvény menete $n=3$ és $n=4$ esetére a 3. ábrán látható.

A fenti paraméteres egyenletrendszer ebben az alakjában csak a közelítési sávot írja le. Az $u = ju'$ helyettesítéssel a $0 \leq \Omega \leq \sqrt{K'}$ frekvenciasávot leíró összefüggéseket kapjuk:

$$\operatorname{tg} \varphi = \sqrt{k'_1} \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 \frac{\operatorname{cn} \left(\frac{u'}{K'} K'_1, k'_1 \right)}{\operatorname{sn} \left(\frac{u'}{K'} K'_1, k'_1 \right)} \quad (15)$$

$$\Omega = \sqrt{K'} \frac{\operatorname{cn} (u', k')}{\operatorname{sn} (u', k')} \quad (16)$$



[H13-HM3]

3. ábra

Hasonlóan, az $u = K + ju'$ helyettesítés az $\frac{1}{\sqrt{k'}} \leq \Omega \leq \infty$ frekvenciasávban érvényes kifejezésekre vezet:

$$\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{k'_1}} \frac{\operatorname{dn} \left(\frac{u'}{K'} K'_1, k'_1 \right)}{\operatorname{cn} \left(\frac{u'}{K'} K'_1, k'_1 \right)}, \quad (17)$$

ha n páratlan és

$$\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \sqrt{k'_1} \frac{\operatorname{cn} \left(\frac{u'}{K'} K'_1, k'_1 \right)}{\operatorname{dn} \left(\frac{u'}{K'} K'_1, k'_1 \right)}, \quad (18)$$

ha n páros. Ugyanekkor (12) új alakja

$$\Omega = \frac{1}{\sqrt{k'}} \frac{\operatorname{dn} (u', k')}{\operatorname{cn} (u', k')}. \quad (19)$$

Térjünk át ezután (5) gyökeinek meghatározására. Ez az egyenlet (11) felhasználásával a

$$\operatorname{dn} \left(n \frac{u_i}{K} K_1, k_1 \right) = -j \sqrt{k'_1} \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 \quad (20)$$

alakban írható. A dn függvény tulajdonságai alapján [8]

$$n \frac{u_i}{K} K_1 = w + 2(i-1)K_1 + jK'_1 \quad (21)$$

$i=1, 2, \dots, n$

ahol w egyelőre ismeretlen. (21)-et (20)-ba helyettesítve

$$\sqrt{k'_1} \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{\operatorname{cn} [w + 2(i-1)K_1, k_1]}{\operatorname{sn} [w + 2(i-1)K_1, k_1]}. \quad (22)$$

Most legyen $i=1$, akkor

$$\sqrt{k'_1} \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{\operatorname{cn} (w, k_1)}{\operatorname{sn} (w, k_1)} = \operatorname{ctg} \operatorname{am} (w, k_1) \quad (23)$$

és ebből

$$\operatorname{am} (w, k_1) = \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{k'_1} \cdot \operatorname{tg} \varphi_0} = \Psi_0. \quad (24)$$

A jobboldal ismert, a baloldal pedig a

$$w = F(k_1, \Psi_0) \quad (25)$$

elsőfajú elliptikus integrál inverze. (25) segítségével w számítható, és így némi átalakítás után

$$s_i = -\sqrt{k'} \frac{\operatorname{sn} \left[\frac{w}{n} \frac{K}{K_1} + \frac{2(i-1)}{n} K, k \right]}{\operatorname{cn} \left[\frac{w}{n} \frac{K}{K_1} + \frac{2(i-1)}{n} K, k \right]}. \quad (26)$$

$\varphi_0 = \frac{\pi}{4}$ esetén ez az összefüggés lényegesen

egyszerűsödik:

$$s_i = -\sqrt{k'} \frac{\operatorname{sn}\left(\frac{4i-3}{2n}K, k\right)}{\operatorname{cn}\left(\frac{4i-3}{2n}K, k\right)} \quad (27)$$

Hasonlóan a maximális laposságú közelítés esetéhez, itt is RC admittanciát kapunk a (26)-ból (3a) figyelembevételével kapott zérusokkal és pólusokkal.

A közelítés hibájára itt a (10)-zel analóg

$$\operatorname{tg} \Delta\varphi = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{k_1}} - \sqrt{k_1} \right) \sin 2\varphi_0 \quad (28)$$

összefüggést kapjuk. Az analógia kihasználásával a Csebisev-típusú közelítésre vonatkozó görbéket is a 2. ábrába rajzoltuk be. Jól látható, hogy mennyire gazdaságtalan a maximális laposságú közelítés alkalmazása.

Az eredmények általánosítása

Az eddig elvégzett számítások RC admittanciára vonatkoznak. Az

$$s'_i = -|s_i| \quad (29)$$

zérusok és pólusok az

$$Y = H \frac{(s-s'_1)(s-s'_2)(s-s'_3)\dots(s-s'_m)}{(s-s'_{m+1})(s-s'_{m+2})\dots(s-s'_n)} \quad (30)$$

RC admittanciafüggvényt adják. Ha n páros,

akkor $m = \frac{n}{2}$, ha n páratlan, akkor $m = \frac{n+1}{2}$

Közismert, hogy RC admittanciából az $s \rightarrow \frac{1}{s}$

transzformációval kaphatunk RL admittanciát. Mind a (30) szerinti, mind a transzformált kétpólusfüggvénynek megfelelő hálózat a szokásos szintézismódszerekkel könnyen előállítható. Kanonikus megvalósítás esetén a kétpólus $n+1$ elemet tartalmaz.

Csak megemlítjük, hogy a (30) transzfer függvényként is felfogható és a megfelelő RC vagy RL négpólus is szintetizálható.

Néhány számítástechnikai megjegyzés

Az elliptikus függvények kisebb pontossággal számíthatók, ha az argumentum közel van K -hoz. A

$$\sqrt{k'} \frac{\operatorname{sn}(K-u, k)}{\operatorname{cn}(K-u, k)} = \frac{1}{\sqrt{k'}} \frac{\operatorname{cn}(u, k)}{\operatorname{sn}(u, k)} \quad (31)$$

és

$$\sqrt{k'} \frac{\operatorname{sn}(K+u, k)}{\operatorname{cn}(K+u, k)} = -\frac{1}{\sqrt{k'}} \frac{\operatorname{cn}(u, k)}{\operatorname{sn}(u, k)} \quad (32)$$

összefüggések alkalmazásával elérhető, hogy csak olyan argumentumú függvényeket kell

kiszámítanunk, amelyeknél $u < \frac{K}{2}$.

Páros n esetén e két összefüggés felhasználásával megtakaríthatjuk az (5) egyenlet $\frac{n}{2}$ gyöké-

nek kiszámítását. Elég ugyanis azt az $\frac{n}{2}$ gyököt kiszámítani (26)-ból, amelyeknél $i = 1, 2, \dots, \frac{n}{2}$, a többiek előjelcserével és reciprokképzéssel adódnak.

Páratlan n mellett ilyen egyszerűsödés csak akkor lép fel, ha $\varphi_0 = \frac{\pi}{4}$. Ilyenkor a hálózat

egyik zérus- vagy pólushelye mindig $s = -1$, a megmaradó zérus- és pólushelyek pedig páronként egymásnak reciprokai.

Példák

I. példa

Tervezendő egy RC admittancia, amelynek fázisszöge a 200...5000 c/s frekvenciasávban a 45° -ot közelíti meg. A közelítés legyen maximális laposságú, a megengedett ingadozás $\Delta\varphi \leq 3^\circ$. Zérus frekvencián a kétpólus ellenállása 100 k Ω legyen.

A 2. ábra szerint az előírt 25 : 1 frekvencia-tartomány és $n = 9$ esetén $\Delta\varphi \approx 3^\circ$.

Ellenőrizzük a hibát számítással is.

$$\Omega_a = \sqrt{\frac{200}{5000}} = 0,2$$

$$c = \operatorname{th} 9 \operatorname{arth} 0,2 = 0,94930.$$

(10) szerint

$$\operatorname{tg} \Delta\varphi = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{c} - c \right) \sin 2 \cdot 45^\circ = 0,05205.$$

Ezzel

$$\Delta\varphi = 2^\circ 59'.$$

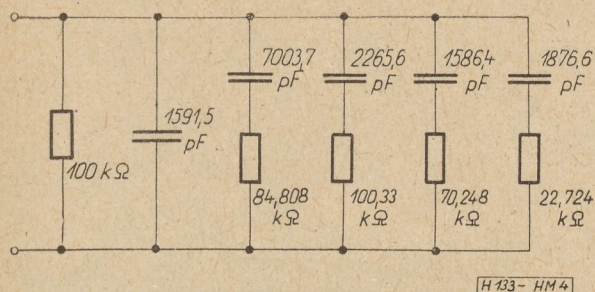
Mivel $\varphi_0 = \frac{\pi}{4}$, a gyökök (7)-ből számíthatók:

$$\begin{aligned} s_1 &= -\tan 5^\circ = -0,08749 \\ s_2 &= -\tan 25^\circ = -0,46631 \\ s_3 &= -\tan 45^\circ = -1,00000 \\ s_4 &= -\tan 65^\circ = -2,14451 \\ s_5 &= -\tan 85^\circ = -11,43005 \\ s_6 &= -\tan 105^\circ = +3,73205 \\ s_7 &= -\tan 125^\circ = +1,42815 \\ s_8 &= -\tan 145^\circ = +0,70021 \\ s_9 &= -\tan 165^\circ = +0,26795 \end{aligned}$$

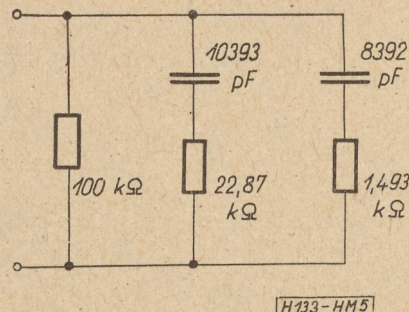
A hálózat zérushelyei $s_1 \dots s_5$, pólushelyeit $s_6 \dots s_9$ adják előjelcsere után. A megfelelő hálózat egyik kanonikus megvalósítása a 4. ábrán látható.

II. példa

Második példaként tervezzünk egy olyan admittanciát, amelynek fázisszöge ugyancsak a



4. ábra



5. ábra

200...5000 c/s frekvenciasávban a $\varphi_0 = 60^\circ$ -ot Csebiszev-értelemben közelíti meg. A megengedett ingadozás legyen itt is $\Delta\varphi \leq 3^\circ$.

A 2. ábrából leolvashatjuk, hogy az előírt adatok és $n=4$ mellett a várható hiba $\Delta\varphi \approx 2,7^\circ$.

$$k' = \frac{200}{5000} = 0,04$$

$$\sqrt{k'} = 0,999\ 599$$

A komplementer moduláris állandók:

$$q' = 0,000\ 100\ 070$$

$$q_1 = 0,100\ 017\ 5$$

ebből

$$\sqrt{k_1} = 0,946\ 47$$

(28)-ből

$$\Delta\varphi = 2^\circ 43' 45''.$$

(24)-ből

$$\Psi_0 = 31^\circ 23'$$

$$w = 0,5530$$

$$K_1 = 1,6584$$

$$K = 4,6066.$$

A (26)-ban szereplő elliptikus függvények argumentumai

$$\frac{w}{n} \frac{K}{K_1} + \frac{2(i-1)}{n} K = 0,3840 + (i-1) \frac{K}{2}$$

Mivel n páros, elég az $i=1$ -hez és $i=2$ -hez tartozó gyököket kiszámítani. Utóbbinál célszerű a (31) összefüggést is felhasználni. A másik két gyök előjelcserével és reciprokképzéssel adódik. A gyökök:

$$s_1 = - 0,0787$$

$$s_2 = - 1,4935$$

$$s_3 = + 0,6695$$

$$s_4 = + 12,706$$

A kétpólus admittanciája

$$Y(s) = H \frac{(s + 0,0787)(s + 1,4935)}{(s + 0,6695)(s + 12,706)},$$

megvalósítása az 5. ábra szerint történhet.

Az 1. példában kapott hálózattal összehasonlítva, feltűnően látszik a Csebiszev-típusú közelítés alkalmazásának előnye: 5 elemből álló kétpólussal gyakorlatilag ugyanazokat az előírásokat tudjuk teljesíteni, mint a 10 elemből álló maximális laposságú közelítést megvalósító kétpólussal. Ezért az előnyért azonban a számításnál kell fizetnünk.

IRODALOM

1. H. W. Bode: „Network Analysis and Feedback Amplifier Design”, D. Van Nostrand, Co., Inc., New York, N. Y. 1945. p. 314.
2. N. Kovalevski and B. M. Oliver: „Design Principles of the 1000:1 Range Single-Band RC Oscillator”. Hewlett-Packard Journal. Vol 8., No. 5., January 1957.
3. R. Morrison: „RC Constant-Argument Driving-Point ADmittances.” IRE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-6, pp. 310-317; September 1959.
4. E. A. Guillemin: „Synthesis of Passive Networks.” John Wiley & Sons, Inc., New York, N. Y. 1957. p. 316.
5. W. Saraga: „The Design of Wide-Band Phase Splitting Networks.” Wireless Engineer, vol. 27, pp. 72-81; March 1950.
6. H. J. Orchard: „Synthesis of Wideband Two-Phase Networks.” Proc. IRE, vol. 38, pp. 754-770; July 1950.
7. S. Darlington: „Realization of a Constant Phase Difference.” Bell Sys. Tech. J., vol. 29, pp. 94-104. January 1950.
8. Jahnke-Emde: „Tables of Higher Functions.” B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig, 5th Ed., 1952. p. 94.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület rendezésében f. év január és február hónapjában a következő előadások hangzottak el:

Major János: A színes televízió műszaki fejlődése és elterjedése (január 12.)

Lakatos György: Beszámoló az 1961. évi párizsi vákuumtechnikai konferenciáról (január 31).

Nagy Béla: Kód-adó-vevő rendszerek (február 16).

Danajka László: Híradástechnikai és finommechanikai alkatrészek gazdaságos sajtólása (február 20).

Grosics Gusztáv: Kisebességű magnefotonok erőátviteli problémái (február 23.).

A fentiek felül egyesületünk február hó 15-én az aktuális kérdések megvitatására klubestet rendezett.

Tranzisztoros vivőfrekvenciás középerősítők

LAJTHA GYÖRGY

Postakísérleti Intézet
a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja

Jelen dolgozatban a tranzisztoros erősítő minőségi jellemzőit igyekszünk meghatározni. A minőségi jellemzők jól mérhető mennyiségek, amelyek a berendezések ellenőrzését lehetővé teszik. Ezek a jellemzők azonban különböző körülmények között változhatnak, mindössze az a lényeges, hogy a nagytávolságú távbeszélő összeköttetés végpontjai között jól érthető átvittet kapjunk. A jól érthető átvitelhez tartozó max. megengedhető zaj előírása tovább bontható, és ebből meghatározható az egy erősítőre eső zaj. A zaj önmagában nem minden esetben definiálható pontosan, ezért tovább kell bontani és meghatározni okait. Ebből a továbbbontásból aztán megkapjuk a jól mérhető minőségi követelményeket, amelyek eltérnek az eddig szokásos minőségi követelményektől, de a teljes áramkör minősége nem változik.

Bevezetés

A tranzisztoros vivőfrekvenciás középerősítők számos kedvező üzemeltetési tulajdonsága miatt előtérbe került ezek nagy mennyiségű alkalmazása. Az erősítők kidolgozása és üzembehelyezése azonban számos problémát vet fel.

A tranzisztoros erősítők általában nem teljesítik az elektroncsöves erősítőkre előírt követelményeket, és ezért az üzemet is más alapokon kell megvalósítani.

Ezeknek a kérdéseknek a megoldása nem következik egyértelműen az eddig ismert nemzetközi (CCITT) ajánlásokból. A munkák során kialakult véleményünket ismertetjük a következőkben. Ez azonban még nem egy teljesen kiforrott álláspont és feltétlenül szükséges, hogy ezt még megvitassuk.

Különösen a minőségi követelményeknél lehet még szükség változtatásokra. Már eddig is többen szoltak hozzá az előírás javaslatokhoz és segítettek a vitatható vagy hibás adatokat kiküszöbölni. A helyes álláspont kialakítása érdekében vitára bocsátjuk a tranzisztoros erősítőknek azokat a jellemzőit, melyek véleményünk szerint eltérhetnek a csöves erősítőtől. A javasolt minőségi jellemzők értékeit részletesen megindokoljuk és kitérünk a mérési lehetőségekre is. Ehhez a nagy távolságú összeköttetések előírásait és a CCITT tanulmányi bizottsági anyagokat használjuk fel.

A minőségi jellemzők meghatározásánál kiindulásul mindössze az szolgálhat, hogy az erősítők által termelt termikus és intermodulációs zajok összege kilométerenként legfeljebb 2 pW-ot tehet ki, amint azt a CCITT nagy távolságú berendezésekre előírja. Ez a követelmény azonban kihatással van az adószintre, erősítésre, termikus zajra és torzításra. Lényeges tehát a minőségi követelmények meghatározásának sorrendje is. Az adószinttel kezdjük, mert erre már több adat áll rendelkezésre.

1. Adószint

Az adószintet a tranzisztor kimenő teljesítménye szabja meg. Ezenkívül felmerül a mikrohullámú rendszerekkel való együttműködés lehetősége, ezért az ott bevezetett -15 dB ($-1,73$ N) adószint, vagy ehhez közel álló érték kedvező lenne.

Az ismert tranzisztorok legfeljebb 300 csatornás rendszerek átvitelére alkalmasak, melyeknél a túlterhelési szint 3 N-nel magasabb, mint a névleges adószint, tehát $+1,5$ N-t kell az erősítőnek kiadni.

Az adószint ezek szerint a következő lenne:

12 csat	24 csat	60 csat	120 csat	300 csat
adószint				

$-1,2$ N $-1,2$ N $-1,5$ N $-1,6$ N $-1,73$ N és $+1,5(1,3)$ túlterhelési szint.

Megfontolandó lenne azonban az adószint további növelése. 150 mW-os tranzisztorokkal a túlterhelési szint 1,7 N-ig megemlíthető. Ebben az esetben a névleges adószintek:

12~24 csat	60 csat	120—300 csat
$-1,0$ N	$-1,3$ N	$-1,5$ N

Fentiek alapján a vételi szintet és az ezzel szorosan kapcsolódó termikus zaj meghatározását a megadott $-1,0$ N és $-1,73$ N határok között célszerű megvizsgálni.

Végül, még megjegyzendő, hogy a szilícium tranzisztorokkal 300—400 mW is elérhető és ez tovább 0,3 N emelkedést jelent az adószintben. A szilícium tranzisztorral azonban nem voltak kielégítőek az eddigi tapasztalataink. Ennél tovább növelni az adó teljesítményt nem érdemes, mert az a hő elvezetésénél és a távtáplálásnál jelentene nehézségeket.

2. Vételi szint

A legalacsonyabb vételi szintet a termikus zaj szabja meg. Az előírások szerint az erősítő bemenetén a megengedhető minimális szintet a kilométerenként 1 pW megengedett zajfeszültség határozza meg. Vagyis a zaj teljesítmény a bemeneten ($W_{be} = e^{2p_{zaj}}$, ahol a p_{zaj} a zajszint) a zérus szintre vonatkoztatva legyen kisebb, mint az erősítő mező kilométerben kifejezett hossza.

$$e^{2(p_{zaj} - p_v)} = W_{zaj} = 1 \text{ pW/km} \cdot L_{km},$$

ahol p_v az erősítő vételi szintje és L az erősítő mező hossza. Az egyenletet logaritmikus formába átírva

$$p_{zaj} - p_v = 1/2 \ln \frac{W_{zaj}}{1 \text{ mW}} = 1/2 \ln \frac{L \text{ pW}}{1 \text{ mW}}$$

Az erősítő mező hosszát az erősítéssel és a

kilometrikus csillapítással kifejezve $\left(L = \frac{A}{a_0}\right)$
és a mW és pW átszámítást végrehajtva:

$$p_{zaj} - p_v = 1/2 \ln \frac{A}{a_0 10^9}$$

Végül az erősítést kifejezzük az adás, és vételszint különbségével, és rendezzük az egyenletet.

$$2(p_{zaj} - p_v) = \ln(p_A - p_v) - \ln a_0^{N/km} - \ln 10^9$$

Ennek alapján a lehetséges adószinteknél ($-1 N$; $-1,5 N$; $-1,73 N$) megvizsgáljuk a zajszint és vételi szint között található összefüggést, paraméter pedig a kábel kilometrikus csillapítása lesz a legmagasabb átvitt frekvencián. A számítást 240, 300, 360, 450 és 550 mN/km értékekre végezzük el.

Az egyenletek számításához előkészített alakja az öt különböző kábel-csillapításnál az alábbi:

$$\begin{aligned} a_0 = 240 \text{ mN/km} \dots 2p_{zaj} &= \\ &= 2p_v + \ln(p_A - p_v) - 19,31 \\ a_0 = 300 \text{ mN/km} \dots 2p_{zaj} &= \\ &= 2p_v + \ln(p_A - p_v) - 19,50 \\ a_0 = 360 \text{ mN/km} \dots 2p_{zaj} &= \\ &= 2p_v + \ln(p_A - p_v) - 19,70 \\ a_0 = 450 \text{ mN/km} \dots 2p_{zaj} &= \\ &= 2p_v + \ln(p_A - p_v) - 19,92 \\ a_0 = 550 \text{ mN/km} \dots 2p_{zaj} &= \\ &= 2p_v + \ln(p_A - p_v) - 20,12 \end{aligned}$$

ahol a szinteket előjelesen kell behelyettesíteni.

Az 1. táblázatban kitüntettük a $p_{zaj} = 15,96$ N-es pontot, mely a 150 ohmos ellenállás zajának az elméleti alsó határa, továbbá a csöves erősítőkkel elérhető 15,7 N-t. Ezután pedig 0,5 N-es lépésekben haladtunk.

A táblázat egymás alatti értékei a minimális vételi szintet, és az áthidalható távolságot csillapításban és távolságban kifejezve adják meg a kábel kilometrikus hullámcsillapításának, az erősítő bemenetére vonatkoztatott zajszintnek, és az adószintnek a függvényében.

Ennek alapján már megnézhetjük, hogy a különböző csatornaszámú rendszerek átvitele esetén, hogyan kell a zajszintet és az erősítést megszabni.

2.1 24 csatornás üzem

Legmagasabb átvitt frekvencia 108 kHz. Adószint $-1 N$. Ezután megadjuk még az alkalmazott kábel típusát:

a) 0,9 DM rézerű. A maximális frekvencián a kilometrikus hullámcsillapítás 345 mN/km. Az erősítő mezők célszerű hossza a 12 csatornás szakaszok (30–36 km) harmadolásával (10–12 km), vagy a 24,36 csatornás szakaszok (25 km) felezésével (12–13 km) kaphatók meg. A szükséges erősítés 4,5 N. A zajszint pedig 14,6 N, vagyis 1,36 N-nel van az ellenállás zaj alatt. Az előírást biztonsággal megnövelve.

$$A_{\max} = 4,8 N$$

1. táblázat Összehasonlító táblázat a minimális vételi szint, az erősítő mezők közötti hossz, és a vívőfrekvenciás erősítők minőségi jellemzői között

A kábel kilometrikus csillapítása max	240 mN/km			300 mN/km			360 mN/km			450 mN/km			550 mN/km		
	Adószint [N]														
	1.	2.	3.	1.	2.	3.	1.	2.	3.	1.	2.	3.	1.	2.	3.
Az erősítő bemenetre vonatkoztatott zaj [N]-ben	15,96			7,2	6,2	26,0	7,2	6,2	26,0	7,0	6,0	16,6	7,0	6,0	16,6
	15,70			6,9	5,9	24,6	6,9	5,9	24,6	6,7	5,7	15,0	6,7	5,7	15,0
	15,50			6,7	5,7	23,8	6,6	5,6	23,6	6,5	5,5	14,4	6,4	5,4	14,4
	15,00			6,1	5,1	21,2	6,0	5,0	20,0	5,9	4,9	12,8	5,8	4,8	12,8
	14,60			5,6	4,6	19,1	5,5	4,5	18,0	5,4	4,4	11,1	5,3	4,3	11,1
1. A megengedhető minimális vételi szint [N]	14,00			5,0	4,0	16,7	4,9	3,9	15,6	4,8	3,8	10,5	4,7	3,7	10,5
				5,0	4,0	16,7	4,9	3,9	15,6	4,8	3,8	10,5	4,7	3,7	10,5
				5,0	4,0	16,7	4,9	3,9	15,6	4,8	3,8	10,5	4,7	3,7	10,5
				5,0	4,0	16,7	4,9	3,9	15,6	4,8	3,8	10,5	4,7	3,7	10,5
				5,0	4,0	16,7	4,9	3,9	15,6	4,8	3,8	10,5	4,7	3,7	10,5
2. Az áthidalható maximális csillapítás [N]				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6
				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6
				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6
				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6
				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6
3. Az erősítő mezők maximális hossza [km]				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6
				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6
				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6
				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6
				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6
A táblázatban				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6
				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6
				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6
				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6
				7,2	6,2	26,0	7,1	6,1	25,0	7,0	6,0	16,6	6,9	5,9	16,6

$$f_{\text{zaj}} = 1,2 \text{ N}$$

az ellenállás zaj felett.

b) 1,3 DM rézerű, 1,2 csillagsodrású rézerű és 1,35 csillagsodrású alumíniumerű. Ezeknél a kilometrikus hullámcsillapítás 220–250 mN/km között van. Azonos minőségi követelményeket kielégítő erősítővel az áthidalható távolság 18–20 km körül van. Ez a 12 csatornás szakaszok fele. Tehát célszerű ugyanilyen követelményeket kielégítő erősítőket alkalmazni. Különösen azért, mert a 18 km sok ország hálózataiban már most is az erősítők osztásával meg-egyezik.

2.2 60 csatornás üzem

Legmagasabb átvitt frekvencia 252 kHz. Adószint —1,3 N. Az alkalmazott kábeltípusok:

a) Papírszigetelésű 1,2 réz (1,4 alumínium) csillagsodrású. A maximális frekvencián a kilometrikus hullámcsillapítás 360–380 mN/km. Ilyen adatok mellett az előző 18 km már nem érhető el. Megvalósítható viszont az osztás, amelyet a 0,9 DM kábelén 24 csatornás üzem esetén alkalmaztunk. A 12 km-es erősítő mező távolsághoz 4,3 N erősítés és 14,75 N termikus zaj tartozik. Ismét megnövelve az értékeket a szükséges biztonsággal

$$A_{\text{max}} = 4,6 \text{ N} \\ f_{\text{zaj}} = 1,06 \text{ N}$$

az ellenállás zaj felett.

b) Styroflex szigetelésű 1,2 réz csillagsodrású. Ezeknél a kilometrikus hullámcsillapítás 295 mN/km között van. Az előző adatokkal előállított erősítő 15 km áthidalására alkalmas.

2.3 120 csatornás üzem

Legmagasabb átvitt frekvencia 552 kHz. Adószint —1,5 N. Az alkalmazott kábeltípusok:

a) Papírszigetelésű 1,2 réz csillagsodrású. A kilometrikus csillapítás a legnagyobb átvitt frekvencián 510 mN/km. Az előző 12–15 km-es erősítő mezők felezésével 6,0–7,5 km-es távolságot kapunk. A maximális 7,5 km-hez 3,7 N csillapítás és 14,65 N termikus zaj tartozik. A szokásos biztonsági tényezők figyelembevételével

$$A_{\text{max}} = 4 \text{ N} \\ f_{\text{zaj}} = 1,1 \text{ N}$$

az ellenállás zaj felett.

b) Styroflex szigetelésű 1,3 réz csillagsodrású. A kilometrikus hullámcsillapítás 340 mN/km. Az előző adatok szerint előállított erősítő 12 km áthidalására alkalmas. Ezek után már ismerjük az erősítők elhelyezésének távolságát, és meghatározhatjuk a többi jellemző adatot.

3. Nonlineáris torzítás

A nemzetközi előírások a nonlinearis torzításból eredő zajt kilométerenként 1 pW-ban szabják meg. Ennek az előírásnak a gyakorlati felhasználásához meg kell vizsgálni az erősítők felhang csillapítása és a termelt zaj

között a kapcsolatot. Ehhez a számításához azonban előbb néhány egyszerűsítő feltételt kell rögzíteni.

Az első a torzításból eredő felhangok és kombinációs hangok összegeződésére vonatkozik. Ezek a zajok általában teljesítményben összegeződnek, kivételt csak a $2A-B$ és $A+B-C$ formájú 3. rendű kombinációs hangok képeznek, amelyek feszültségben adódnak össze. Ennek az összegeződésnek a hatását általánosan nem lehet pontosan kiszámítani, mert a zaj kilométerenként van megadva és minden erősítőre külön érvényes előírást kellene készíteni. Ezeknek a kombinációs frekvenciáknak súlyosabb zavaró hatását ezért egy erősítőre vezetjük vissza. Az irodalomban (3) látható görbék mutatják, hogy a feszültség szerint történő összegezés szigorúan csak elméletileg érvényes. Növekvő erősítő számnál a zajok ezt az értéket nem érik el. 24 csatornás üzemnél 18 km-es erősítő mezők alkalmazásával egy homogén szakaszban ($2500/9=280$ km) 15 erősítő helyezkedik el, tehát az ilyen típusú kombinációs hangokat 15-tel megszorozva kell figyelembe venni. Ugyanis a négyzetes (feszültség szerint történő) összegezés és a teljesítmény szerinti összegezés hányadosát kell figyelembe venni. 60 csatornás üzem esetén 23 erősítő van egy homogén szakaszon. Ilyen nagy számnál azonban már nem kell az elméleti értéket figyelembe venni, elegendő a kombinációs hangok számát 20-szal szorozni.

120 csatornás üzemnél 36 erősítő mező van egy homogén szakaszban. Az irodalom szerint azonban szorzó tényezőnek elegendő kb. 25-öt választani. Rövidebb szakaszok esetén a helyzet kedvezőbb.

A második egyszerűsítés a zavaró frekvencia spektrumra vonatkozik. A 300–3400 Hz sávban elhelyezkedő zavaró frekvenciákat a számításhoz egyetlen frekvenciával helyettesítjük, amelynek szintje a CCITT képlete (I. TB. 1958) alapján számítható és eredményül

$$\begin{aligned} 12 \text{ csatornás berendezésnél} & -0,8 \text{ N} \\ 24 \text{ csatornás berendezésnél} & -1,1 \text{ N} \\ 60 \text{ vagy ennél több} & \\ \text{csatornás berendezésnél} & -1,73 \text{ N} \end{aligned}$$

Ez a feltevés nem okoz az eredményben lényeges eltérést, mert bár az erősítő nonlinearitásának hatására keletkező frekvenciák több csatornában is zavart okozhatnak (pl. 12–16 kHz-es csatorna harmadik felhangja 36–48 kHz között három csatornában zavar), de energiájuk kisebb, így ez a számítási egyszerűsítés csak az átvitt sáv szélein elhelyezkedő csatornáknál jelent csekély szigorítást.

Előjáróban még azt az egyszerűsítést feltetelezzük, hogy a torzítás-csillapítás a teljes átvitt sávban állandó. Ez általában nem felel meg a gyakorlatban előforduló eseteknek. Ezért a zajokból számított torzítás-csillapítás követelmények csak az átlagot rögzítik. De az átvitt sáv egyetlen szakaszán sem lehet a torzítás-csillapítás olyan alacsony értékű, hogy egyetlen

lehetséges kombinációs frekvencia túllépje a csatornában megengedhető zajt egy erősítő mezőben.

Ezeknek a felhasználásával külön végezzük el a számítást a második és a harmadik felhangra, mindkettőre azonos zajteljesítményt megengedve.

3.1 Második felhang

A második felhang nagysága a kimenő feszültség Taylor-sorából kapható meg

$$U_{ki} = c_1 U_0 + c_2 U_0^2 + c_3 U_0^3$$

Ha ebbe a sorba U_0 helyébe két feszültséget írunk, akkor a kombinációs hangokat kapjuk meg. Ennek segítségével felírhatjuk a karakterisztika másodfokú görbülsége miatt előálló termékeket.

A termék frekvenciája	Feszültség amplitúdója	A kimenő szint
2ω	$c_2 U_0^2$	$a_{c2} + 2p_0$
$\omega_A + \omega_B$	$2c_2 U_1 U_2$	$0,7 + a_{c2} + 2p_0$
$\omega_A - \omega_B$	$2c_2 U_1 U_2$	$0,7 + a_{c2} + 2p_0$

A szint meghatározásánál feltételezhetjük, hogy $U_1 = U_2 = U_0$ és ennek a logaritmus p_0 . Ez az érték nem egyezik meg a torzítási tényezővel, mert annak definíciója

$$k_2 = \frac{c_2 U_0^2}{U_0} = c_2 U_0$$

a torzításcsillapítás pedig

$$a_{k2} = a_{c2} + p_0$$

A továbbiakban csak a zavaró frekvenciák szintjével számolunk. Emiatt a kiszámított zavaró szint méréséhez megfelelő mérési eljárást is kell megadni.

A teljes második felhang torzításból eredő zaj meghatározásához a fenti szintekhez még hozzá kell adni annak a számnak a logaritmusának felét, amelyik megmutatja, hogy hány olyan kombináció létezik, amelyik ilyen zajteljesítményt létrehoz. Például $\omega_A + \omega_B$ jellegű zaj egy berendezés 40–44 kHz-ig terjedő csatornájában létrejöhet több módon is. A lehetőségek számát Z -vel jelölve az előző kifejezések a következőképpen alakulnak:

$$\begin{array}{ll} 2\omega & \dots\dots\dots a_{c2} + 2p_0 + 1/2 \ln Z \\ \omega_A + \omega_B & \dots\dots\dots 0,7 + a_{c2} + 2p_0 + 1/2 \ln Z_{A+B} \\ \omega_A - \omega_B & \dots\dots\dots 0,7 + a_{c2} + 2p_0 + 1/2 \ln Z_{A-B} \end{array}$$

Ezek exponenciálisának összege nem haladhatja meg a megengedhető zajteljesítményt.

Megvizsgáljuk ezután, hogy Z milyen értékű, vagyis a zavart n -ik csatornába hányféle zavaró feszültség juthat. Ehhez bevezetjük a 4 kHz-es frekvencia egységet, amelyben kifejezzük M az alul hiányzó csatornák száma, melyek 0 Hz-től a legalsó gyakorlatban átvitt frekvenciáig elhelyezhetők lennének; N pedig a legfelső átvitt csatornát jelenti. n a vizsgált csatorna. A , B , C -vel jelöljük a zavaró csatornákat. Mindhárom érték 0 Hz-től számítandó. Ezért a csatorna

szám a nagy távolságú vívőfrekvenciás rendszereknél az átvitt frekvencia osztva négygel.

A három zaj lehetőség megjelenése a következőképpen számítható ki.

A 2ω jellegű felhangból az n csatornában csak egy csatorna okozhat zavart, amely az $n/2$ helyen helyezkedik. A zavaró lehetőségek száma $Z = 1$.

Az $\omega_A + \omega_B$ jellegű kombinációs frekvenciák előfordulási számát megkapjuk, ha képezzük az $n-M$ elem azon két elemes kombinációit, melynek összege n -et ad eredményül. Ez az előző jelölésekkel

$$Z_{A+B} = \frac{n-2M-1}{2}$$

Az $\omega_A - \omega_B$ eset meghatározásához $N-M$ elemnek kell azokat a két elemes kombinációit meghatározni, ahol a különbség n -et ad. A lehetséges kombinációk száma

$$Z_{A-B} = N-M-n$$

Ezek alapján a másodfokú karakterisztikából származó zajteljesítmény az n -ik csatornában

$$W_{II} = e^{2(a_{c2} + 2p_0)} + e^{2(0,7 + a_{c2} + 2p_0 + 1/2 \ln Z_{A+B})} + e^{2(0,7 + a_{c2} + 2p_0 + 1/2 \ln Z_{A-B})}$$

A második és harmadik tag közös tényezőit kiemelve

$$W_{II} = e^{2(a_{c2} + p_0)} + e^{2(0,7 + a_{c2} + 2p_0)} \cdot (Z_{A+B} + Z_{A-B})$$

Végül

$$W_{II} = e^{2(a_{c2} + p_0)} \cdot [1 + 2(2N-4M-n-1)]$$

Ebből közvetlenül leolvashatunk néhány általános következtetést. Először is célszerű az átvitt sávot magasan kezdeni, mert ha ugyanazt az $N-M$ átvitt csatornaszámot nagyobb M érték mellett valósítjuk meg, a második felhangból származó zaj kisebb értékű lesz. Másodszor pedig a csatornák helyzetét cserélgetni kell, mert az alsó csatornába több zavaró kombináció juthat.

Numerikusan a különböző rendszereknél a következő eredményeket kapjuk (a megadott számértékek csak a későbbiekben megadott mérési eljárással együtt értelmezhetők):

3.1.1 24 csatornás rendszer

Az áthidalható távolság DM kábelén 12 km. Ha a nemlineáris torzításokra megengedhető zaj felét a másodfokú karakterisztikából származó felhangok szolgáltatják, akkor $W_{II} = 6 \text{ pW}$; csillagkábelén létesített üzemi esetén 3 pW tartalék marad. A további adatok $N = 27$, $M = 3$, $n = 12$ és $p_0 = -1,1 \text{ N}$. Az n helyébe annak közepes értékét helyettesítettük, ez nemcsak akkor jogos, ha a csatornák helyzete cserélgetve van, hanem egy homogén szakasznál is, mert a zavarok szempontjából

nagyobb súllyal szereplő alsó csatornáknál, a torzításcsillapítás általában nagyobb, mint a sáv felső szélén.

Az

$$a_{c2} = 1/2 \ln \frac{W_{II}}{1 + 2(2N - 4M - n - 1)} - 2p_0$$

képletbe a fent megadott értékeket behelyettesítve

$$a_{c2} = 1/2 \ln 0,16 \cdot 10^{-9} + 2,2 = -9,10 \text{ N}$$

A sáv legalsó csatornájában $n = 4$ esetben ez az érték a következőképpen módosul:

$$a_{c2} = -9,25 \text{ N}$$

Ha bizonyos biztonsággal 9,5 N második felhang csillapítást írunk elő, még az is könnyen megvalósítható.

3.1.2 60 csatornás rendszer

Az áthidalható távolság itt is $L = 12 \text{ km}$. Az ehhez tartozó zajteljesítmény $W_{II} = 6 \text{ pW}$. A csatornaszámra vonatkozó adatok $N = 63$, $M = 3$, $n = 20 - 30$ és $p_0 = -1,73 \text{ N}$. Az előző formulát a további használatra általánosan előkészítve

$$a_{c2} = 1/2 \ln \frac{L/2 \cdot 10^{-9}}{1 + K} - 2p_0,$$

ahol K a megfelelően súlyozott kombinációs szám. Ebből

$$a_{c2} = -1/2 \ln 10^9 - 2p_0 + 1/2 \ln \frac{L/2}{1 + K}$$

Jelen esetben $K = 2(120 - 12 - 20 - 1) = 174$

Az általános formulába a számértékeket beírva bizonyos biztonsággal:

$$a_{c2} = -8,9 \text{ N}$$

3.1.3. 120 csatornás rendszer

Az előző esethez képest megváltozik az erősítő-mező hossza: $L = 8 \text{ km}$ és a csatorna adatok $N = 120$, $M = 3$ és $n = 50$. Ezek alapján számíthatjuk K értékét

$$K = 2(240 - 12 - 47 - 1) = 360$$

A második felhangra a szokásos 0,3 N biztonsággal az előírás a következő:

$$a_{k2} = -9,1 \text{ N}$$

3.2 Harmadik felhang

A harmadik felhang lényegesen több kombinációs frekvenciát hoz létre. Ezek a frekvenciák a következő amplitúdával jelennek meg

$$\left. \begin{array}{l} 3\omega \\ 2\omega_A + \omega_B \\ 2\omega_A - \omega_B \\ \omega_A - 2\omega_B \end{array} \right\} \dots \dots \dots c_3 U_0^3 \dots a_{c3} + 3p_0$$

$$\left. \begin{array}{l} 2\omega_A + \omega_B \\ 2\omega_A - \omega_B \\ \omega_A - 2\omega_B \end{array} \right\} \dots \dots \dots 3c_3 U_0^3 \dots 1,1 + a_{c3} + 3p_0$$

$$\left. \begin{array}{l} \omega_A + \omega_B + \omega_C \\ \omega_A - \omega_B + \omega_C \\ \omega_A - \omega_B - \omega_C \end{array} \right\} \dots 6c_3 U_0^3 \dots 1,8 + a_{c3} + 3p_0$$

A fenti értékek csak akkor adnak használható eredményt, ha meghatározzuk az n -ik csatornába eső kombinációs lehetőségek (z) számát.

A 3ω jellegű felhangból csak egy okozhat zavart. Tehát a zavaró lehetőségek száma $z = 1$.

Az $\omega_A + 2\omega_B$ lehetőségek számát megkapjuk, ha vesszük azokat a zavaró lehetőségeket, melyek M és n között elhelyezkednek, figyelembe véve, hogy ω_A csak $n - 2M - 2$ -ig változhat. Az ismert jelölésekkel

$$Z_{A+2B} = \frac{n - 3M - 4}{2}$$

A $2\omega_A - \omega_B$ típusú zavaró lehetőségek számításához felírjuk a zavarás feltételét

$$2\omega_A - \omega_B = \omega_n$$

ezt rendezve $\omega_n + \omega_B = 2\omega_A$. Ennek alapján látható, hogy ezt minden második ω_B kielégíti, melyre érvényes, hogy $\omega_M < \omega_B < \omega_N$. Tehát a zavaró lehetőségek száma

$$Z_{2A-B} = \frac{N - M}{2} - 1$$

A -1 zárja ki az $\omega_B = \omega_n$ esetet.

Az $\omega_A - 2\omega_B$ egyszerűen visszavezethető a másodrendű különbségi hang esetére, de figyelembe kell venni, hogy az n csatornából $N/2$ távolságban elhelyezkedő csatornák azok, melyek kétszerese valamely másik csatornával a zavart előállíthatja. Így a zavaró lehetőségek száma

$$Z_{A-2B} = \frac{N - 2M - n}{2} - 1$$

A három azonos szintű kombinációs frekvencia előfordulási lehetőségeinek számát összeadva az összes zavarok száma

$$Z_{II} = \frac{n - 3M - 4 + N - M + N - 2M - n}{2} - 2$$

Végül az összevonásokat elvégezve

$$Z_{II} = \frac{2N - 6M}{2} - 2$$

Az $\omega_A + \omega_B + \omega_C$ jellegű kombiációs frekvenciák már nagyobb számban fordulnak elő. Itt bármely $n - 3M$ -nél kisebb két csatorna kombinációjához található egy harmadik, mellyel az n -ik csatornában a zavar előáll. A lehetséges kombinációk száma

$$Z_{A+B+C} = \frac{(n - 3M - 6)^2}{6} + \frac{n - 3M - 15}{12}$$

Az $\omega_A - \omega_B - \omega_C$ típusú zavarok keletkezésének feltétele, hogy $\omega_A - \omega_B - \omega_C = \omega_n$ vagy rendezve, $\omega_A = \omega_B + \omega_C + \omega_n$. Tehát minden $\omega_B +$

$+\omega_C$ értékhez, amely a $2M < \omega_B + \omega_C < N - n$ intervallumba esik, található egy megfelelő ω_A . Tehát ebben az intervallumban az összes két elemes kombináció megoldást ad. A lehetséges zavarok száma

$$Z_{A+B-C} = \frac{(N - n - 2M - 2)^2}{(2)^2}$$

Végül az $\omega_A + \omega_B - \omega_C$ alakú kombinációs frekvenciák számát határozzuk meg. Ezek a kombinációk előállhatnak úgy, hogy $\omega_A - \omega_C < \omega_n$, de $\omega_B > \omega_A > \omega_n$ ez olyan szorzatba írható fel, amely a vizsgált csatorna alatt és felett elhelyezkedő szám szorzatától függ.

$$Z'_{A+B-C} = (n - M - 1)(N - n)$$

A másik kombinációs lehetőség, amelynél $\omega_A < \omega_B < \omega_n$, ez az $n - M - 1$ elem kételemes kombinációnak felel meg

$$Z''_{A+B-C} = \frac{(n - M - 1) \cdot (n - M - 2)}{4}$$

Ezeket összegezve

$$Z_{A+B-C} = \frac{(n - M - 1) \cdot (4N - 3n - M - 2)}{4}$$

Végül összegezzük a három azonos súlytényezővel szereplő zavaró kombinációs frekvenciát. Figyelembe vesszük ehhez még a bevezetőben megadott súlytényezőt (S). A $2A - B$ típusnál ezt nem vettük számításba mert $2A$ az előforduló zavaró lehetőségek nagy részénél a sávon kívül van és ezért a fázis egyezés a gyakorlatban nem áll fenn.

$$Z_{III} = \frac{(n - 3M - 3)^2}{3} + \frac{(N - n - 2M - 2)^2}{2} + \frac{n - 3M - 15}{12} + s \frac{(n - M - 1) \cdot (4N - 3n - M - 2)}{4}$$

A termelt zaj tehát ezeknek a zajtípusoknak az összege

$$W_{III} = e^{2(a_{cs} + 3p_0)} + e^{2(1,1 + a_{cs} + 3p_0 + 1/2 \ln Z_{II})} + e^{2(1,8 + a_{cs} + 3p_0 + 1/2 \ln Z_{III})}$$

Az $e^{2(a_{cs} + 3p_0)}$ tagot kiemelve.

$$W_{III} = e^{2(a_{cs} + 3p_0)} \cdot [1 + 9 \cdot Z_{II} + 36 \cdot Z_{III}]$$

Rendezve az egyenletet, megkapjuk a megengedhető felhangsillapítást a zajteljesítmény függvényében

$$a_{cs} = \frac{1}{2} \ln \frac{W_{III}}{1 + 9 \cdot Z_{II} + 36 \cdot Z_{III}} - 3 p_0$$

Itt már általános következtetést nehezebb levonni, ezért soravesszük a különböző rendszereket.

3.2.1 24 csatornás rendszer

Az áthidalható távolság 12 km. A megengedhető zaj $W_{III} = 6$ pW. A további adatok $N = 27$,

$M = 3$, $n = 15$ és $p_0 = -1,1$ N. A vizsgált csatornát a sáv közepére választottuk mert ott van a legtöbb zavaró lehetőség. Így az eredményül kapott értékek már kellő biztonsággal rendelkeznek.

$$a_{cs} = \frac{1}{2} \ln \frac{6 \cdot 10^{-9}}{1 + 9 \cdot 18 + 36 \cdot 187 \cdot s} + 3,3$$

$s = 15$ feltétellel

$$a_{cs} = -11 \text{ N}$$

Tehát a felhangnak 11 N-el kell a hasznos szint alatt maradnia.

3.2.2 60 csatornás rendszer

Az áthidalható távolság itt is kb. 12 km, az ehhez tartozó zajteljesítmény $W = 6$ pW. A további adatok $N = 63$, $M = 3$, $n = 30$, $p_0 = 11,73$ N és $s = 20$. Ezek segítségével $Z_{II} = 53$ és $Z_{III} = 1170 \cdot s$.

Tehát a harmadik felhang 11,2 N-el legyen a hasznos szint alatt.

3.2.3 120 csatornás rendszer

Az erősítő mező hossza mindössze 8 km, ezért $W_{II} = 4$ pW. A csatorna számra vonatkozó adatok pedig a következők. $N = 123$, $n = 63$, $M = 3$, végül $s = 25$ és $p_0 = -1,73$. Ezek felhasználásával $Z_{II} = 113$ és $Z_{III} = 4,6 \cdot 10^3 \cdot s$.

Tehát a harmadik felhang 11,8 N-el legyen a hasznos szint alatt

3.3 Torzítás mérés

Az eddigiek során kiszámított (zavaró szint) értékek mind a forgalmas órára megengedett zajteljesítményből voltak számíthatók. Tehát amikor az erősítő teljesen ki van használva, akkor is biztosítani kell ezeket az értékeket. Ez a megfontolás a bemérésre is útmutatást ad. A mérés során az erősítőket a túlterhelési szint közelében kell mérni. Mivel a túlterhelési szintnél 0,2 N az időközben fellépő változásokra van fenntartva, ezért $+1,5$ N csúcsheszűsültségű kimenő szintnél kell az erősítőket vizsgálni.

Különbségi frekvenciával történő vizsgálatnál a két frekvencia csúcsban érje el a túlterhelési szintet, ugyanis a torzítás a kivezérlési csúcstól függ. Tehát mindkét frekvencia $+0,8$ N csúcsheszűsültségű kimenettel jelenjen meg a mérés ideje alatt. Megadható azonban az ennek megfelelő effektív érték is, amelynek megfelelő szint a forgalmas órában terheli az erősítőt. Az így megadott terheléssel ráadjuk a két frekvenciát az erősítőre, ennek hatására megjelenő különbségi frekvencia szintjéből számítható az a_c érték, amelyre előírást tettünk. Erre a célra átírva a formulákat

$$a_{c2} = a_{\text{mért}} - 0,7 - 2 p_0$$

és

$$a_{c3} = a_{\text{mért}} - 1,1 - 3 p_0$$

ahol $a_{\text{mért}}$ a különbségi frekvencia mért szintje. Mivel műszereink általában effektív értékben

vannak kalibrálva $a_{\text{mért}}$ is úgy jelentkezik, és $p_{0\text{ eff}} = 0,5$ N értékű. Ezzel

$$a_{c2} = a_{\text{mért}} - 1,7 \text{ N}$$

és

$$a_{c3} = a_{\text{mért}} - 2,6 \text{ N}$$

Ezeket az értékeket az átvitt frekvencia sávban végig ellenőrizni kell.

4. Reflexiós csillapítás

A reflexiós csillapítást a CCITT nagytávolságú rendszereknél a következő képlet alapján számítják

$$a = 1,9 - \frac{1}{2} \ln \frac{f_{\text{max}}}{f} \text{ N}$$

vagyis a legfelső átvitt frekvencián a közelvégi áthallás 1,9 N-el csillapítva verődik vissza és okoz távolsági áthallást. Ugyanakkor a reflexiós csillapítás egyik frekvencián sem csökkenhet 1,4 N alá. Tehát a megkövetelt 8 N távolsági áthallás csillapítás biztosításához mindössze 6,6 N közelvégi áthallás csillapítást kell biztosítani.

Amennyiben az erősítő mezők számát növeljük, azonban a közelvégi áthallás kiegyenlítés követelményeit nem akarjuk megnehezíteni, akkor a reflexiós csillapítást kell megnövelni. Az eredeti előírás 18–30 km-es erősítő mezőkre vonatkozik. Tranzisztoros erősítő mezők hossza az átvitt csatorna számtól függ. Ez szabja meg n' értékét, amelyik megmutatja, hogy a referencia ármkörben hány-szorosra növekszik az erősítők száma a csöves esethez képest. Ennek alapján táblázatosan állítjuk össze a tranzisztoros erősítőkre vonatkozó reflexiós csillapítás követelményét.

erősítő Csat. mező szám	hossz	n'	$1/2 \ln n'$	A refl. csill. képlete	mini- mum
24	15 km	1,5	0,2	$2,1 - \frac{1}{2} \ln \frac{f_{\text{max}}}{f}$	1,6 N
60	12 km	2	0,35	$2,25 - \frac{1}{2} \ln \frac{f_{\text{max}}}{f}$	1,75 N
120	7,5 km	3	0,55	$2,45 - \frac{1}{2} \ln \frac{f_{\text{max}}}{f}$	1,95 N

Ezzel a szigorítással a kábel áthallás kiegyenlítésének változtatása nélkül tartható, a teljes referencia ármkörön, az áthallásból származó zaj értéke.

5. Áthallás szomszédos erősítők között

Az előzőekben a reflexiós csillapítás előírás megszigorítását az áthallásból származó zajok állandó értéken való tartása tette szükségessé. Teljesen hasonló módon $1/2 \ln n'$ értékkel kell szigorítani az egy erősítő állomáson vagy egy

föld alatt elhelyezett szerelési helyen lévő erősítők között megengedhető maximális áthallást. Az áthallás csillapítására eddig a CCITT minimum, 8,5 N-t követelt meg.

Az erősítők besűritésével ez $8,5 + 1/2 \ln n'$ értékre lenne növelendő. Figyelembe véve azonban, hogy az áthallások még a teljesítmény szerinti összegeződésnél is lassabban növekszenek a vonal mentén, az áthallás csillapítást 0,3 N-el növelt értékben 8,8 N-nek szabjuk meg.

A CCITT-ben már tanulmányozzák a tranzisztoros erősítők minőségi előírásainak kérését. Az erre vonatkozó javaslatokat már több ország megküldte. Ezek a javaslatok igen eltérőek és ellentmondóak. Azonban érdekes megfigyelni, hogy az azonos helyen elhelyezett erősítők között elérendő minimális áthallás csillapítás értékét egységesen 8,8 N értékben kívánják megszabni.

A tranzisztoros vívőfrekvenciás erősítők mindazon jellemzőit, melyek a csöves erősítőktől eltérhetnek a 2. táblázatban összeállítottuk.

2. táblázat

Jellemző	24 csatornás	60 csatornás	120 csatornás
Átvitt frekvencia sáv	12-108 kHz	12-252 kHz	12-552 kHz
Adó szint	— 1 N	— 1,3 N	— 1,5 N
Túlerhelési szint ..	+ 1,7 N	+ 1,7 N	+ 1,7 N
Erősítés	4,8 N	4,6 N	4 N
Zaj az ellenállás zaj felett	1,2 N	1,06 N	1,1 N
Áthidalható távolság (1,2 mm réz csillag papír szig.)	18 km	12 km	7,5 km
Torzítás csillapítás			
a_{f2}	9,5 N	8,9 N	9,1 N
a_{f3}	11,0 N	11,2 N	11,8 N
Reflexiós csillapítás a legfelső átvitt frekvencián	2,1 N	2,25 N	2,45 N
Minimális érték ..	1,6 N	1,75 N	1,95 N
Áthallás szomszédos erősítők között	8,8 N	8,8 N	8,8 N

I R O D A L O M

1. CCIF Red book Geneve 1958.
2. S. Janson — V. Stenging: Some Problems Concerning Noise in Wide-Band Carrier Systems. Ericsson Technics Vol 16. No 1. 1960. 3–41. oldal.
3. A CCITT 1 TB. 1957–60. évi dokumentjei.
4. Megyesi — Takács: Valószínűség számítás. Tan-
könyvkiadó 1957.
5. K. Spindler: Berechnung und Messung zur optimalen Dimensionierung rauscharmer Transistor-verstärker. NTZ. 1959. május 250–256. old.
6. A. E. Bachmann: Rauscharmer Transistor-verstärker mit hoher Eingangsimpedanz. A. E. Ü. 1958. jul. 331–334. old.
7. J. Schubert: Dimensionierung rauscharmer Eingangstufen von NF-Verstärkern mit Transistor OC 603. Frequenz 1958. szept. 285–293 és 330–331 old.
8. B. Schneider — O. Strutt: Über die Kennlinien und das Rauschen von Silicium p-n Dioden und Silicium Transistoren. A. E. Ü. 1958. okt. 429–440.
9. G. Mayer — Brötz, K. Felle: Die Dimensionierung von Transistor-Breitbandverstärkern. NTZ 1956. nov. 498–503.

Tranzisztoros vivőfrekvenciás erősítők tervezése

FARKAS VILMOS

a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja
Postakísérleti Intézet

„A szerző a tranzisztoros erősítők fejlesztésével kapcsolatos számos feladat közül néhány általános problémát vizsgál meg. Elsősorban a zaj és torzítás csökkentésének megoldását tárgyalja, valamint a bemenő és kimenő impedanciák tervezését és az erősítők stabilitását. Végezetül ismerteti az előzőek alapján méretezett erősítő gyakorlati kivitelét.”

Bevezetés

A tranzisztoros vivőfrekvenciás erősítőkkel foglalkozó előző cikkben* ismertettük azokat a főbb követelményeket, melyek eltérnek az elektroncsöves erősítőktől. Ezek alapján összeállítottuk az erősítő minőségi előírásait. Most ismertetjük, hogy milyen módon lehet a jelenleg kapható tranzisztorokkal a követelményeket kielégítő erősítőt tervezni. A tervezés során gondolni kell arra is, hogy az első részben felsorolt követelmények teljesítését megnehezíti a tranzisztorok hőfokra való érzékenysége és frekvenciafüggő viselkedése.

A tárgyalás során először a tervezési eljárással kapcsolatos munkát a különböző előírások szempontjaiból állítjuk össze, azután az erősítő méretezését tárgyaljuk, végül az erősítő kapcsolását ismertetjük.

1. A negatív visszacsatolás

Szigorú előírásokat kielégítő erősítő csak nagy negatív visszacsatolás alkalmazásával valósítható meg. A negatív visszacsatolás az erősítő összes jellemzőire kihatással van. A negatív visszacsatolás a következő pontokban felsorolt befolyást gyakorolja az erősítőre:

- Csökkenti az erősítést és az erősítés frekvencia függőségét.
- Csökkenti a nemlineáris torzítást.
- Csökkenti az erősítésnek a tranzisztorok állandóinak megváltozásából eredő ingadozásait.
- A bemenő- és kimenő impedanciák értékét erősen növeli, vagy csökkenti, vagy gyakorlatilag függetlenné teszi a tranzisztorok állandóitól, ezzel a frekvencia függőséget és időbeli ingadozását csökkenti.
- A zajszintet bizonyos körülmények között csökkenti.

A felsoroltak közül csak az erősítés csökkentése jelent hátrányt, az összes többi pont előnyös. Ezért vivőfrekvenciás erősítőknél mindig úgy járunk el, hogy az erősítést jóval az üzemi érték fölé méretezzük (3–4 N-el) és negatív visszacsatolással csökkentjük a kívánt értékre. Mennél többet lehet az erősítésen a negatív

visszacsatolással csökkenteni, annál kedvezőbben lehet az erősítő többi tulajdonságait befolyásolni. A negatív visszacsatolás növelésének határt szab az erősítő stabilitása.

Az átviteli sávon kívüli frekvencián az erősítés fázisa jelentősen elfordul, és ennek következtében különösen többfokozatú erősítőnél a visszacsatolt jel fázisa valamely sávon kívüli frekvencián megegyezhet a bemenő jel fázisával. Ha ennél a rendszerint távoli frekvenciánál az erősítő és visszacsatoló áramkör együttes erősítése (hurokerősítés) még nem csökken 1 alá, akkor a rendszer begerjed. Nyilvánvaló, hogy ha valamely előírt erősítést nagy negatív visszacsatolással biztosítjuk, akkor ez az eset könnyen előáll, mert itt nagy a visszacsatolás nélküli alaperősítés, és kicsi a visszacsatoló áramkör csillapítása. A begerjedést annál könnyebb megszüntetni, mennél távolabb van az alkalmazott tranzisztorok határfrekvenciája a legmagasabb hasznos frekvenciától.

Általában közelítő szabályként kimondható, hogy az erősítés ingadozása, vagy frekvenciára való eltérése a negatív visszacsatolás nélküli állapothoz képest annyi részre csökken, ahányad részre csökken az erősítés a visszacsatolás következtében.

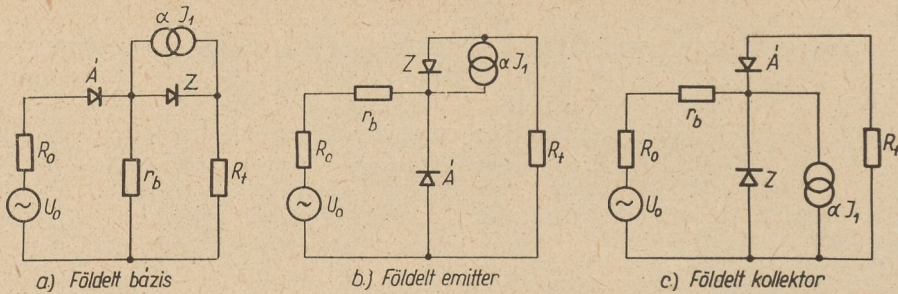
2. Nonlineáris torzítás csökkentés

A nonlineáris torzítások csökkenése nem szükségképpen arányos azzal az erősítés csökkenéssel, melyet a visszacsatolás okoz. Kimutatható, hogy a csökkenés csak akkor következik be, ha a torzítás valamely közbenső, vagy végfokozatnál keletkezik. A negatív visszacsatolás hatása akkor nagy, ha torzítás létrejöttének helye és a bemenet közötti rész erősítése nagy, csökken a negatív visszacsatolás hatása, ha torzítás keletkezésének helye úgy változik, hogy e pont és a kimenet közötti rész erősítése növekszik. Ebből a szempontból kedvező, hogy jól méretezett erősítőben számottevő torzítás főleg a végfokozatban keletkezik. Ez nyilvánvaló, mert a nagy kivezérlés miatt itt hanyagolható el legkevésbé a tranzisztor karakterisztikák görbesége.

A torzítások csökkentése nemcsak visszacsatolással lehetséges. Nagymértékben csökkenthető a nonlineáris torzítás a megfelelő illesztéssel, a tranzisztoroknál ugyanis a torzítás a tranzisztor mindkét oldali lezáró impedanciájától egyaránt függ. Ennek pontosabb vizsgálatához felrajzoljuk a nagy jelekre érvényes helyettesítő kapcsolást.

Ez a kapcsolat a három alap esetben a következő (1. ábra):

* Lajtha Gy.: Tranzisztoros vivőfrekvenciás közép-erősítők.



1. ábra

a) A földelt bázisú kapcsolásban a vezérlő áramkörben a torzítást az áteresztő irányban előfeszített dióda (A') okozza. Ha az U_0 generátor hatására létrejövő áramot teljesen a dióda szabja meg, akkor ennek karakterisztikáiból határozható meg a torzítás. Viszont, ha R_0 nagyobb mint A' , akkor az áram egyre inkább R_0 -tól függ, tehát a bemenő kör lineárizálódik. $R_0 = \infty$ esetben a bemenőkörü torzítás megszűnik. Ezt azonban csak megközelíteni lehet.

A kimenőkör akkor torzít, ha az erősítést jelképező generátor árama átfolyik a záróirányban előfeszített diódán. Ez megakadályozható R_t csökkentésével. Tehát ideális, áramforrásról táplált rövidzárra dolgozó tranzisztor torzítása igen kis értékű.

b) A földelt emitterű kapcsolásnál a bemenőkör torzítása teljesen megegyezik az előző esettel. A kimenőkör vizsgálata azonban bonyolultabb, itt extrém lezárás esetén sem csökkenthető nullára a felhangok értéke. Ha ugyanis $R_t = 0$ az áramot A' szabja meg, tehát egy áteresztő dióda karakterisztikái szerint alakul a torzítás. Az $R_t = \infty$ esetben viszont az erősítést jelképező áram generátor belső ellenállását jelentő záródiódán folyik át az áram. Tehát ismét dióda karakterisztikák jellemzik az áram és feszültség közötti kapcsolatot. A minimális torzítás akkor érhető el, ha $A' \ll R_t \ll Z$, de ebben az esetben is nagyobb a torzítás, mint a földelt bázisú kapcsolásnál.

Ebben a kapcsolásban bizonyos tranzisztoroknál a második felhangra kompenzálást lehet beállítani. Ez azonban igen kritikus, tehát csak óvatosan szabad alkalmazni.

c) A földelt kollektorú kapcsolásnál a kimenő kör látszólag megegyezik az előző esettel, tehát közvetlen ránézés szerint itt sem lehetne az R_t impedancia változtatásával tetszőlegesen csökkenteni a torzítást. A következő bekezdésben azonban még erre visszatérünk. A bemenőkör bár rajzban eltér az eddigiektől, mert az A' -val sorba van kötve R_t , de a torzítás csökkentés feltétel itt is az, hogy $R_0 + R_t \gg A'$.

A kimenőkör méretezésénél figyelembe vehetjük azonban, hogy $R_t \gg A'$, tehát R_0 tetszőlegesen kicsi lehet, akkor megtaláljuk a minimális torzítású elrendezést: legyen $R_0 = 0$, akkor az rövidre zárja Z diódát, tehát annak nemlineáris sajátosságai már nem okoznak jelentős

torzítást, így pedig már lehetőség van R_t növelésére, és az $R_t = \infty$ esetben az A' dióda karakterisztikái is linearizálhatók.

Ezek a megfontolások megmutatják, hogy milyen irányban kell változtatni az impedanciát, ha csökkenteni kívánjuk a torzítást.

A fentiekből az is következik, hogy a tranzisztorok minden kivezetésén különböző jel alakot találunk és ez további következtetésekre vezet. Tranzisztoros vívőerősítőkben, amikor igen csekély torzítást kell elérni, a visszacsatolandó jelet *nem lehet tetszőleges helyről leválasztani* (mint csöves erősítőknél, ahol pl. a katódáram arányos az anódárammal), hanem mindig olyan pontról, ahol a leválasztott jel a kimenővel pontosan arányos, tehát annak torzítását tartalmazza. Ez könnyen belátható, mert a tranzisztor minden elektródáján folyik áram és így a torzítás csökkentés is csak akkor tökéletes, ha nem marad különbségi torzítás. Kedvező például kimenőtranszformátoros erősítőknél, ha a feszültségvisszacsatolást a kimenőtranszformátor megfelelő tekercséről, az áramvisszacsatolást pedig ugyanezen transzformátorral sorbakapcsolt ellenállásról nyerjük.

Hasonló megfontolásokból adódik, hogy a visszavezetendő jelet olyan pontra kell az erősítő bemenetnél is vezetni, ahol a bemenő jellel együttesen és azonos mértékben lesz tovább erősítve.

3. A bemenő és kimenő impedanciák tervezése

A bemenő és kimenő impedanciákat a negatív visszacsatolás aszerint befolyásolja, hogy a visszacsatoló áramkör soros, párhuzamos, vagy vegyes típusú. A soros típus lényege az, hogy a visszacsatoló négyfókus a be- vagy kimenő kapcsokkal sorba van kapcsolva. Ilyen esetben az erősítő négyfókus be- vagy kimenő impedanciája megnő, mégpedig közelítőleg annyszorosára, ahányad részére az erősítés a visszacsatolás következtében csökken.

Éppen fordított a helyzet, ha a visszacsatoló négyfókus párhuzamosan kapcsoljuk az erősítő négyfókus megfelelő kapcsaira. Természetesen olyan eset is lehetséges, ahol a visszacsatoló áramkör az erősítő kimenetnél párhuzamos (soros), bemenetnél pedig soros (párhuzamos) kapcsolású. Célszerű a fentiek szerinti eseteket röviden soros-soros, párhuzamos-párhuzamos,

párhuzamos-soros (soros párhuzamos) kapcsolásoknak nevezni, ahol az első szó a bemenetre, a második a kimenetre vonatkozik. Ahol „soros” szó áll, ott az impedancia nő, ahol „párhuzamos” áll, ott csökken. Általában a soros-párhuzamos kapcsolásokat egyszerre is lehet alkalmazni (vegyes visszacsatolás), ezáltal az impedancia előírt erősítés mellett is gyakorlatilag tetszőlegesen beállítható.

Az impedanciák kiszámításához a 2. ábra szerinti általános kapcsolást használjuk fel. Itt az „A” feszültség erősítő négypólus (melynek üresjárási erősítése A_0) be- és kimenőkapcsait az Y_1 , β_1 , β , r , β_2 állandókkal jellemzett négypólusokon keresztül összekapcsoljuk. Az Y_1 és β_2 -vel jellemzett négypólusok az erősítővel paralel kapcsolódnak és az erősítő felől látható impedanciájuk igen nagy. A β_1 és r -rel jellemzett négypólusok az erősítőhöz sorosan kapcsolódnak és az erősítő felől látott impedanciájuk igen kicsi. Ezek a feltételek jól méretezett nagy erősítésű kapcsolásoknál a gyakorlatban fennállnak. Fontos ugyanis, hogy az erősítést ne a visszacsatoló négypólusok bemenő impedanciái befolyásolják, hanem a visszacsatolás. Más szavakkal ez azt jelenti, hogy a $\beta = 0$ esetben az 1–2 pontokról a 3–4 pontokra számított erősítés értéke közel „A” legyen.

Az impedanciák kiszámításához a Bode [2] által leírt módszert használjuk. Általában bármely két pont között az aktív impedanciát megkapjuk, ha az illető pontok közti Z_0 passzív impedanciát szorozzuk $F(o)$ és $F(\infty)$ függvények hányadosával. Vagyis

$$Z = Z_0 \frac{F(o)}{F(\infty)}$$

ahol Z_0 a vizsgált kapcsok közt mérhető impedancia, amikor az erősítést megszüntettük az impedanciák megváltoztatása nélkül.

$F(o) = 1 + T(o)$ ahol $T(o)$ jelenti az erősítőből és visszacsatoló négypólusokból álló, alkalmas ponton felvágott hurok átvitelét, amikor a szóban forgó kapcsok rövidre vannak zárva.

$F(\infty) = 1 + T(\infty)$, ahol $T(\infty)$ az előbbihez hasonló hurok átvitel, amikor a vizsgált kapcsokat üresen hagyjuk. A hurok felvágását

oly pontban kell elvégezni, ahol mindenfajta visszacsatolt jel keresztülfut.

A bemenő impedancia kiszámításához vágjuk fel az áramkört az erősítő bemenő kapcsainál. Adjunk a bemenetre U_{ro} feszültséget és vizsgáljuk meg, hogy a hurokátvitel folytán mekkora U_r érkezik vissza. Így T értékét megkapjuk, mint az $\frac{U_r}{U_{ro}}$ viszonyát. Az ábra alapján,

amikor az 1–2 rövidzárban van, $U_r = U_r'' = \beta_1 U = \beta_1 \beta \cdot (U_2'' + U_2') = \beta_1 \beta \left(\frac{r}{R_2} + \beta_2 \right) U_2$

Mivel $U_2 = AU_{ro}$, írható hogy

$$U_r = \beta_1 \beta \left(\frac{r}{R_2} + \beta_2 \right) AU_{ro}$$

$$F(o) = T(o) + 1 = \frac{U_r}{U_{ro}} + 1 = \beta_1 \beta \left(\frac{r}{R_2} + \beta_2 \right) A + 1$$

Amikor az 1–2 kapcsokat üresen hagyjuk,

$$U_r = I_4 R_{be} = I_3 R_{be} = Y_1 R_{be} U = Y_1 (U_2'' + U_2') \beta R_{be} = Y_1 \beta \left(\frac{r}{R_2} + \beta_2 \right) AU_{ro} R_{be}$$

melyből

$$F(\infty) = \frac{U_r}{U_{ro}} + 1 = Y_1 \beta \left(\frac{r}{R_2} + \beta_2 \right) \cdot A \cdot R_{be} + 1$$

Mivel $Z_0 = R_{be}$, a bemenő impedancia:

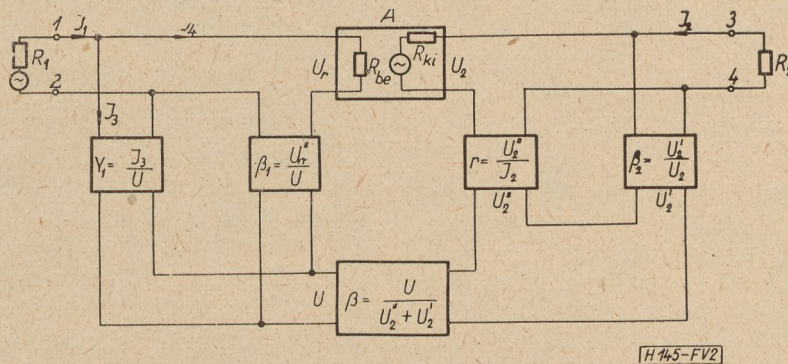
$$Z_{be} = Z_0 \frac{F(o)}{F(\infty)} = R_{be} \cdot \frac{1 + \beta_1 \left(\frac{r}{R_2} + \beta_2 \right) A \beta}{1 + Y_1 \beta \left(\frac{r}{R_2} + \beta_2 \right) A R_{be}}$$

Ha az erősítés és a visszacsatolás szorzata elegendő nagy, akkor

$Z_{be} \approx \frac{\beta_1}{Y_1}$, tehát a bemenő impedancia nem

függ az erősítő jellemzőitől, csak a bemeneti visszacsatoló négypólusok tulajdonságaitól.

Az előbb említett négypólusok közül egyiket elhagyva, egyszerű soros vagy párhuzamos típust kapunk.



[H 445-FV2]

2. ábra

Ha pl. a paralel négyfólyust hagyjuk el, $Y_1 = 0$, $F(\infty) = +1$ tehát

$$Z_{be} = Z_0 F(0) = R_{be} \left[\beta \beta_1 \left(\frac{r}{R_2} + \beta_2 \right) A + 1 \right]$$

$$Y_1 = 0$$

Nilvánvaló, hogy a visszacsatolások vagy az erősítés növelésével Z_{be} erősen növekedni fog. Fordított a helyzet, ha a soros négyfólyust hagyjuk el, vagyis $\beta_1 = 0$. Ilyenkor $F(0) = 1$

$$Z_{be} = \frac{R_{be}}{1 + Y_1 \beta \left(\frac{r}{R_2} + \beta_2 \right) A R_{be}}$$

$$\beta_1 = 0$$

tehát a bemenő impedancia lecsökken.

A kimenő impedanciát is hasonló eljárással meghatározhatjuk. Most az A_0 üresjárási erősítést használjuk, mivel rövidrezárt kimenőkapcsok esetén az A értéke 0 lenne.

Azt kapjuk, hogy

$$\frac{F(0)}{F(\infty)} = \frac{1 + R_{be} \frac{\beta A_0 r}{R_{ki}} \cdot \frac{Y_1 R_1 + \beta_1}{R_{be} + R_1}}{1 + R_{be} \beta A_0 \beta_2 \frac{Y_1 R_1 + \beta_1}{R_{be} + R_1}}$$

Ha most a visszacsatolás elegendő nagy, akkor

$$\frac{F(0)}{F(\infty)} \approx \frac{r}{R_{ki} \beta_2}$$

melyből a kimenő impedancia értéke (Z_{ki}):

$$Z_{ki} = \frac{r}{\beta_2}$$

Z_{ki} csak a kimeneti négyfólyusok állandóitól függ. Mind a bemenő, mind a kimenő impedanciák értéke gyakorlatilag változatlan marad akkor is, ha a rendszer erősítését a β értékének változtatásával növeljük, vagy csökkentjük.

A visszacsatolás utáni erősítés értéke az

$$\frac{U_2}{E_0} = \frac{A}{1 + \frac{R_1}{R_{be}} + A \beta \left(\frac{r}{R_2} + \beta_2 \right) \cdot (R_1 Y_1 + \beta_1)}$$

képlettel számolható.

Ha a visszacsatolás elegendő nagy, akkor fenti kifejezés egyszerűsíthető:

$$\frac{U_2}{E_0} \approx \frac{1}{\beta \left(\frac{r}{R_2} + \beta_2 \right) \cdot (R_1 Y_1 + \beta_1)}$$

Látható, hogy az erősítés értékét utóbbi esetben az erősítő tulajdonságai nem befolyásolják, ezért igen stabil erősítőt készíthetünk. Az erősítés a β jellemzővel arányosan változtatható, mely tény a β -val jellemzett négyfólyus létezését számos esetben indokolja.

Az erősítés frekvenciafüggő változtatását célszerű a negatív visszacsatolás nagyságának

változtatásával végezni, mert ilyenkor a jel/zaj viszony javulni fog. Vigyázni kell azonban arra, hogy az erősítő be- és kimenő impedanciája ne változzék az erősítéssel. Kellő nagy visszacsatolás esetén az említett változás is elegendő kicsi lesz. Megjegyzendő, hogy kis negatív visszacsatolásnál is lehet állandó impedanciát biztosítani, ha a soros és paralel visszacsatolások nagysága megegyezik, mert ekkor az impedancia nem függ a visszacsatolás nagyságától.

4. Zajcsökkentés

A zajszintet előírt erősítés esetén a negatív visszacsatolás — hasonlóan a nonlinearis torzításhoz — akkor csökkenti, ha a zajforrás előtt még erősítés van. Az erősítőben ezért igen lényeges az, hogy az első erősítőfokozat mennél kisebb zajt termeljen. A zajcsökkentésnél elsősorban megfelelő zajszegény tranzisztortípus kiválasztása jöhet szóba, de kedvezően befolyásolható a zajszint a kollektoráram és a tranzisztort terhelő ellenállásértékek helyes megválasztásával is.

A másik megoldás a jel/zaj viszony javításához a jelszint megemlése. A tervezés során ezt a megoldást alkalmaztuk. A zajszint csökkentésére vonatkozó irodalomból ismert eljárások ugyanis nem adtak kielégítő eredményt. Bár a munkapont beállításával lehetséges volt bizonyos határokon belül csökkenteni a tranzisztor zaját, de ezt korlátozta, hogy ezzel együtt csökkent az erősítés is. A megfelelő generátor impedanciákra vonatkozó szabályok alkalmazását is elvetettük, mert ez a jel/zaj szintet nem növelte olyan mértékben, mintha a jelszintet növeltük, bár ehhez igen nagy generátor impedancia tartozott. Végül a tranzisztorok szórása is nehezítette, hogy egy sorozatban gyártható erősítőnél optimális zajra álljunk be. Tehát a jel/zaj viszony növelését az első tranzisztor bemenetén a jelszint emelésével érjük el. Ez természetesen maga után vonja az erősítő bemenő kapcsolatairól vonatkoztatott zajszint csökkenését. A jelszint lényeges emelése bemenő transzformátorral lehetséges, ha a bemeneten soros visszacsatolást alkalmazunk, mivel ilyen esetben a bemenő impedancia jelentősen megnő és így nagy áttételt lehet alkalmazni. A transzformátorral tehát a zajforrás elé erősítést vihetünk be, ezért a jel/zaj viszony javul.

5. Munkapontok stabilizálása

Tranzisztor kapcsolásoknál lényeges szerepet játszik a munkapontok hőfokváltozások okozta elcsúszása, ami az alábbi következményekkel jár:

1. A tranzisztorok paraméterei módosulnak (pl. erősítés, impedanciák).
2. Az áram eltolódása növeli a torzítási tényezőt.
3. A maximális teljesítményt csökkenti.

4. A tranzisztor épségét veszélyezteti.

A hőfokingadozások a tranzisztorok állapotára hatással vannak és a hőfokfüggést a gyártó cégek megadják. Ha a kollektoráramot változatlanul tartjuk, akkor ezek a változások nem jelentősek egy erősen visszacsatolt erősítőben, a szokásos hőmérséklet-ingadozásoknál. Ha azonban a munkapont is eltolódik, akkor észrevehető romlás fog jelentkezni a visszacsatolás nélküli erősítés csökkenése miatt. Ennek hatása elsősorban a torzításnövekedésben jelentkezik. A munkapont elcsúszása különösen a második harmonikusra nézve veszélyes, még kis amplitúdóknál is. Megjegyezzük, hogy vivőerősítőknél a kis torzítás elérése céljából csak „A” osztályú munkapont-beállítás jöhet szóba. A maximális teljesítményt helyesen méretezett erősítőnél a végfokozat határozza meg. A mérések szerint túlvezérlés még éppen nem lép fel, ha a kimenőteljesítmény a disszipációs teljesítmény 0,4-szerese. Természetesen a kimenő transzformátor vesztesége ezt az értéket csökkenti. A disszipációs teljesítmény legnagyobb értékét a gyártó cégek megadják. Általában nagyobb frekvenciahatárú tranzisztoroknál ez kisebb. Emiatt vivőerősítőknél a tranzisztort a legnagyobb teljesítményre vesszük igénybe. Ilyenkor igen lényeges az, hogy a megadott munkapont ne vándoroljon el.

A munkapont stabilizálását elvben legegyszerűbben úgy végezzük, hogy a tranzisztort tápláló teleppel egy ellenállást sorbakapcsolunk. (Váltakozóáramú kondenzátorral rövidre zárjuk.) Ennek a módszernek nagy hátránya, hogy jelentős teljesítményvesztést okoz. Lényegesen jobb megoldás, ha egy erősítő fokozaton belül egyenáramú visszacsatolást létesítünk. Emitter kapcsolásnál a szokásos emitter ellenállásról, vagy a munkaellenállásról vett előfeszültség negatív visszacsatolást hoz létre egyenáramra is, ami a kapcsolást nagymértékben linearizálja. Megjegyzendő, hogy kimenő transzformátoros végfokozatnál gazdaságosan csak az emitter ellenállás alkalmazható. Az egyenáramú visszacsatolás továbbfejleszthető. Például, ha többfokozatú erősítőt úgy képezzük ki, hogy az egyenáramot is erősítse, akkor lehetőség nyílik arra, hogy az erősítő kimenetről a bemenetre egyenáramú visszacsatolást létesítsünk. Ilyenkor igen jó munkapont-stabilizáció érhető el, kis telepfeszültség-vesztések mellett. További előnyt jelent az, hogy a csatoló kondenzátorok elhagyhatók és ezzel a kisfrekvenciákon egyébként jelentkező instabilitási probléma megszűnik. A káros, föld felé mutató szórt kapacitások — melyeket a csatoló kondenzátorok okoznak — szintén elmaradnak, ezért a nagy frekvenciás stabilitás is javulni fog.

6. A végfokozat tervezési szempontjai

Az előzőekben a méretezés alapelveit a különböző minőségi jellemzők szempontjából állí-

tottuk össze. Most a kapcsolás tervezésének alapelveit ismertetjük. Ezek közül a végfokozat okozta a legtöbb problémát.

Először a tranzisztor kapcsolást kell meghatározni.

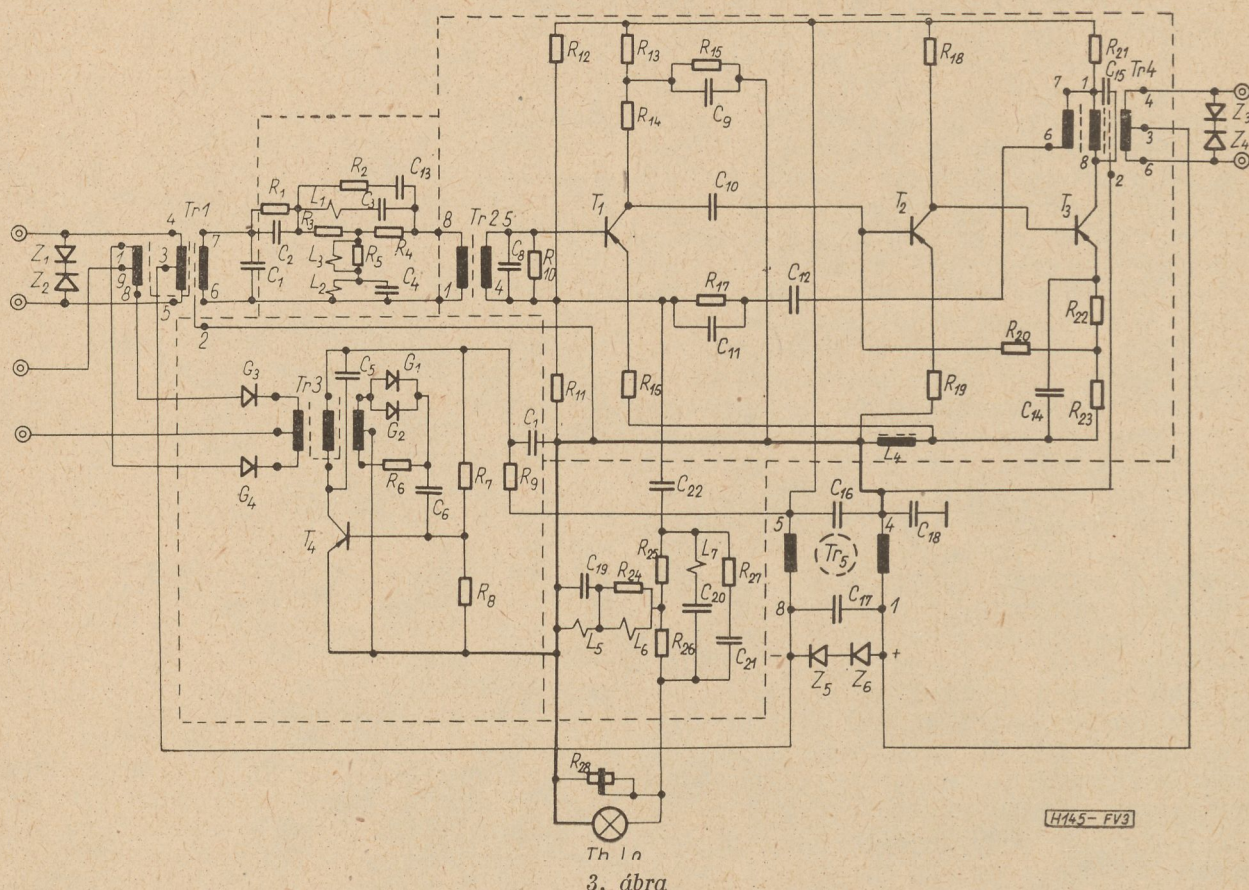
A három lehetséges kapcsolás közül a földelt bázisúnak előnye, hogy viszonylag magas frekvenciákig kihasználható a tranzisztor. Nagy hátránya viszont, hogy a kapcsolás bemenő impedanciája kicsi, ezért az előző földelt emitterű v. bázisú nagy kimenő impedanciájú fokozat feszültség erősítését nagyon lerontja. Ha az előző fokozat kis kimenő impedanciájú (100 ohm), ami földelt kollektorú kapcsolással valósítható meg, akkor az erősítéscsökkenés ugyan nem lép fel, viszont az ilyen kapcsolás erősítése már eleve egynél kisebb. Illesztő transzformátorral az erősítés földelt bázisú kapcsolásnál kedvezően befolyásolható, azonban ez is hátrányos, mert a transzformátor okozta elkerülhetetlen fázisforgatás a gyakorlatban legtöbbször átviteli sáv feletti begerjedést okoz, melynek megszüntetése csak költséges új alkatrés felhasználásával sikerül. Megjegyzendő továbbá, hogy ha földelt kollektorú meghajtó fokozatot alkalmazunk, földelt kollektorú meghajtó fokozat bemenő impedanciája a végfokozat kis bemenő impedanciájának hatására nagymértékben lecsökken, tehát az erősítésnyereséget csökkenti. Földelt bázisú kapcsolás fázist nem fordít, ezért a negatív visszacsatolás szempontjából 3 fokozatú erősítőnél csak földelt kollektorú megoldás jöhet szóba meghajtó fokozatként, de ilyenkor az erősítés nem elegendő.

Földelt kollektorú végfokozat-feszültség erősítése praktikusán egy, a bemenet és a kimenő transzformátor primer tekercse között. Mivel a gyakorlatban legtöbbször a transzformátor szekunder menetszáma a primernél kisebb, az erősítés is egynél kevesebb. A szükséges előfokozatok száma így legalább kettő, mégpedig nagy erősítésű földelt bázisú kapcsolásban. Ebben az esetben viszont a negatív visszacsatolás fázisa nem megfelelő, tehát földelt kollektorú végfokozat nem használható.

Földelt emitterű végfokozat esetén az erősítés legnagyobb, a meghajtó fokozatot túlságosan nem terheli. A fázisfordítás három emitter fokozat esetén megfelel a negatív visszacsatolás előzőekben már tárgyalt követelményeinek. Előnyös tulajdonsága miatt ezt a kapcsolást használjuk, mivel ma már elegendő magas határfrekvenciájú tranzisztorokat készítenek, tehát a földelt emitterű kapcsolás csökkent határfrekvenciája nem okoz gondot.

7. Egy megvalósított erősítő ismertetése

Az előbbieken felsorolt elvek alapján kidolgoztunk egy erősítőt (l. 3. ábra). Ebben három földelt emitterű fokozatot alkalmaztunk. Az első fokozat bemenő transzformátorával sorbakapcsolva vezetjük vissza a kimenetről nyert feszültséget, miáltal a bemenő impedancia erősen megnő. Az első fokozat munkapontja úgy



3. ábra

van beállítva az R_{11} és R_{12} ellenállásokkal, hogy minimális zajt adjon. Erről a fokozatról kondenzátoron keresztül (C_{10}) csatolunk a második fokozatra. A második és harmadik (vég) fokozat között galvanikus csatolás van. A második fokozat előfeszültségét a 3. fokozat emitter ellenállásáról (R_{23}) vesszük. Ezáltal egyenáramra is biztosítottunk negatív visszacsatolást, amely a munkapont stabilizálását végzi. (Az első fokozat bevonása az egyenáramú visszacsatolásba már nehézséget jelentene a tápfeszültségek miatt.) Az emitter ellenállást váltóáramúlag C_{14} kondenzátor söntheti.

Az első fokozat emitter ellenállása (R_{16}) munkapont stabilizálására való. A második fokozat emitter ellenállása (R_{19}) az erősítő stabilitását növeli. Célszerű ugyanis minden fokozatnak egyedi visszacsatolást biztosítani. Ez a tranzisztorok fázisforgását csökkenti abban a tartományban, ahol a tranzisztor erősítés még elegendően nagy és ezért az egyedi visszacsatolásra vonatkozóan fennáll a $\mu\beta > 1$ összefüggés. Ha csökkentettük a fázis forgatást, akkor a teljes hurok visszacsatolás sem fog 180° -ot forogni abban a tartományban, ahol az erősítés nagyobb, mint egy. Így ezek az elemek biztosítják, hogy az erősítő feltétel nélkül stabil legyen. Ugyancsak az áramkör hurokátviteli karakterisztikájának feltétel nélkül stabil kialakítását célozza a C_{11} -es kondenzátor és az L_4 tekercs alkalmazása.

A közös áramellátásról működő erősítők áthalláscsillapításának csökkentése is megoldandó. Erre vonatkozólag is szigorú előírásokat kell kielégíteni. Ebből a célból építettük be az első fokozat R_{13} , R_{15} és C_{19} elemeit, amelyek a kollektorkör szűrését végzik és ezáltal növelik az egyes erősítők közti áthalláscsillapítást. Ugyancsak az erősítők közti csatolás megszüntetésére alkalmaztuk a $Tr5$ és C_{17} elemekből álló LC szűrőt.

A visszacsatolás a végfokozatnál soros-parallel jellegű, tehát a kimenő impedanciát nagymértékben állandóvá teszi. Az R_{21} soros ellenállás és a $Tr4$ kimenő transzformátor visszacsatoló tekercsének feszültségei összeadódnak és az eredő feszültség az R_{17} és R_{11} osztón keresztül kerül a $Tr2$ bemenő transzformátoron keresztül az első fokozat (T_1) bázisára vissza, soros jellegűként.

A $Tr1$ vonaltranszformátor után következő áthidalt „T” típusú kiegyenlítő a kábel frekvenciafüggő csillapítását egyenlíti ki.

Hibák behatárolásához a T_4 tranzisztor segítségével átviteli sáv feletti frekvenciát állítunk elő, oszcillátor kapcsolásban. A $Tr3$ kimenő transzformátoron megjelenő szinuszos frekvenciát a G_3 , G_4 diódákön át vezetjük a $Tr1$ vonaltranszformátorra. Az említett diódák normális üzemben úgy vannak polarizálva, hogy ellenállásuk nagyon megnő, tehát a vizsgáló frekvencia nem kerül a vonalra. Külön erre a célra szolgáló érpáron a polarizáció megfordításával

Összefoglaló táblázat az erősítő főbb jellemzőiről

Jellemző	Előírás	Mért érték
Átvitt frekvenciasáv	12—252 kHz	12—252 kHz
Adószint	—1,3 N	—1,3 N
Túlerhelési szint	+1,7 N	+1,7 N
Túlerhelési szint változása a tápfeszültség és hőfok függvényében	—	1,7—1,95 N
Megengedhető max. termikus zaj a bemenetre vonatkoztatva az ellenállás-zaj felett	1,0 N	1,1 N
Az erősítés névleges értéke	4,6 N	4,6 N
Elérhető max. erősítés	5 N	5 N
Az erősítés visszacsatolása csökkenthető a következő értékig	—	4 N
Erősítésváltozás a tápfeszültség és a hőfok függvényében	± 2 cN	± 1 cN
Nonlineáris torzításcsillapítás		
a_{k2}	9,5 N	9,7 N
a_{k3}	10,7 N	12,5 N
Névleges impedancia	170 ohm	170 ohm
Reflexiócsillapítás min. értéke a névlegeshez képest	1,75 N	2,5 N
Reflexiócsillapítás a legnagyobb átvitt frekvencián	2,2 N	3 N
Tápfeszültség	—	18 V $\pm 10\%$
Távtáplálás határfoka	—	70 %
Tápáram erősítőnként	—	15 mA
A távtáplálás módja	—	konstans áramú (2—2 erősítő párhuzamosan és ezek sorban)
Áthalláscsillapítás (két erősítő laboratóriumi elrendezésben)		nagyobb mint 12 N

lehet észlelni, hogy a vizsgáló hullámot az erősítő és az utána jövő vonalszakasz átveszi-e.

Az erősítő káros feszültségek elleni védelmének célját a $Z_1 \dots Z_6$ „Zener” diódák szolgálják, melyek csak káros feszültség hatására válnak vezetővé, sőtőlve ezzel a megfelelő kapcsolatokat.

Ezeket összevetve az előzőekben ismertetett minőségi követelményekkel láthatjuk, hogy az így méretezett tranzisztoros vivőfrekvenciás erősítő alkalmas jó minőségű vivőfrekvenciás áramkörök létesítésére.

IRODALOM

1. CCIF Red Book Geneve 1958.
2. H. W. Bode: Network Analysis and Feedback Amplifier Design. D. Van Nostrand Co. 1950.
3. S. Janson & V. Stenging: Some Problems Concerning Noise in Wide-Band Carrier Systems. Ericsson Technics Vol 16. No 1960. 3—41. old.

4. K. Spindler: Berechnungen und Messungen zur optimalen Dimensionierung rauscharmer Transistorverstärker. NTZ 1959. Heft 5. S 250.

5. H. Hönicke: Verzerrungsuntersuchungen am Niederfrequenz — Flächentransistor, Nachrichtentechnik, 1960. Heft 4. 5. 6.

6. R. Dallemagne et P. Caniquit: Amplificateur a transistors a contre-réaction. Cables & Transmission 1959. okt. No 4. 230. old.

7. Применимость полупроводников в технике проводной Связи. Техника связи 1957.

8. E. R. Hauri: Transistorverstärker mit Gegenkopplung. Technische Mitteilungen PTT. No 6 1960. S. 185.

9. Lajtha György: Új vivőfrekvenciás távkábel-erősítési rendszer tranzisztoros erősítővel. PKI. közl. 1959. I. 2—8. old.

10. Farkas Vilmos: Tranzisztorok felhasználása az átviteltechnikában. PKI. közl. 1959. I. 18—24. old.

11. W. Benz: Die Möglichkeit der Innenwiderstandseinstellung und die Änderung der Verstärkung bei Verstärkern mit Kombinierten Strom- und Spannungsgegenkopplung. FTZ 1954. VII. S. 362—370.

12. A CCITT ITB. 1957—1960. évi dokumentjai.

E G Y E S Ü L E T I H Í R E K

Legutóbbi számunkban (XII. évf. 1961. 6. szám 248.) ismertettük a múlt év októberében egyesületünk által a Technika Házában rendezett Híradástechnikai Konstruktív Kiállításon díjakat nyert konstruktőrök nevét.

Az alábbiakban felsoroljuk azokat a konstruktőröket, akiket az Egyesület Bíráló Bizottsága korszerű konstrukcióikért elismerő oklevélben részesített.

A Beloiannisz Híradástechnikai Gyárból: Molnár Ferenc — Szalai Ödön; az Átviteltechnikai Gyáregység és az Átviteltechnikai Gyártmányfejlesztés.

A Telefongyárból: Csala László — Gulyás Gyula; Tábor Mihály — Szőke József; Varga Mihály — Rácz Ottó, két különböző konstrukcióért; Papp György; Rudnai Gyula — Gulyás Gyula; Balogh László; Grosich Gusztáv — Rajka Imre — Németh Ferenc — Hetesi László; a Telefongyár.

Az ORION Rádió- és Villamossági Gyárból: Lun Károly — Papp László — Vereczkey László — Nagy Ervin — Szabó Géza; Kecskés Ferenc — Reich Gábor — Vincze György; Farkas György; ORION Műszer osztály.

A Mechanikai Laboratóriumból: Császár Tibor — Popovics Ferenc; Nyári László — Zoltvai Ervin — Sárközi Sándor; Győző József — Antolik Károly — Horváth László — Löllmannstöns Imre.

A Távközlési Kutató Intézetből: Az Intézet Műszercsoportja.

A Híradástechnikai Ipari Kutató Intézetből: dr. Katona János — Gyalog Pál; Nádas Tibor.

A Budapesti Rádiótechnikai Gyárból: Németh Mihály; Székely László.

Az MTA Számítástechnikai Központjából: Bóka András — Ladányi József.

Az Elektromechanikai Vállalattól: Vámosi Ákos; Kincses Béla — Rákosi Béla — Torma János; Tófalvi Gyula — Ecseri Antal — Botka György; Farkas Róbert.

Az elektroakusztikai Gyárból: Tornyi Lajos — Szentesi Sándor.

A GAMMA Optikai Művekből: Németh Ferenc.

A Villamossági Televízió és Rádiókészülékek Gyárából: Huszty Dénes — Antal László — Gaál Dezső

— Kolos Sándor — Pesti Imre — Bödő Zoltán; Salla István — Novák Miklós — Iván Gyula.

Egyesült Izzólámpa és Villamossági RT-ből: Porubszky Jenő — Ágoston József; Balázs János — Gaál János; Várkonyi László és munkacsoportja; László Zoltán; Kerekes Béla — Laszip Sándor.

A Magyar Adócsőgyárból: Pécs László — Géczy József; az Adófejlesztési osztály.

A REMIX Rádiótechnikai Vállalattól: Ring István

A Finommechanikai Vállalattól: A szerszámszerkesztő csoport; a Technológiai csoport.

A Bíráló Bizottság

a Telefongyárat,

az ORION Rádió és Villamossági Vállalatot,

a Beloiannisz Híradástechnikai Gyárat,

a Villamossági, Televízió és Rádiókészülékek Gyárat

a konstrukció kiállítás rendezésével kapcsolatos lelkes és eredményes részvételükért ugyancsak elismerő oklevélben részesítette.

Üzemi csoportok alakulása

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület elnöksége határozatot hozott az üzemekben folytatandó egyesületi társadalmi munka megindításáról. Az első üzem, ahol az egyesületi csoport megalakult, a Telefongyár. A csoport megalakítását a pártbizottság, valamint a szakszervezeti bizottság és Voczelka Ferenc főmérnök segítségével Tichelka Ferenc kartárs irányítja.

Az 1960. évi Puskás Tivadar-díj kiosztása

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Elnöksége kiosztotta 1960. évre a kiemelkedő műszaki-tudományos eredmények és az egyesületi társadalmi munka elismerésére alapított Puskás Tivadar-díjat.

Puskás Tivadar-díjban részesültek: *Istvánffy Edvin*, a műszaki tudományok doktora, műszaki egyetemi tanár — a mágneses anyagok kutatásában és a mikrohullámú technikában elért eredményeiért, *Molnár Pál* mérnök — a koordináta rendszerű telefonközpont tervezéséért, valamint *Fried Henrik* mérnök — a félvezető gyártás hazai megindításáért.

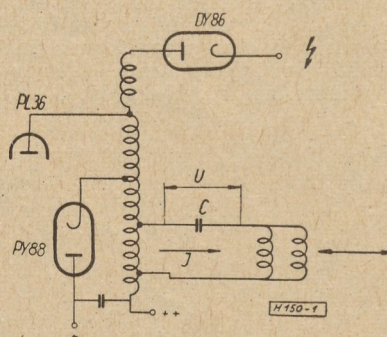
I P A R Á G I H Í R E K

TV soreltérítő—kondenzátor

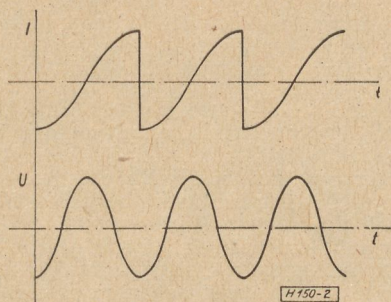
Tip. NCP — 672

A Remix Rádiótechnikai Vállalat kifejlesztette a 110°-os eltérítésű televízió vevőkészülékhez szükséges linearitás korrigáló kondenzátor családot. A kondenzátorok a vevőkészülékekben a soreltérítő tekercsekkel sorbakapcsolódnak és az eltérítő áram kezdeti, illetve végső szakaszát közel parabolikusra torzítják, kompenzálva ezzel a képernyő szélein fellépő sorirányú torzulást. Ezen kondenzátorok igénybevétele messzemenően különbözik a korábbiaktól. Az AT 611-es készüléken, az 1. ábra szerinti kapcsolásban a következő áram és feszültség mérhető: Az áram maximális értéke csúcs-tól-csúcsig $I_{cc} = 2,1$ A, a feszültség csúcs-tól-csúcsig $U_{cc} = 38$ V. (2. ábra). A kondenzátor

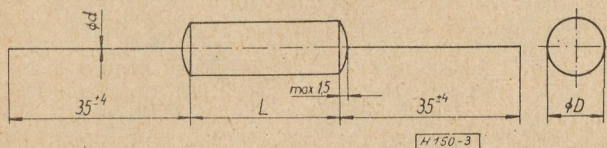
kapacitása $C = 470$ nF. A kondenzátor kapcsain mért feszültség időbeli lefutása közel szinuszos.



1. ábra



2. ábra



3. ábra

Ez utóbbi tényből kiindulva kvalitatív számítás lehet végezni a kondenzátor terhelésére vonatkozóan. Ha

$$U_{\text{eff}} = 13,5 \text{ V},$$

$$C = 470 \text{ nF},$$

$$f = 15625 \text{ Hz},$$

$$\omega \approx 10^5/\text{sec},$$

a meddő teljesítmény:

$$P_m = U_{\text{eff}}^2 \omega C = 182 \cdot 10^5 \cdot 0,47 \cdot 10^{-6} \approx 9 \text{ VAR}$$

A veszteségi teljesítmény ($\text{tg } \delta = 100 \cdot 10^{-4}$) ezek szerint 0,1 W-ra tehető.

Figyelembe kell azonban venni, hogy a felhasználó specifikációja a 100 nF — 470 nF kapacitás tartományra terjedt ki és azonos nagyságú korrigálandó áramot ($I_{cc} = 2,5 \text{ A}$) írt elő. Ez következik a sorvégfokozat tulajdonságaiból (áramgenerátor). A követelmény tehát azt jelenti, hogy a kisebb kapacitású kondenzátorok igénybevétele a fentebb számítottak többszöröse lehet, és az 1. táblázatban foglaltak szerint alakul.

Hangsúlyozni kell a számítás kvalitatív jellegét, amely azonban a valóságos viszonyokat igen jól megközelíti és a Fourier-analízissel kapott eredményekkel $\pm 20\%$ -on belül egyezik.

A feladat tehát a következő volt: Olyan alacsony veszteségű, lehetőség szerint magas hőállóságú dielektrikumból felépíteni a kondenzátort, amely a TV vevőben előforduló ($+ 60^\circ\text{C}$)

1. táblázat

$C \text{ nF}$	$I_{cc} = \text{konst}$	$x_c \Omega$	U_{cc}	U_{eff}	P_m^{VAR}	$P_{\text{veszt}}^{\text{W}}$
100	2,5	100	250	89	80	0,8
150	2,5	66	165	59	53	0,53
220	2,5	40	100	36	43	0,43
330	2,5	30	75	27	25	0,25
470	2,5	20	50	18	15	0,15

magasabb hőmérsékleten is megtartja hőegyensúlyát, fémszerelvényei alkalmasak az említett 2,5 A csúcsáram ($I_{\text{eff}} \approx 0,9 \text{ A}$) vezetésére. Figyelembe véve a hazai lehetőségeket, erre a célra az epoxigyantás papírkondenzátor konstrukció bizonyult a legmegfelelőbbnek. A kondenzátor fegyverzeteinek és kivezetéseinek elrendezése olyan, hogy a csatlakozó felületeknél, adott áram mellett nem lép felmelegedés.

2. táblázat

Kapacitás μF	Névleges feszültség	Méretek:		
		$L+2$	$\varnothing D \text{ max.}$	$\varnothing d$
0,1	160 V—	40	10,—	0,8
0,15			11,5	
0,22			12,5	
0,33			15,—	
0,47			17,—	

A kondenzátor család főbb műszaki jellemzői:

Kapacitás sor: 2. táblázat és 3. ábra szerint

Kapacitástűrés: $\pm 20\%$ és $\pm 10\%$

Névleges feszültség: 160 V

Vizsgálati feszültség: 320 V

Megengedett legnagyobb impulzusáram 16 kHz frekvencián 10 μs homlokidejű fűrészáramra vonatkoztatva csúcsról csúcsig max. 3 A.

Veszteségtényező 1 kHz frekvencián: max $200 \cdot 10^{-4}$

Szigetelési ellenállás: 300 nF alatti kapacitásoknál 6000 M Ω

330 nF és e felett 2000 M Ω

Üzemi hőmérséklet: $-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$

Védettségi fokozat: 656

SZEMLE

Összeállította: HARGITAI ENDRE

A leningrádi Távközlési Kutató Intézetben P. V. Smakov vezetésével dolgoznak a színes televízió — *stereocolor* — rendszeres megoldásán. Az eredményekről V. Dzshakonija számolt be a Radio című folyóiratban. Tisztázták a színek és a képmélység-hatás összefüggéseit az alkalmazandó sáv szélességgel.

A *stereocolor* TV felvételi technikája lényegében azonos az egysíkú színes TV-jével, azonban két eltolt optikai tengelyű kamera dolgozik. Így a két pontból felvett képpár egyidejűleg két csatornán vagy egymás után egy csatornán kerül továbbításra. A vétel azonos az egysíkú TV-nél használttal.

Az adórésznél a letapogató sugár módszerét alkalmazzák, azonban a képpár egyidejű továbbítása nem oldható meg. Az egyes képek vagy képelemek egymás utáni továbbítása a letapogató sugaras rendszerben megoldható, a három alapszínnek megfelelő jelsorozat egymás utáni továbbításával együtt. Ezt az elvet alkalmazták. Számos megoldást dolgoztak ki a két letapogató cső periodikusan váltott rendszerű üzemére. A két cső például a sorsfrekvenciával szinkronizálható, vagyis soronként az egyik, illetve a másik felvétel cső működik. Ez természetesen azt eredményezi, hogy az egyik kép sorainak száma a fele lenne az egysíkú közvetítésnél használnak. A jobb és bal szemnek megfelelő képek azonban a szemben úgy egyesülnek — térhatásúan —, hogy az egyes képek sormennyiségének felére csökkenése nem zavar. A másik kép sorai ugyanis éppen az előző kép hiányzó sorainak helyén vannak. A képváltás (jobb és bal) szinkronizálható a hálózati frekvenciával is, de ez esetleg interferenciás pislogást okozhat.

Letapogató csőként a 18LK82h típusúakat használták. Ezeket egymástól 180 mm távolságra helyezték el. A szemtávolság közepesen 65 mm s így a közel háromszor nagyobb bázistávolság túlzott távlat-hatást okoz főleg a közeli tárgyak felvételénél. Konstruktív okokból azonban az optikai tengelyeknek kisebb távolságra történő elrendezése nem sikerült.

A kísérleti kamera keresőjében a kép szintén színesen és térhatásúan jelenik meg. A két objektív, végtelen állás mellett párhuzamos, optikai tengelyek egymáshoz képest 10° -kal változtatni lehet a közeli tárgyak jobb felvétele céljából.

A tárgyakról reflektált fényt fotoszorosozó csőrendszer alakítja át szín szerint válogatott jelekké. Ezeket a jeleket video mixer áramkörön át vezetik, de a letapogató cső nyílászorítását is korrigálják. A video előerősítők a jelszintet 1 W-ra emelik és egyidejűleg korrigálják a letapogató cső mozaik ernyőjének káros utánvilágítását is. Az előerősítés után színkorrektor következik, amely a három szín eljárás helyes alapszíneit javítja a képjeleket. Ezután

gammakorrektor következik, amely a kép kontrasztot állítja a megfelelő értékre.

Vételemellenőrzésre két 53LK4Ts csövet használnak természetesen két csatornával. A vevőkészülékben az egyetlen képcső a szokásos színes csövektől eltérő. A jobb- és baloldali képek félgátlátszó tükrökön keletkeznek. A képek szétválasztása két polarizáló lemezzel történik, amelyek a képernyő előtt vannak elhelyezve. Ezeknek polarizációs síkja egymásra merőleges. A három dimenziós, térhatású kép polarizációs szűrőkön át szemlélve jön létre.

A rendszer 6,5 MHz-es sávban működik. Mivel a képet a tárgynak fénysugárral történő letapogatásával nyerik, más fényt távol kell tartani. A stúdiót különleges pulzáló fényforrásokkal világítják meg a letapogató csövek üzemszünetében. Külön impulzusokkal blankolják egyidejűleg a fotoelektronsokszorozókat.

Az első *stereocolor* képet 1959 októberben mutatták be szűk körben és a szakértők véleménye szerint a fényerő, a kontraszt és a színek, valamint a térhatás kielégítő volt.

*

Az Epoxy Products Inc. Irvington cég vezető *ezüst epoxi ragasztót* hozott forgalomba. Ennek jelentősége a nyomtatott huzalozással kapcsolatban igen nagy, mert vékony rétegben felveve pótolja a rézfóliát. A felvitt réteg jól forrasztható. Fémeket kiválóan összeköt, fémes vezetéssel. Például acél-acél közötti kötés szakító szilárdsága kerekén 700 kg/m^2 . Fajlagos ellenállása $0,01 \dots 0,0001 \Omega \text{ cm}$. Az egyösszetevős epoxi anyag pasztaszerű és $100 \dots 120^\circ \text{C}$ között polimerizálódik. A két összetevős anyag már $25 \dots 30^\circ \text{C}$ között polimerizálódik.

Mivel a hővezetése is közel azonos az alumíniuméval, félvezető és egyéb hőaktív alkatrészeket a fém szerelővázhöz ragasztva a hőelvezetés is jól megoldható. Alkalmazható a kis tantál kondenzátorok anódjának a fémtokhoz történő erősítéséhez is.

*

A Szovjetunióban elektronikus távbeszélő-központokhoz újonnan kifejlesztett elektronikus érintkező áramkörök az alábbi előnyöket biztosítják:

1. Az elektronikus érintkező áramkört és annak vezérlését közös egységben lehet elhelyezni.
2. Nagy áthallási csillapítást (kb. 9 neper) lehet biztosítani az egyes beszéd-áramkörök között.
3. A vezérlés egyszerű módon, rövid időtartamú differenciált impulzussal valósítható meg.
4. A vezérlés kevés áramot fogyaszt. Az új elektronikus érintkező áramkör szükséges vezérlő árama csak $300\text{--}500 \mu\text{A}$, szemben a régebbi tranzisztoros áramkör 4 mA -es vezérlő áramával.

Dr. S. G.

KÖNYVISMERTETÉS

Meinke—Gundlach: Rádiótechnikai kézikönyv

(Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Springer-Verlag, Berlin Göttingen Heidelberg). A magyar kiadás tudományos szerkesztője: Dr. Barta István egyetemi tanár, a MTA levelező tagja. Kiadta: a Műszaki Könyvkiadó 600 példányban (1287 old; 1867 ábra; egészvászon kötés; ára: 180,— Ft.)

„A rádiótechnika az utóbbi két évtizedben rohamos fejlődésen ment keresztül, amit főképpen az egyre szaporább frekvenciák előtérbe kerülése jellemez. Ezt a haladást elmélyedő, tudományos kutatómunka segítette elő és tette lehetővé. Széleskörű, biztos

ismerethalmaz alakult ki, és mindezt ma számos közlemény írásban rögzíti. — Bár a rádiótechnika területének fejlődését egyáltalán nem tekinthetjük lezártnak, mivel számolnunk kell a még szaporább frekvenciák előretörésével, és különösen az alkatrészek területén mutatkoznak új irányzatok, ennek ellenére az eddig felhalmozott anyag alapján érezhetővé vált egy korszerű, összefoglaló tudományos kézikönyv hiánya” — írták 1955-ben H. Gundlach és W. F. Meinke a mű eredeti kiadásának előszavában. Azóta ez a kézikönyv nélkülözhetetlen segéd-eszköz a szélesebb értelemben vett rádiótechnikával (mikrohullámú technikával) foglalkozó szakembereknek. Sajnos, hosszú időn keresztül ez az

értékes mű csak német nyelven és kevesek számára volt hozzáférhető. Ezért igen nagy szolgálatot tett a Műszaki Könyvkiadó a magyar műszaki köröknek — a rádiótechnika tudományos és ipari művelőinek egyaránt — a könyv magyar nyelvű kiadásával.

A mű tartalmáról, annak a rádiótechnika és a kapcsolódó mérés technika egészét átfogó kézikönyv jellege miatt itt nem kell beszélnünk. Ki kell emelni azonban a szerkesztés kiváló munkáját. A kitűnően felépített tartalomjegyzék és tárgymutató lehetővé teszi bármely részletkérdés rendkívül gyors kikeresését. És bár az egyes kérdéseket a könyv részletesen tárgyalja, a további részletek iránt érdeklődők a fejezetek végén felsorolt irodalomjegyzék alapján nyernek igen gondos eligazítást.

B. P.

Lamoth Emil: **Elektroakusztika**

Műszaki Könyvkiadó, 1961. Ára: 61 Ft.

Mintegy 450 oldal terjedelemben, ízléses külsőben bocsátotta a kiadó a közönség elé a korszerű elektroakusztika első magyar nyelvű összefoglalását. Az utolsó évek nagy elektroakusztikai fejlődése a szakemberek és amatőrök érdeklődését e terület felé irányította. Így a fenti munkát hézagpótló jellegűnek kell tekintenünk.

Az első fejezetek az akusztika alapfogalmait, a rezgés keltés, hangforrások és a hang érzékelésének problémáit tárgyalják. A rezgéstani alapfogalmak magyarázatához a szerző matematikai eszközöket is

igénybe vesz, és hasznos számítási példákkal, táblázatokkal egészíti ki anyagát. Az érdeklő szakemberek általános érdeklődésére tarthat számot a teremakusztikával foglalkozó rész, amely ma, a kulturális és szociális jellegű építkezések idején különös jelentőséggel bír. A zajcsökkentés, hanghelyelés kérdései a munkaviszonyok javítása érdekében nagyon fontosak, s az előadótermek, mozik, hangversenytermek, csarnokok építésénél is egyre jobban előtérbe kerülnek a teremakusztikai problémák. Úgy érezzük, hogy ezt a fejezetet esetleg a hangszerek eléggé terjedelmes ismertetésének rovására bővebben tárgyalhatta volna a szerző.

Igen érdekes és hasznos összefoglalásban kapjuk a 6. fejezetben a hangközvetítés gyakorlati követelményeit. A frekvenciasáv szélessége, egyenletessége, a zajszint hatása, a térhatású hangátvitel kérdései kaptak helyet e fejezetben. A további fejezetek a mikrofonok, hanglemezek, mágneses hangrögzítés, erősítők, hangszórók problémáit foglalják össze, jól érthető magyarázatokkal. Végül a forrásmunkák igen értékes és bőséges jegyzéke egészíti ki a munkát. Azok, akik a tárgykörrel behatóbban kívánnak foglalkozni, itt a részletekre is kiterjedő tájékoztatást találnak.

Az átfogó és jól magyarázó könyv a szakemberek és amatőrök széleskörű érdeklődésére tarthat számot. Külön meg kell emlékezni a könyv szép kiállításáról a kötés, valamint a borítólapon ízléses kiviteléről, amely a kiadó gondosságát dicséri.

V. V.

Új műszaki folyóirat

Az Optikai, Akusztikai és Filmtechnikai Egyesület, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület és a Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesület közös szerkesztésben

FINOMMECHANIKA

címmel 1962. január hótól folyóiratot indít.

A folyóirat célja, hogy a finommechanikai iparban dolgozó mérnökök és magasabb képzettségű technikusok részére az iparág széles területéről korszerű anyagot adjon, ezzel összefogja a terület részkérdéseit.

A lap leíró, ismertető, elméleti, gyakorlati, kutatási, tervezési, és technológiai kérdésekkel foglalkozó cikkeket tartalmaz.

Foglalkozik mindazokkal a problémákkal, amelyek a finommechanikai ipart elsősorban érdeklik. Így pl.:

- A finommechanikai tervezés kérdésein belül:
számítási eljárások ismertetésével,
egyes műszerek tervezésének leírásával,
módszertani feladatokkal,
szabványosítással stb.
- A finommechanikai gyártás korszerű módszereinek tárgykörében:
az újszerű felületmegmunkálásokkal,
tömeggyártási kérdésekkel, kisméretű alkatrészek esetében stb.
- A finommechanikai oktatás problémáival.
- A híradástechnikai, az optikai és a műszeripar finommechanikai gyártástechnológiájával.

A folyóirat cikkei bőséges ábraanyaggal teszik érthetővé a közölt témákat, foglalkoznak az új technikával, újításokkal stb.

A folyóirat továbbá a nemzetközi egyesületi és szakirodalmi életéről, konferenciákról stb. adott beszámolókkal nyújt hasznos tájékoztatást az olvasóknak.

A folyóirat havonta egyszer jelenik meg 32 oldal terjedelemben, példányonként 4 Ft-os áron. Évi előfizetési díja 48 Ft.

Reméljük, hogy rövid tájékoztatásunk felkelti érdeklődését az új folyóirat iránt. Előfizetéseket a Posta Központi Hírlap Iroda vesz fel, mely egyben a lap folyamatos kiküldéséről is gondoskodik.

Обобщения

Г. Рейтер: Измерение времени группового пробега обратных микроволновых четырехполосников

Уяснено значение измерения времени группового пробега в микроволновых многоканальных устройствах. Трактуются погрешности метода измерения, известного из литературы. Описан метод предлагаемый для устранения точного измерения частоты и выведена формула для оценки измеряемых результатов. Показаны результаты измерения микроволновых фильтров измеряемых по описанному методу.

Ф. Ковач: Высокочастотные свойства и эквивалентная схема дрейфовых транзисторов

Большая группа высокочастотных транзисторов работает таким образом, что внутреннее поле, вызываемое неоднородным загрязнением базы, ускоряет носители зарядов в меньшинстве. В статье описан метод расчета дрейфовых транзисторов, работающих по этому принципу; на основании полученных результатов показывается эквивалентная электрическая схема транзистора. Наконец сравниваются основные параметры дрейфовых и диффузионных транзисторов.

М. Херенди: Проектирование двухполосников постоянного фазового угла

Описан метод проектирования таких двухполосников, фазовые углы которых приблизительно постоянны в данном диапазоне частот. Трактуются два типа приближения: с максимальной равномерностью и Чебышева. Расчет с первым методом очень прост, но осуществление требует много элементов. Второй метод применяет эллиптические функции Якоби, по этому его расчет более неповоротлив, но дает экономический результат с точки зрения количества элементов. С целью облегчения проектирования дается номограмма, из которой можно считать величины принадлежащие друг другу сложности двухполосника, погрешности и ширины полосы. Наконец показывается применение расчетов в случае двух примеров.

Г. Лайта: Транзисторные промежуточные усилители уплотнения для высокочастотного телефонирования

Определяются качественные показатели транзисторных усилителей. Эти хорошо измеряемые величины, которые дают возможность для контроля аппаратуры. Эти показатели могут изменяться в следствие различных влияний, а важно получить хорошо понятную передачу между оконечными пунктами телефонной связи на длинные расстояния. По спецификации максимально допустимого шума принадлежащего к хорошо понятой передаче можно разделить шум одного усилителя. Шум сам не можно точно определить во всяком случае, по этому надо дальше анализировать и исследовать его причины. Из этого анализа получаются хорошо измеряемые качественные показатели, которые отклоняются от принятых до сих пор качественных показателей, но качества всей связи не изменяется.

В. Фаркас: Проектирование транзисторных усилителей для в. ч. телефонирования

Рассматриваются некоторые общие проблемы из многих задач, связанные с разработкой транзисторных усилителей. В первую очередь трактуются решения уменьшения шума и искажения а также определение входного и выходного импедансов и стабильность усилителей. Наконец описывается практическое решение усилителей проектированных на основании вышеупомянутых принципов.

Zusammenfassungen

Gy. Reiter: Messung der Gruppenlaufzeit der Reziprok-Mikrowellenvierpole

Der Verfasser erklärt die Bedeutung der Gruppenlaufzeitmessung bei den Mikrowellenmehrkanaaleinrichtungen. Er befasst sich mit den Fehlern der aus der Fachliteratur bekannte Messmethode, schildert die vorgeschlagene Methode für die Elimination der präzisen Frequenzmessung und leitet die, vor die Auswertung der Messergebnisse dienende Formeln, ab. Ferner gibt er die nach dieser Methode erworbene Messwerte der Mikrowellenfilter, bekannt.

F. Kovács: Hochfrequenz Eigenschaften von Drifttransistoren und deren Ersatzstromkreise

Ein grosser Teil von Hochfrequenztransistoren arbeitet nach dem Prinzip, dass durch die inhomogene Basisverunreinigung entstehende elektrische Feld beschleunigend auf die Minderheitsladungsträger einwirkt. Der Aufsatz beschreibt den Berechnungsgang der auf diesem Prinzip beruhenden Drifttransistoren

und zeigt auf Grund der erhaltenen Ergebnisse den Ersatzstromkreis der Transistoren. Zum Schluss werden im Aufsatz die wichtigsten Kennwerte der Drift- und Diffusionstransistoren gegenübergestellt.

M. Herendi: Das Entwerfen von Dipolen mit konstantem Phasenwinkel.

Der Aufsatz erläutert das Entwerfen solcher Dipole deren Phasenwinkel in dem vorgeschriebenen Frequenzband eine Konstante annähert. Zwei Typen der Annäherung werden behandelt, die Annäherung mit maximaler Flachheit und die Tschebischev'sche Annäherung. Nach der ersten Methode ist die Berechnung sehr einfach, doch erfordert die Verwirklichung viele Elemente. Die zweite Methode verwendet die Jacobi'schen elliptischen Funktionen, die Berechnung ist deshalb schwieriger, sie führt dagegen in der Zahl der Elemente zu wirtschaftlicheren Ergebnissen. Zur Erleichterung des Entwerfens wird im Aufsatz ein Nomogramm angegeben, aus welchem die Kompliziertheit des Zweipoles, der auftretende Fehler und die zusammenhängenden Werte der Bandbreite ablesbar sind. Zum Schluss wird die Anwendung der Berechnungen an zwei Beispielen gezeigt.

Gy. Lajtha: Transistorisierte Trägerfrequenz-Zwischenverstärker

In dem vorliegenden Aufsatz werden die Qualitätskenngrößen transistorisierter Verstärker bestimmt. Die Qualitätskenngrößen sind gut messbare Werte, die die Überwachung der Einrichtungen ermöglichen. Diese Kenngrößen können sich aber unter verschiedenen Verhältnissen verändern, wichtig ist jedoch bloss das, dass zwischen den beiden Enden einer Fernsprechübertragung grosser Entfernung eine gut verständliche Übertragung erreicht werde. Das zu einer gut verständlichen Übertragung gehörende maximal zugelassene Geräusch ist aufteilbar und es kann daraus zu den Verstärker gehörende Geräusch bestimmt werden. Das Geräusch ist für sich nicht immer genau bestimmbar, weshalb dasselbe weiter aufgelöst werden muss und der Grund desselben muss bestimmt werden. Aus dieser weiteren Aufteilung werden die gut messbaren Qualitätsanforderungen erhalten, welche von den bisher üblichen Forderungen verschieden sind, die Qualität des vollständigen Übertragungsweges ändert sich dagegen nicht.

V. Farkas: Entwicklung der Transistorträgerfrequenzverstärker

Der Verfasser prüft einige Problemen bezüglich der Entwicklung der Transistorverstärker. Zuerst beschäftigt er sich mit der Lösung der Verminderung des Geräusches und der Verzerrung, ferner mit der Bestimmung der Eingangs- und Ausgangsimpedanzen und mit der Stabilität der Verstärker. Zum Schluss macht er die praktische Ausföhrung des nach der vorhergehenden Methode dimensionierten Verstärkers.

Résumés

Gy. Reiter: La mesure du temps de propagation de group des quadripôles d'un micro-onde réciproque

L'article présente l'importance de la mesure du temps dans les equipments de canal multiple à micro-onde. Il fait connaître les défauts de la méthode de mesure connus de la littérature. Il attire l'attention sur la méthode proposée pour éliminer la mesure de la fréquence et déduit la formule qui sert pour l'évaluation des résultats de mesure. Il décrit les résultats de mesure des filtres à micro-onde mesurés sur la base de la méthode y présentée.

F. Kovács: Les qualités de hautes fréquences des drifttransistrons et ses circuits équivalents.

La plupart des transistrons à haute fréquence travaillent sur le principe, que le champ électrique produit par l'inhomogénéité des impuretés de la base, agisse accélérant sur les porteurs de minorité. L'article décrit le procédé des calculs des drifttransistrons basé sur ce principe et montre comme exemple des résultats obtenus et le circuit équivalent des transistrons. A la fin de l'article les caractéristiques importantes des drifttransistrons et des transistrons à diffusion sont comparées.

Gy. Herendi: Projection des dipôles avec l'angle de phase constant

L'article présente la projection des dipôles dans lesquels l'angle de phase s'approche à une valeur constante dans une bande de fréquence présente. Deux types d'approche sont y traités, l'un avec la forme la plus plate et l'autre selon de Tschebisev. Suivant la première méthode le calcul est

très simple, mais la réalisation exige beaucoup d'éléments. La seconde méthode emploie les fonctions elliptiques de Jacobi, dont le calcul est plus difficile, mais donne des résultats plus économiques concernant les nombres des éléments. Dans l'article un abaque est présenté comme l'aide de la projection. De cet abaque le degré de la complication de la dipôle, les erreurs et les valeurs connexes de la largeur de bande peuvent être déterminées.

Gy. Lajtha: Amplificateurs d'onde porteur inter-médiaires à transistors

Dans l'article présent les caractéristiques qualitatives des amplificateurs à transistor sont traitées. Les caractéristiques qualitatives sont des grandeurs bien mesurables permettant le contrôle des équipements. Ces caractéristiques peuvent se varier sous l'influence des circonstances divers, mais il est donc seulement important, que la transmission téléphonique entre les deux extrémités d'une transmission à longue distance soit bien intelligible. En effet le bruit maximale admis d'une transmission bien intelligible peut être subdivisé et le bruit d'un seul amplificateur peut être déterminé. Le bruit soi-même n'étant pas toujours déterminable exactement, celui-ci doit être subdivisé et sa naissance doit être déterminée. De cette subdivision les exigences qualitatives bien déterminables peuvent être obtenues, qui s'écartent des exigences usuelles jusqu'ici, mais la qualité du circuit pourtant n'est pas variée.

V. Farkas: Le projet des amplificateurs transistorisés à courants porteurs

L'auteur examine quelques problèmes concernant des amplificateurs transistorisés. Il fait connaître la solution de la réduction de bruit et de la distorsion, le projet des impédances d'entrée et de sortie et la stabilité des amplificateurs. Enfin il présente l'exécution pratique des amplificateurs sur la base de précédents.

Summaries

Gy. Reiter: Measurement of the Group Delay Time for Reciprocal Microwave Fourpoles

The paper illustrates the importance of the measurement of group delay time for microwave multi-channel equipments. It discusses the faults of measuring methods known from literature. It presents a new method to eliminate precise frequency measurements and deduces the formula serving for the evaluation of experimental results. The results of a measurement made with the new method on a microwave filter are described.

F. Kovács: High Frequency Properties of Drift Transistors and Their Equivalent Circuits

A great ideal of high frequency transistors operate on the principle, that the electric field due to inhomogeneous nature of the base contaminations act accelerating to the minority carriers. The paper describes the calculation of drift transistors based on this principle and according to the results so obtained the equivalent circuit of transistors is shown. Finally in the article the most important characteristics of drift and diffusion transistors are compared.

Gy. Herendi: The Design of Dipoles with Constant Phase Angle

The paper presents the design of dipoles in which the phase angle in a prescribed band width is approaching a constant value. Two types of approach are described: approaching by the most plate form and approaching by Tchebishev's method. According to the first method the calculus is very simple, but realization requires many elements. The second method uses the elliptic functions of Jacobi and the calculus is therefore somewhat difficult, but it ensures economy in the number of elements. To facilitate the design an abaque is given from which the complexity of the dipole, the occurring errors and the values of band width belonging together may be read. Finally the use of those calculations is shown on two examples.

Gy. Lajtha: Transistor carrier frequency repeaters

In the present paper the quality characteristics of transistorized repeaters are given. The quality characteristics are well measurable quantities, enabling the supervision of the whole equipment. The characteristics may vary under the influence of various circumstances, but it is only of importance that a telephon transmission between the two extremes of a long distance transmission should be well intelligible. The maximally admitted noise of a well understandable transmission may be subdivided and the noise of the amplifier might be determined. The noise itself cannot be always determined exactly, it is to be subdivided and its origin is to be determined. From this subdivision the well measurable quality requirements may be deduced, which deviate from the until now usual requirements, but the quality of the whole transmission path is unvaried.

V. Farkas: The Design of Transistorized Carrier-Frequency Repeater

The author examines some of the numerous general problems concerning the developing of transistorized repeaters. He deals with the solution of decreasing noise and distortion, as well as, with the design of output and input impedances and with the stability of amplifiers. At the end he presents the practical making of the repeater dimensioned as mentioned above.

GYÁRTMÁNYAINK:



TV és URH vevőantennák

Antennaszerelvények, szigetelők

Központi antennák és erősítők

Híradástechnikai csatlakozók

Fényjelző, személyhívó berendezések

TELEFORM vezeték nélküli személyhívó
berendezés

Vészlámpák (üzemekhez, raktárakhoz stb.)

Feszültségszabályozó berendezések

Tranzisztoros transzverterek

Telefontechnikai töltőberendezések

Szikraforgácsoló tápegységek

Különleges száraz egyenirányító berendezések

HÍRADÓTECHNIKAI VÁLLALAT BP. XI., DARÓCZI ÚT 1/3



TRANSZFORMÁTOR KTSZ.

Budapest, VII., Nefelejts utca 39. Telefon: 428-969, 228-401

Nagyfeszültségű készülékek:

anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyorsszabályozók:

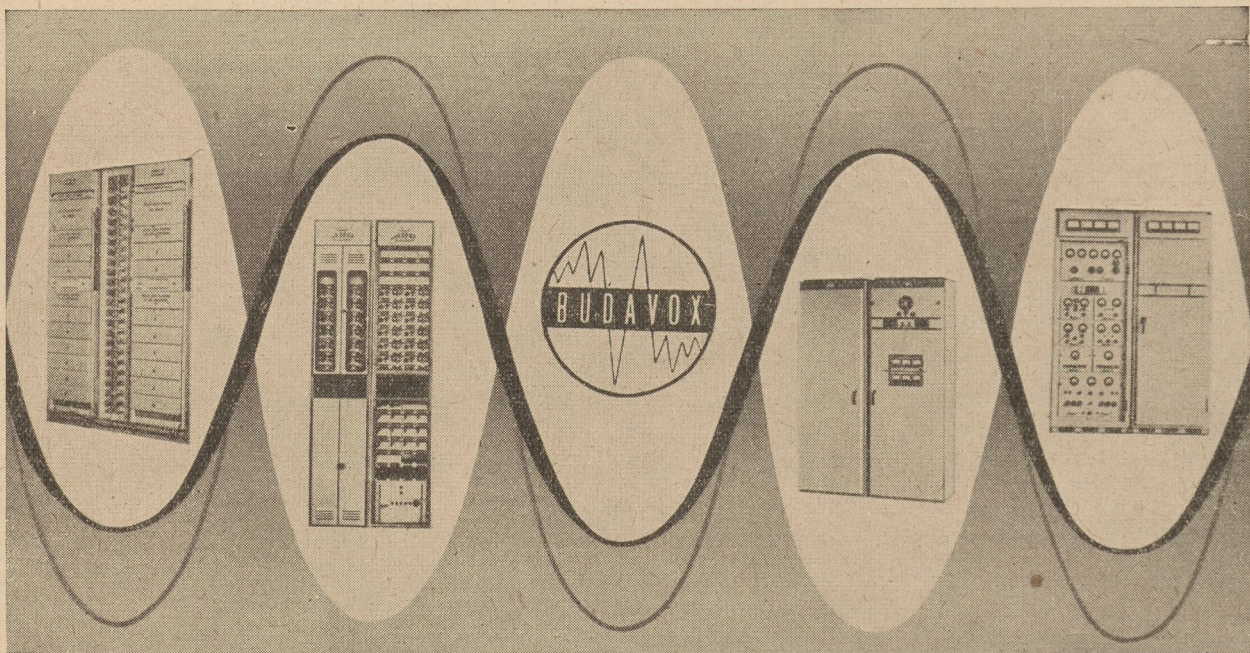
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyorsszabályozók

Feszültségszabályozók:

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekercses
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

Transzformátorok:

egy és háromfázisú sorozat, különleges transzformátorok
100 kVA-ig és híradástechnikai transzformátorok



Telefonkészülékek. CB és LB kapcsolótáblák.
Automata telefonközpontok. Átviteltechnikai berendezések.
Átviteltechnikai mérőműszerek. Nagyfrekvenciájú generátorok.

Rövid- és középhullámú adóállomások.
Hordozható és beépített adó-vevő berendezések.
Ismétlőállomások. Többcsatornás mikrohullámú berendezések.

BUDAVOX

BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT

Budapest, VII., Tanács körút 3/a. Telefon: 426-549. Távirat: Budavox, Budapest

A HÍRADÁSTECHNIKAI ANYAGOK GYÁRA

Vác, Zrínyi utca 17

- a híradástechnikai és műszeripari vállalatok részére készíti a különböző típusú és formájú M 800-as és M 1100-as permeabilitású ferritanyagokat (eltérítő gyűrű, U-mag, fazékmag, hangolómag stb.)
- gyártmányai közé tartoznak továbbá a nyomtatott áramkörű lemezek, amelyeket üvegszövet alapú és bakelit alapú fólirozott lemezekből a megadott típusok, illetve rajzsémák szerint állít elő
- szalagrendszerben gyárt rádió, televízió és más híradástechnikai átviteli berendezésekhez különböző típusú transzformátorokat
- horganylemez hengerdéjében minden méretben és minőségben gyártja a horganylemezeket. Gyárt továbbá különböző összetételű tömör és töltetes forrasztóórn huzalokat. Gyártmányai közé tartozik a fémszórás, továbbá a galvanizálás

Felvilágosításokat szívesen ad a gyár Műszaki és Kereskedelmi Osztálya



VILLTESZ

AUTÓVILLAMOSSÁGI ÉS MŰSZERÉSZ KISIPARI SZÖVETKEZET

Szövetkezetünk határidőre vállalja kis

EGYENÁRAMÚ RELÉK

gyártását: 6, 12, 24, 48, és 220 V gerjesztő egyenfeszültségre. Az érintkezők ezüst vagy wolfram kivitelben készülnek a 3 morse és alatta levő összes variációs lehetőségek kihasználásával. Teljesítményük 100 W (max. feszültség 110 V $\sim$, 45 V $=$) Kapcsolási osztály: 10⁶

BUDAPEST, VII., DEMBINSZKY UTCA 21

TELEFON: 428-571, 228-608, 428-151

ÁTVITELTECHNIKAI MÉRŐKOCSI

Műszaki adatok:

Nagyfrekvenciás generátor

Frekvenciatartomány I 4 — 150 kHz
II 150 — 320 kHz

Finom hangoló ± 4 kHz

Kimenő impedancia szimmetrikus 0—600—150—125 Ohm (külön kívánságra további két tetszőleges értékre beállítható).

Kimenőszint + 20 dB (+2N)-től — 60 dB (–6N)

Torzítás 2 %

Vivőfrekvenciás vevő

Szélessávú vétel

Frekvencia tartomány I 0,3 — 10 kHz
II 4 — 620 kHz

Leolvasható szintek — 70 dB (–8N)-től + 20 dB (+2N)

Szint pontosság $\pm 0,2$ dB (2 cN)

Bemenő impedancia 0,3 — 60 kHz között ≥ 10 kOhm
4 — 320 kHz között ≥ 5 kOhm
320 — 620 kHz között $\geq 2,5$ kOhm

Kapcsolható lezárások 125 — 150 — 600 Ohm ± 5 %

Szelektív vétel

Frekvencia tartomány 04 — 620 kHz

Leolvasható szintek — 110 dB (–12N) + 20 dB (+2N)

Bemenő impedancia 10 — 150 kHz között ≥ 10 kOhm
04 — 320 kHz között ≥ 5 kOhm
320 — 620 kHz között $\geq 2,5$ kOhm

Kapcsolható lezárások 135 — 150 — 600 Ohm

Impedancia mérés

Frekvencia tartomány 4 — 320 kHz

Mérési tartományok 50 — 300 Ohm

100 — 600 Ohm

500 — 3000 Ohm

Pontosság ± 10 %

Reflexiós- és szimmetria-esillapítás mérés:

Frekvencia tartomány 4 — 320 kHz

Mérési tartomány 40 dB

Mérési pontosság ± 1 dB

Hangfrekvenciás generátor 0,2 — 4 kHz

Frekvencia pontosság ± 1 %

Torzítás 1 %

Szintkapcsoló állásai + 20, + 5, 0, –4, –6, –10, –15
–20, –25, –30 dB

Kimenő impedancia 600 Ohm

Szűrőegység

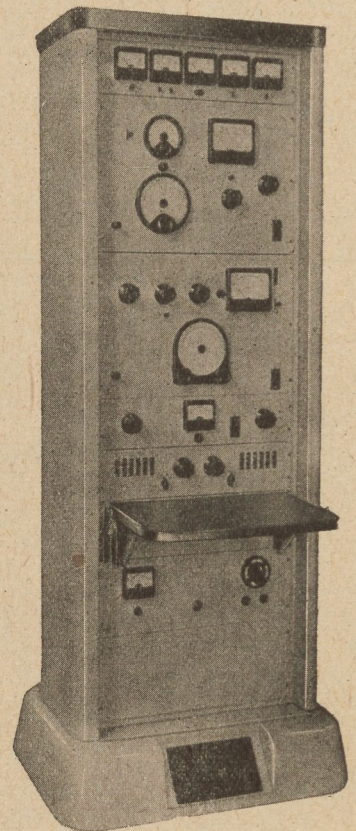
800 Hz sávszűrő impedancia 600 Ohm

60 kHz sávszűrő impedancia 135 Ohm

60/120 kHz váltó impedancia 135 Ohm

Méretek

A mérőkocsi teljes magassága kb 1900 mm
szélessége „ 600 mm
mélysége „ 370 mm





TUNGSRAM

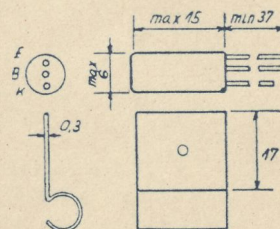
tranzisztor típusok

OC 1074, OC 1079 és OC 1080 tranzisztorok adatai

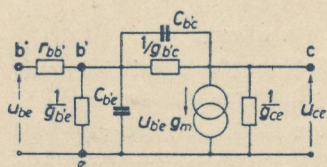
Beállítások	Határértékek												Visszáramok		$-U_{CB} = 6\text{ V}$	$-U_{CE} = 6\text{ V}$
															$I_E = 50\text{ mA}$	$I_F = 5\text{ mA}$
Jelölések	$-U_{CB}$	$-U_{CBM}$	$-U_{CE}$	$-U_{CEM}$	$-V_{EB}$	$-U_{EBM}$	$-I_C$	$-I_{CM}$	I_E	I_{EM}	$-I_B$	$-I_{BM}$	$-I_{CBO}$	$-I_{EBO}$	f_{ae}	F
Mértékegység	V	V	V	V	V	V	mA	mA	mA	mA	mA	mA	μA	μA	kHz	dB
OC 1074	20	—	20	—	6	—	300	600	310	600	—	—	10	6	>15	<30
OC 1079	—	—	26	26	6	6	300	600	310	600	—	—	10^+	4,5	>20	<15
OC 1080	32	32	—	—	20	—	300	600	340	630	40	200	10^+	6	>12	—

Nagyjelű áramerősítésű tényező az OC 1074, OC 1079 és 1080 típusoknál

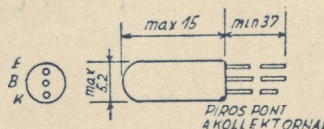
Beállítás	$-U_{CE}$	h_{21E}	h_{21F}	h_{21E}
		I_E		
		5 mA	50 mA	300 mA
OC 1074		60	100	65
OC 1079		—	60	—
OC 1080		—	180	—



OC 1074, OC 1079 és OC 1080 tranzisztorok külsőrajza



Nagyfrekvenciás helyettesítőkép

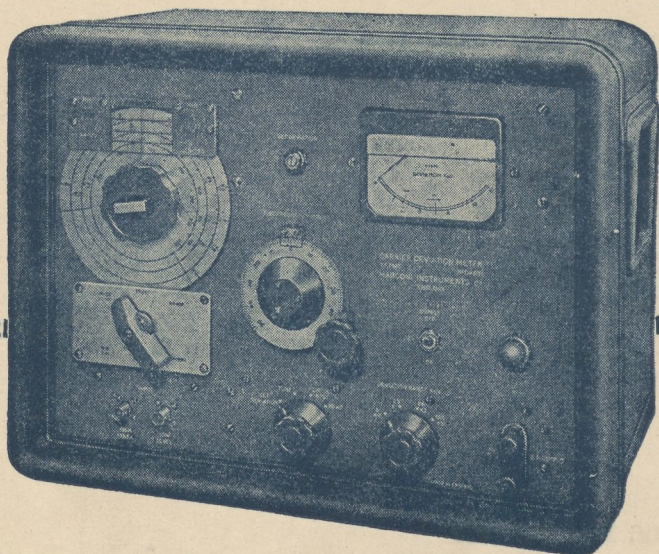


OC 1044 és OC 1045 tranzisztorok külsőrajza

OC 1044 és OC 1045 tranzisztorok adatai

Beállítások	Határértékek										Vissz- áramok		$-U_{CE} = 6V$ $I_E = 1mA$	A nagyfrekvenciás helyettesítőkép elemei							
											$-U_{CB} = 2V$	$-U_{EB} = 2V$									
Jelölések	$-U_{CE}$	$-U_{CEM}$	$-U_{CE}$	$-U_{CEM}$	$-U_{BE}$	$-U_{EBM}$	$-I_C$	$-I_{CM}$	$-I_{CBO}$	$-I_{EBO}$	f_{ae}	$C_{b'e}$	$C_{b'c}$	$g_{b'e}$	$g_{b'c}$	g_m	$g_{c'e}$	r_{db}			
Mértékegység	V	V	V	V	V	V	mA	mA	μA	μA	kHz	pF	pF	μS	μS	mA/V	μS	Ω			
OC 1044	15	15	15	15	12	12	5	10	0,5	0,4	>75	410	10,5	390	0,5	39	40	100			
OC 1045	15	15	15	15	12	12	5	10	0,5	0,4	>60	1000	10,5	760	0,5	39	15	75			

VIVŐHULLÁM ELTÉRÉSMÉRŐ



TF 791C/2

tipus

távközlő- és rádióhálózat számára

A Marconi Instruments 791C/2 típusú közvetlen leolvasású URH eltérés-mérője 500 Megahertzig terjedő kalibrált vivőfrekvencia tartományú. Alapjában véve URH vevőkészülék, amely számláló típusú diszkriminátort használ a nagyfokú stabilitás érdekében és a demodulált kimenőáram táplálja a közvetlenül az eltérésre kalibrált mérőműszert. A kimenő áram kivezetővel is rendelkezik és a készülék fedőlapján külön puffer-ellenállással ellátott csatlakozóban végződik, lehallgatás céljából vagy nagyon alacsony eltérés mérésére

- „ A vivőfrekvencia tartománya 4—500 Megahertz
- „ Az eltérés közvetlenül mérhető 200 Herz-től 125 Kiloherzig, 10 Herz alsó határig külön leolvasó alkalmazása esetén
- „ Modulált frekvenciatartomány: 50 Herz-től 35 Kiloherzig
- „ A kristályreteszelő biztosít a mikrofóniával szemben és lehetővé teszi az URH zörejek mérését
- „ A beépített eltérésszabályozó biztosítja a mérés nagyfokú pontosságát



MARCONI

INSTRUMENTS

ST. ALBANS, HERTFORDSHIRE, ANGLIA

A távközlési ipar kiváló minőségű mérőműszereinek gyártására specializálva: amplitúdó-moduláció és URH jelző-generátorok, audio- és video oszcillátorok, frekvencia-mérők, voltmérők, teljesítménymérők torzulásmérők, adó-megfigyelő berendezések, eltérés-mérők, oszcilloszkópok, szinkép és átvitel analízátorok, Q-mérők és mérőhidak