

50.165



XVII. ÉVFOLYAM, 11. SZÁM, 321-352 OLDAL
BUDAPEST, 1966. NOVEMBER HÓ

11

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

HENNYEY ZOLTÁN—KISS ISTVÁN: Modulátor áramkörök négypólus elméleti tárgyalása. I. rész	321
PONICZKY KÁROLY: Tranzistoros vonalerősítő tervezése	330
DR. GYÖRÝ TIBOR: Amplitúdómodulált rádiótávíróadás rendszerelméleti alapjai	337
SZEMLE	329, 348
III. Mikrohullámú Összeköttetések Kollokvium	346
A HTE december havi rendezvényei	347
Tartalmi összefoglalások	349
Обобщения	349
Zusammenfassungen	352
Summaries	352
Résumés	352

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL és SÁRKÖZY GÉZA
kandidátus, tudományos szerkesztők, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár,
FLESCH ISTVÁN, RUPPENTHAL PÉTER, VÁSÁRHELYI PÁL szerkesztőségi
munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, V., Október 6. utca 7. IV. 421.
Telefon: 183-772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest,
V., Szabadság tér 17. Telefon: 113-027

A szerkesztő bizottság tagjai: ALMÁSSY GYÖRGY kandidátus, BARTA ISTVÁN akadémikus,
BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY,
ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GERGELY ÖDÖN, GIBER JÁNOS kandidátus, KATONA
JÁNOS, a műszaki tudományok doktora, KÓMŰVES FRIGYES kandidátus, MAGÓ
KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, NOVÁK ISTVÁN, POGÁNY KÁROLY,
VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VIG ISTVÁN

Index: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat, Budapest, VII., Lenin körút 9–11. Telefon: 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató.
Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850),
vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 24 Ft, egész évre 48 Ft. Egyes szám ára: 4 Ft. Megjelenik havonta. Csekk számszám:
egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA”: P. O. B.
Budapest 62.

66.1473 Egyetemi Nyomda, Budapest

HENNYEY ZOLTÁN — KISS ISTVÁN
 a műszaki tudományok kandidátusa a műszaki tudományok kandidátusa

Modulátor áramkörök négy pólus elméleti tárgyalása*

I. rész

ETO 538.567.4:621.376.001:621.372.5

Az ideális modulátorral szemben támasztott követelményeinket az alábbi pontokban foglalhatjuk össze.

1. Legyen érvényes a szuperpozíció elve, azaz a többfrekvenciás bemenő jelre adott válasz legyen a komponensekre külön-külön adott válaszok összege.
2. Az egyfrekvenciás bemenő jel hozzon létre a kimenő oldalon egy előírt Ω vivőfrekvenciával eltolt jelet.
3. Az Ω frekvenciával eltolt jel amplitúdója legyen frekvenciafüggetlenül arányos az egyfrekvenciás bemenő jel amplitúdójával.
4. Legyen a modulátor-négy pólus veszteségmentes (nondisszipatív) áramkör.

Követelményeinkből azonnal következik, hogy az ideális modulátornak frekvenciafüggetlen lineáris négy pólusnak kell lennie. Lineáris négy pólusoknál a bemenő és kimenő jelet transzfer tényező kapcsolja össze (1. ábra):

$$u_2(t) = A \cdot u_1(t). \quad (1)$$

Ez a tényező a 3. pont szerint nem lehet frekvenciafüggő. A szekunder oldalon viszont új frekvencia csak akkor jelenhet meg, ha a transzfer tényező időfüggő.

Tegyük fel, hogy a bemenő jel egyfrekvenciás:

$$u_1(t) = \operatorname{Re} U_1 e^{j\omega_B t} \quad (2)$$

és a transzfer tényező tiszta szinuszos időfüggvény:

$$A(t) = \cos \Omega t = \frac{1}{2} e^{j\Omega t} + \frac{1}{2} e^{-j\Omega t}. \quad (3)$$

Így a kimenő jel (1)-be helyettesítve:

$$u_2(t) = \operatorname{Re} \left[\frac{1}{2} U_1 e^{j(\omega_B + \Omega)t} + \frac{1}{2} U_1 e^{j(\omega_B - \Omega)t} \right] \quad (4)$$

Ez a kifejezés a valós rész részletes kiírásával**:

* A jelen tanulmány a társszerző kandidátusi értekezésének a megvédés alkalmával elhangzott megjegyzések alapján történt kibővítése és feldolgozása.

** Használjuk a rövidebb $e^{j\varphi} = \underline{\varphi}$ írásmódot (olvassd: verzor φ).

$$u_2(t) = \frac{1}{4} U_{1L}(\omega_B + \Omega)t + \frac{1}{4} U_{1L}(\omega_B - \Omega)t + \frac{1}{4} \bar{U}_{1L}(\omega_B + \Omega)t + \frac{1}{4} \bar{U}_{1L}(\omega_B - \Omega)t \quad (5)$$

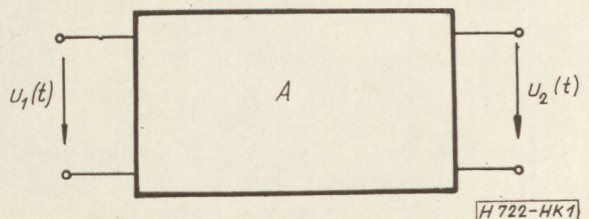
Algebrailag a kimenő jelben négy frekvencia keletkezik:

$$\omega_K = \omega_B + \Omega, -\omega_B + \Omega, \omega_B - \Omega, -\omega_B - \Omega. \quad (6)$$

Fizikailag ez csupán két frekvenciát jelent (a fizikai jelentést az abszolút érték adja):

$$\omega_K = |\omega_B + \Omega|, |\omega_B - \Omega|. \quad (7)$$

Egyfrekvenciás bemenő jelre tiszta szinuszos (azaz szintén egyfrekvenciás) transzfer tényező esetén a szekunder oldalon két frekvencia keletkezik: a kívánt hasznos $\Omega + \omega_B$ frekvencia mellett az $\Omega - \omega_B$ „tükör frekvencia” is. (Az általánosság csorbitása nélkül feltelezhetjük, a hasznos sáv a felső oldalsáv.)



1. ábra. Lineáris négy pólus u_1 gerjesztése és u_2 felelete

1. Időfüggő transzformátor

Az ideális modulátorral szemben támasztott követelmények 4. pontja, mely non-disszipatív sajátsgát ír elő, kézenfekvővé teszi a gondolatot, hogy ideális transzformátorból induljunk ki (2. ábra).

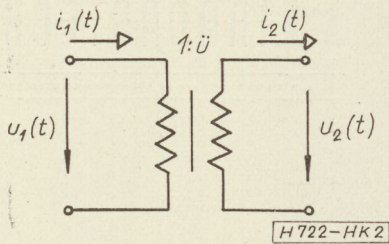
Ennek karakterisztikája

$$u_2(t) = \ddot{u} \cdot u_1(t) \quad (8)$$

$$i_1(t) = \ddot{u} \cdot i_2(t) \quad (9)$$

Legyen az áttétel szinuszos időfüggvény:

$$\ddot{u}(t) = \cos \Omega t = \frac{1}{2} \underline{\Omega t} + \frac{1}{2} \underline{-\Omega t} \quad (10)$$



2. ábra. Ideális transzformátor állapotjellemzői

Tételezzük fel, hogy a primeroldali állapotjellemzőknek van egy ω_B frekvenciás komponensük:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= \text{Re}[\dots + U_1^{(0)} \angle \omega_B t + \dots] \\ i_1(t) &= \text{Re}[\dots + I_1^{(0)} \angle \omega_B t + \dots] \end{aligned} \quad (11)$$

Ekkor a (8) egyenlet szerint:

$$\begin{aligned} u_2(t) &= \text{Re}[\dots + U_2^{(-1)} \angle (\omega_B - \Omega)t + \\ &+ U_2^{(+1)} \angle (\omega_B + \Omega)t + \dots]. \end{aligned} \quad (12)$$

A szekunder feszültségnek már két komponens frekvenciájáról tudunk: ezek a frekvenciák természetesen $i_2(t)$ -ben is megjelennek. De akkor (9) szerinti $i_1(t)$ -ről már többet tudunk:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \text{Re}[\dots + I_1^{(-2)} \angle \omega_B - 2\Omega)t + I_1^{(0)} \angle \omega_B t + \\ &+ I_1^{(+2)} \angle (\omega_B + 2\Omega)t + \dots]. \end{aligned} \quad (13)$$

A gondolatmenetet folytatva arra jutunk, hogy a primer ω_I és szekunder ω_{II} frekvenciák összessége:

$$\begin{aligned} \omega_I &= \dots, \omega_B - 2\Omega, \omega_B, \omega_B + 2\Omega, \dots \\ \omega_{II} &= \dots, \omega_B - \Omega, \omega_B + \Omega, \omega_B + 3\Omega, \dots \end{aligned}$$

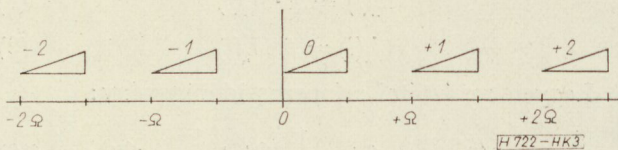
azaz

$$\begin{aligned} \omega_I &= \omega_B + s\Omega; \text{ ahol } s \text{ páros,} \\ \omega_{II} &= \omega_B + s\Omega; \text{ ahol } s \text{ páratlan.} \end{aligned} \quad (14)$$

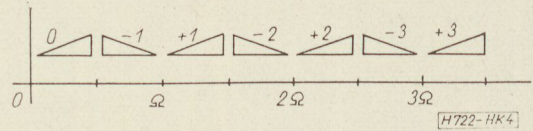
Osszuk be ezeket a frekvenciákat sávokra az alábbi módon. Tartozzék a k indexű sávba minden $k\Omega$ és $(k + \frac{1}{2})\Omega$ közé eső frekvencia, azaz legyen érvényes a k sávba tartozó ω_k -ra az alábbi egyenlőtlenség:

$$k\Omega < \omega_k < (k + \frac{1}{2})\Omega. \quad (15)$$

A frekvenciák fenti sávokra osztását a 3. ábrán láthatjuk. Így ugyan nincs minden algebrai frekvencia besorolva, ezzel azonban elérjük azt, hogy minden



3. ábra. Algebrai frekvenciasávok



4. ábra. Fizikai frekvenciasávok

fizikai frekvencia egyértelműen tartozik egy algebrai sávhoz. A fizikai jelentést ugyanis az abszolút érték adja, a fenti felosztással tehát a fizikai frekvenciákat a 4. ábrán látható módon osztottuk sávokra.

Visszatérve (14)-re, és feltételezve, hogy ω_B a 0-ás sávba esik, azt találtuk, hogy a primer frekvenciák a páros indexű, a szekunderek pedig a páratlan indexű sávokba esnek. Az időfüggő transzformátor állapotjellemzői tehát így írhatók fel:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= \sum_s^{\text{párcs}} U_1^{(s)} \angle (\omega_B + s\Omega)t; \\ u_2(t) &= \sum_s^{\text{párcs}} U_2^{(s)} \angle (\omega_B + s\Omega)t \\ i_1(t) &= \sum_s^{\text{párcs}} I_1^{(s)} \angle (\omega_B + s\Omega)t; \\ i_2(t) &= \sum_s^{\text{párcs}} I_2^{(s)} \angle (\omega_B + s\Omega)t. \end{aligned} \quad (16)$$

Ha ezeket a kifejezéseket a transzformátor (8) és (9) alatti időtartománybeli karakterisztikájába behelyettesítjük, és az azonosságokból az együtthatók összefüggéseit kiolvassuk, eljutunk az időfüggő transzformátor amplitúdó-karakterisztikájához:

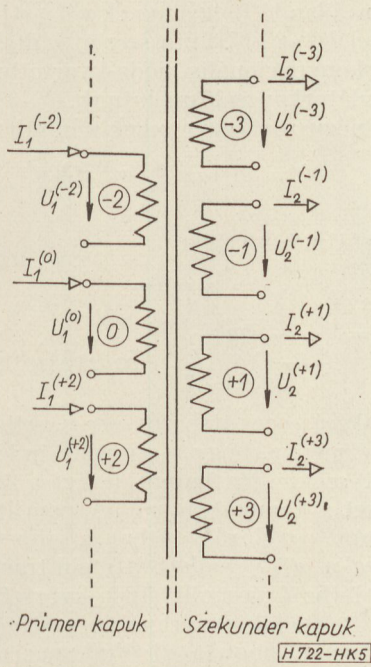
$$\begin{aligned} U_2^{(m)} &= \frac{1}{2} U_1^{(m-1)} + \frac{1}{2} U_1^{(m+1)}; \quad (m = \text{párcs}) \\ I_1^{(m)} &= \frac{1}{2} I_2^{(m-1)} + \frac{1}{2} I_2^{(m+1)}; \quad (m = \text{párcs}). \end{aligned} \quad (17)$$

Ez a tömören felírt egyenletrendszer az alábbi kétszer végtelen sok egyenletet foglalja össze:

$$\begin{aligned} \vdots & \\ I_1^{(-2)} &= \frac{1}{2} I_2^{(-3)} + \frac{1}{2} I_2^{(-1)} & \vdots \\ I_1^{(0)} &= \frac{1}{2} I_2^{(-1)} + \frac{1}{2} I_2^{(+1)} & U_2^{(-1)} = \frac{1}{2} U_1^{(-2)} + \frac{1}{2} U_1^{(0)} \\ I_1^{(+2)} &= \frac{1}{2} I_2^{(+1)} + \frac{1}{2} I_2^{(+3)} & U_2^{(+1)} = \frac{1}{2} U_1^{(0)} + \frac{1}{2} U_1^{(+2)} \\ \vdots & & \vdots \end{aligned} \quad (18)$$

Az időfüggő transzformátor az időtartományban négypólus, mert karakterisztikája két egyenletből áll [(8) és (9)]. Amplitúdó-tartományban viszont végtelen sok bemenettel és kimenettel (röviden „kapuval”) rendelkező áramkörre válik, mint ezt (18) alatti karakterisztikája mutatja. A kapuk e megsokszorozódását az 5. ábrán látható helyettesítőképpel szemlélhetjük.

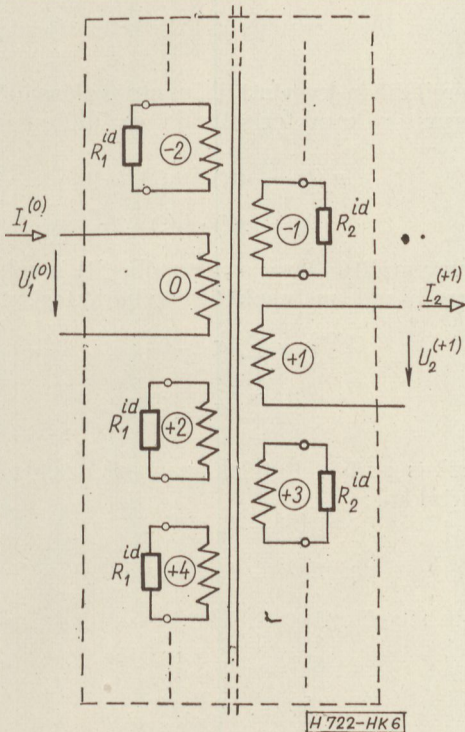
Sokpólusról négypólusra úgy jutunk, hogy két kapu — a kiemelt kapuk — kivételével minden kaput lezárunk. Legyenek a kiemelt kapuk primer oldalon



5. ábra. Az időfüggő transzformátor helyettesítő képe az amplitúdó-tartományban

a 0-ás; szekunder oldalon pedig a +1-es. A többi kaput — az „idegen” kapukat — zárjuk le a primer oldalon egységesen az R_1^{id} , a szekunder oldalon az R_2^{id} ellenállásokkal (6. ábra).

Az így keletkező négy-pólust nevezük *modulátornak*. A modulátor tehát négy-pólus az amplitúdó-tartományban (és nem értelmezett az idő tartományban), tehát csak amplitúdó-karakterisztikája van. Ezt



6. ábra. A modulátornégy-pólus származtatása az időfüggő transzformátorból

úgy kapjuk, hogy az időfüggő transzformátor (17) egyenleteihez hozzávesszük még az idegen kapuk lezárását jellemző egyenleteket, majd pedig az idegen állapotjellemzőket elimináljuk. A zárás-adta egyenletek:

$$\begin{aligned} U_1^{(m)} + R_1^{id} I_1^{(m)} &= 0, & \text{ha } m \neq 0; \\ U_2^{(m)} - R_2^{id} I_2^{(m)} &= 0, & \text{ha } m \neq +1 \end{aligned} \quad (19)$$

vagy tömören indexkorlátozás nélkül:

$$\begin{aligned} U_1^{(m)} + R_1^{id} I_1^{(m)} &= \delta_{m0} [U_1^{(0)} + R_1^{id} I_1^{(0)}] \\ U_2^{(m)} - R_2^{id} I_2^{(m)} &= \delta_{m1} [U_2^{(1)} - R_2^{id} I_2^{(1)}] \end{aligned} \quad (20)$$

Itt a δ_{ik} Dirac-delta definíciója:

$$\delta_{ik} = \begin{cases} 1, & \text{ha } i = k \\ 0, & \text{ha } i \neq k \end{cases} \quad (21)$$

A (20) egyenletek minden indexre érvényesek, mert a (19) alatti kivételes index-értékek mellett kötést nem jelentő azonosságra vezetnek.

Mielőtt tovább mennénk, meg kell választanunk R_1^{id} és R_2^{id} értékét. Az ideális modulátortól követelményeink 4. pontjában a non-disszipatív sajátságot követeltük. Viszont R_1^{id} és R_2^{id} csak ohmos lehet, hiszen az ideális modulátortól frekvenciafüggetlenséget is követelhetünk. Mindezt egybevetve azt találjuk, hogy az idegen kapuk zárása csak rövidzár, vagy szakadás lehet. Azt is könnyű belátni, hogy a két oldalon egyformán rövidzár, vagy egyformán szakadás nem lehet. Ugyanis az időfüggő transzformátor (17) alatti első egyenlete csak a feszültségeket, a második pedig csak az áramokat tartalmazza. Ha rövidzárakkal mindkét oldalon a feszültségeket írjuk elő zérusnak, akkor ez az előírás ellentmondásba kerül a karakterisztika feszültség egyenletével. Hasonló okokból mindkét oldalon szakadással zárva a karakterisztika áramegyenletébe ütközünk.

Zárjuk le a primer idegen kapukat rövidzárral, a szekundereket pedig szakadással. Nevezük az idegen kapuk ilyen lezárását kanonikusnak. Így a primer oldalon az idegen feszültségek, a szekunder oldalon az idegen áramok zérusok. (20)-ból $R_1^{id} = 0$ és $\frac{1}{R_2^{id}} = 0$ behelyettesítésével kapjuk:

$$\begin{aligned} U_1^{(m)} &= \delta_{m0} U_1^{(0)} \\ I_2^{(m)} &= \delta_{m1} I_2^{(1)} \end{aligned} \quad (22)$$

A megoldandó egyenletrendszer (17)-ből és a fenti (22)-ből áll:

$$\begin{aligned} U_2^{(m)} &= \frac{1}{2} U_1^{(m-1)} + \frac{1}{2} U_1^{(m+1)} \\ I_1^{(m)} &= \frac{1}{2} I_2^{(m-1)} + \frac{1}{2} I_2^{(m+1)} \\ U_1^{(m)} &= \delta_{m0} U_1^{(0)} \\ I_2^{(m)} &= \delta_{m1} I_2^{(1)} \end{aligned} \quad (23)$$

Küszöböljük ki U_1 -et és I_2 -öt:

$$\begin{aligned} U_2^{(m)} &= [\delta_{(m-1)0} + \delta_{(m+1)0}] \frac{1}{2} U_1^{(0)} \\ I_1^{(m)} &= [\delta_{(m-1)1} + \delta_{(m+1)1}] \frac{1}{2} I_2^{(1)} \end{aligned} \quad (24)$$

Ide az $m = 1$, ill. $m = 0$ indexeket helyettesítve kapjuk a modulátor karakterisztikáját:

$$\begin{aligned} U_2^{(1)} &= \frac{1}{2} U_1^{(0)} \\ I_1^{(0)} &= \frac{1}{2} I_2^{(1)} \end{aligned} \quad (25)$$

Ez pedig egy reciprok négypólust jelent, mely nem más, mint egy 2:1 áttételű ideális transzformátor.

(24) alapján írjuk fel az idegen feszültségeket és áramokat is:

$$\begin{array}{l|l} \vdots & \vdots \\ I_1^{(-2)} = 0 & U_2^{(-3)} = 0 \\ I_1^{(0)} = \text{szabad} & U_2^{(1-)} = \frac{1}{2} U_1^{(0)} \\ I_1^{(+2)} = \frac{1}{2} I_2^{(1)} & U_2^{(1)} = \text{szabad} \\ I_1^{(+4)} = 0 & U_2^{(3)} = 0 \\ \vdots & \vdots \end{array} \quad (26)$$

A (26) egyenletek arra a gyakorlatilag nagyjelentőségű tényre világítanak rá, hogy az idegen kapuk közül csak a primer +2-es és a szekunder -1-es ideális zárása jelentős: a többi primer kapun az áramok zérus volta miatt a feszültségek rövidzárás nélkül is zérusok. Hasonló okokból a többi szekunder kapun az áramok szakadás nélkül is zérusok.

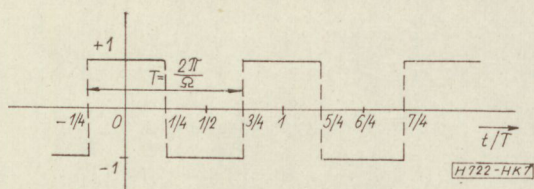
Elegendő tehát két idegen kaput kanonikusan zárni; ekkor a zárás adta egyenletből csak kettő marad. Így a (23) egyenletrendszer az alábbira egyszerűsül:

$$\begin{aligned} U_2^{(m)} &= \frac{1}{2} U_1^{(m-1)} + \frac{1}{2} U_1^{(m+1)} \\ I_1^{(m)} &= \frac{1}{2} I_2^{(m-1)} + \frac{1}{2} I_2^{(m+1)} \\ U_1^{(+2)} &= 0 \\ I_2^{(-1)} &= 0 \end{aligned} \quad (27)$$

Ebből az egyenletrendszerből a megfelelő indexeket behelyettesítve közvetlenül kapjuk a modulátor (25) alatti karakterisztikáját.

2. Passzív modulátor

Az előző pontban láttuk, hogy az időfüggő transzformátor áttételének $\ddot{u} = \cos \Omega t$ választásával és annak kanonikus — primer idegen kapukon rövidzárral, szekundereken szakadással való — lezárásával igen kedvező tulajdonságú modulátorra jutunk, mely azonban csak aktív elemekkel valósítható meg. Passzív elemekkel (diódákkal) megvalósítható időfüggő transzformátort akkor kapunk, ha az áttételt



7. ábra. Négyszögfüggvény (σ -függvény)

szakaszosan állandó függvénynek választjuk. Válasszuk például $\ddot{u}(t)$ -t a 7. ábra szerint váltakozva ± 1 -nek. Így a konvencionális dióda-kvartettel megvalósított modulátorkapcsolásra jutunk.

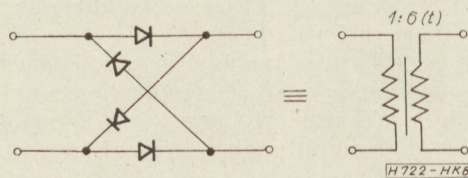
Ennek a négyszögfüggvénynek a Fourier sora:

$$\ddot{u} = \sigma(t) = \sum_s \sigma_s \sqrt{s} \Omega t \quad (28)$$

ahol az együtthatók értéke:

$$\sigma_s = \begin{cases} 0, & \text{ha } s \text{ páros} \\ (-1)^{\frac{s-1}{2}} \frac{2}{s\pi}, & \text{ha } s \text{ páratlan.} \end{cases} \quad (29)$$

A páros indexű σ -együtthatók zérus voltának jelentős következménye, hogy a páratlan indexű és páros indexű szekunder kapuk lezárása közömbössé válik: ezeket a kapukat ugyanúgy nem is kell ábrázolnunk, mint az előző pontban a szinuszos áttétel esetén. Ezzel a $\sigma(t)$ -vel adott áttételű transzformátor a 8. ábrán látható vezérelt dióda-kvartettel valósítható meg. A diódák vezérlését nem tüntettük fel; ez annyit jelent, hogy a vivőfrekvencia ütemében váltakozva hol a hosszanti, hol a keresztirányú diódák nyitnak (a nyitóirányú ellenállást, r_n -et 0-nak tekintjük), ugyanakkor a másik diódapár zár (a záróirányú ellenállás, r_z ideálisan végtelen).



8. ábra. Dióda-kvartett ideális helyettesítőképe

A vezérelt dióda-kvartett, ill. az ekvivalens időfüggő transzformátor karakterisztikája az időtartományban:

$$\begin{aligned} u_2(t) &= \sigma(t) \cdot u_1(t) \\ i_1(t) &= \sigma(t) \cdot i_2(t) \end{aligned} \quad (30)$$

Átérve amplitúdókra, a négypólus itt is sokkapus áramkörre hasad, melynek tömör karakterisztikája:

$$\begin{aligned} U_2^{(m)} &= \sum_s \sigma_{s-m} U_1^{(s)} \\ I_1^{(m)} &= \sum_s \sigma_{s-m} I_2^{(s)} \end{aligned} \quad (31)$$

A kanonikus zárási feltételek azonosak az előző pontban felírtakkal:

$$\begin{aligned} U_1^{(m)} &= \delta_{m0} U_1^{(0)} \\ I_2^{(m)} &= \delta_{m1} I_2^{(1)} \end{aligned} \quad (32)$$

Ezeket behelyettesítve (31)-be*:

$$\begin{aligned} U_2^{(m)} &= \sigma_m U_1^{(0)} \\ I_1^{(m)} &= \sigma_{m-1} I_2^{(1)} \end{aligned} \quad (33)$$

* Felhasználtuk, hogy $\sigma_{-m} = \sigma_m$.

Innen a modulátor karakterisztikája:

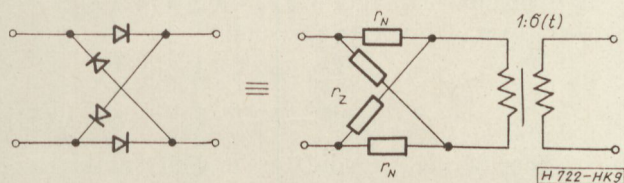
$$\begin{aligned} U_2^{(1)} &= \sigma_1 U_1^{(0)} \\ I_1^{(0)} &= \sigma_1 I_2^{(1)} \end{aligned} \quad (34)$$

ez pedig egyszerűen egy 1:σ₁ (azaz π:2) áttételű ideális transzformátor karakterisztikája.

3. Veszteségek figyelembevétele

Vegyük tekintetbe azt, hogy a vezérelt diódkvartettben a diódák nyitó- és záróirányú ellenállásai (r_n és r_z) végesek. Így a 7. ábra helyettesítőképét módosítanunk kell (9. ábra). A módosítás lényegében annyit jelent, hogy az időfüggő ideális transzformátorral még kaszkádba kell kapcsolnunk a veszteségeket képviselő X-tagot, melynek hullámparamétere:

$$\begin{aligned} \text{hullámellenállások: } r_0 &= \sqrt{r_n r_z} \\ \text{hullámcsillapítás: } \text{cth } \frac{1}{2} a_0 &= \sqrt{\frac{r_z}{r_n}} = n^* \end{aligned} \quad (35)$$



9. ábra. Veszteséges diódkvartett ideális helyettesítőképe

A további számítások egyszerűsítésére normalizáljunk az r₀ = 1 választással. Közvetlen analízis vezet a fenti helyettesítő kép alapján a veszteséges diódkvartett időtartománybeli karakterisztikájához:

$$\begin{aligned} \text{ch } a_0 \cdot u_2(t) &= \sigma(t) \cdot u_1(t) - \text{sh } a_0 \cdot i_2(t) \\ \text{ch } a_0 \cdot i_1(t) &= \text{sh } a_0 \cdot u_1(t) - \sigma(t) \cdot i_2(t) \end{aligned} \quad (36)$$

Vezessük be a következő rövidítéseket:

$$\begin{aligned} \alpha &= \text{ch } a_0 = \frac{n^2 + 1}{n^2 - 1} \approx 1 + \frac{2}{n^2} \\ \varepsilon &= \text{sh } a_0 = \frac{2n}{n^2 - 1} \approx \frac{2}{n} \end{aligned} \quad (37)$$

(Ideális esetben α = 1 és ε = 0.)

(36)-ból térjünk át a kvartett amplitúdó-karakterisztikájára a már ismert módon:

$$\begin{aligned} \alpha U_2^{(m)} &= \sum_s \sigma_{s-m} U_1^{(s)} - \varepsilon I_2^{(m)} \\ \alpha I_1^{(m)} &= \varepsilon U_1^{(m)} + \sum_s \sigma_{s-m} I_2^{(s)} \end{aligned} \quad (38)$$

Ideális esetben ez valóban (31)-be megy át. A kanonikus zárás feltételek változatlanul:

$$\begin{aligned} U_1^{(m)} &= \delta_{m0} U_1^{(0)} \\ I_2^{(m)} &= \delta_{m1} I_2^{(1)} \end{aligned} \quad (39)$$

* A hullámcsillapítás csak a „diódajóság”-tól, az n = √(r_z/r_n) viszonytól függ.

Helyettesítsük ezeket (38)-ba:

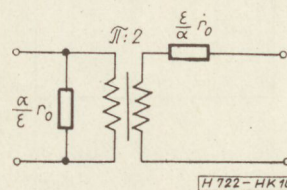
$$\begin{aligned} \alpha U_2^{(m)} &= \sigma_m U_1^{(0)} - \delta_{m1} \varepsilon I_2^{(1)} \\ \alpha I_1^{(m)} &= \delta_{m0} \varepsilon U_1^{(0)} + \sigma_{m-1} I_2^{(1)} \end{aligned} \quad (40)$$

Innen a veszteséges diódás modulátor karakterisztikája:

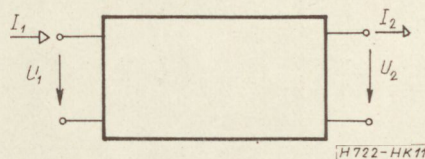
$$\begin{aligned} U_2^{(1)} &= \frac{\sigma_1}{\alpha} U_1^{(0)} - \frac{\varepsilon}{\alpha} I_2^{(1)} \\ I_1^{(0)} &= \frac{\varepsilon}{\alpha} U_1^{(0)} + \frac{\sigma_1}{\alpha} I_2^{(1)} \end{aligned} \quad (41)$$

Ebben az egyenletrendszerben a modulátor hibridparaméterei* szerepelnek, melynek alapján közvetlenül felrajzolhatjuk a veszteséges diódás modulátor

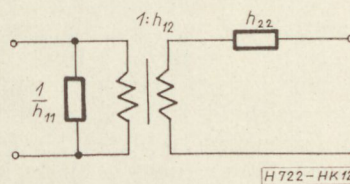
10. ábrán látható helyettesítő képét. (σ₁ = 2/π).



10. ábra. Diódkvartettből kanonikus zárással származtatott modulátor (gyűrűs modulátor) helyettesítőképe



11. ábra. Lineáris négypólus állapotjellemzőinek mérőirányai a hibrid-karakterisztikában



12. ábra. Hibrid-ekvivalens

* A négypólus hibridkarakterisztikája alatt a primer U₁ és I₂ gerjesztésekre adott válaszok egyenleteit értjük (11. ábra):

$$\begin{aligned} I_1 &= h_{11} U_1 + h_{12} I_2 \\ U_2 &= h_{21} U_1 - h_{22} I_2 \end{aligned}$$

Ennek hibridekvivalense, ha a négypólus reciprok, azaz ha h₁₂ = h₂₁-gyel, a 12. ábrán látható.

(41)-ből kiolvashatók a modulátor hibridparaméterei:

$$\begin{aligned} h_{11} &= \frac{\varepsilon}{\alpha}, & h_{12} &= \frac{\sigma_1}{\alpha} \\ h_{21} &= \frac{\sigma_1}{\alpha}, & h_{22} &= \frac{\varepsilon}{\alpha}. \end{aligned}$$

Látjuk, hogy h₁₂ = h₂₁, azaz a modulátor reciprok négy-pólus és így létezik hibridekvivalense. A négypólusparaméterek és hibridparaméterek összefüggése:

$$\begin{aligned} h_{11} &= \frac{G_n}{P_n}, & h_{12} &= h_{21} = \frac{F_n}{P_n}, & h_{22} &= \frac{R_n}{P_n} \\ \det h &= h_{11} h_{22} - h_{12}^2 = \frac{S_n}{P_n} \end{aligned}$$

Határozzuk meg végül a (41) egyenletrendszerből a diódás modulátor négy pólusparamétereit, melyeket a szokásos módon a 13. ábrán adunk meg.

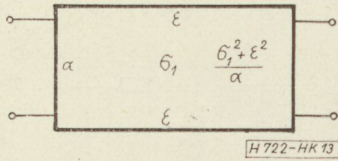
Ennek az ohmos recíprok négy pólusnak a hullámparamétereit: ($r_0 = 1$ normalizálást visszaállítva)

$$R_{1opt} = \frac{1}{\sigma_1^*} r_0, \quad R_{2opt} = \sigma_1^* r_0$$

$$\text{sh } a_{opt} = \frac{\varepsilon}{\sigma_1} = \frac{\text{sh } a_0}{\sigma_1}, \quad (42)$$

ahol

$$\sigma_1^* = \frac{1}{\alpha} \sqrt{\sigma_1^2 + \varepsilon^2}$$



13. ábra. Gyűrűs modulátor négy pólus-paramétereit

Tekintetbevéve, hogy kis argumentumokra $\text{sh } x \approx x$ és feltételezve, hogy a_0 kicsiny; az alábbi közeliéseket írhatjuk fel;

$$R_{1opt} = \frac{\pi}{2} r_0, \quad R_{2opt} = \frac{2}{\pi} r_0$$

$$a_{opt} = \frac{\pi}{2} \varepsilon = \frac{\pi}{n} \quad (\text{Néper}) \quad (43)$$

4. Általános zárás

Az előző pontban tárgyalt ideális passzív modulátorra úgy jutottunk, hogy a ± 1 -es áttételű időfüggő transzformátort az idegen kapukon kanonikusan (primer oldalon rövidzárakkal, szekunder oldalon szakadásokkal) zártuk. Mélyebb betekintést nyerünk az így nyert modulátoráramkörbe, ha a fenti kanonikus zárásokon kívül megvizsgáljuk azt az általánosabb esetet, amikor a primer idegen kapukat egysegesen R_1^{id} -el, a szekundereket pedig R_2^{id} -el zárjuk.

Induljunk ki a veszteséges ± 1 -es áttételű transzformátor időt rtománybeli (36) karakterisztikájából:

$$\alpha u_2(t) + \varepsilon i_2(t) = \sigma(t) \cdot u_1(t)$$

$$\alpha i_1(t) - \varepsilon u_1(t) = \sigma(t) \cdot i_2(t) \quad (44)$$

Kihasználva azt, hogy $[\sigma(t)]^2 \equiv 1$, a fenti karakterisztikát alternative az alábbi formában írhatjuk:

$$u_1(t) = \sigma(t) \cdot [\alpha u_2(t) + \varepsilon i_2(t)]$$

$$i_2(t) = \sigma(t) \cdot [\alpha i_1(t) - \varepsilon u_1(t)] \quad (45)$$

Írjuk át mind a négy egyenletet amplitúdó-tartományba:

$$\alpha U_2^{(m)} + \varepsilon I_2^{(m)} = \sum_s \sigma_{s-m} U_1^{(s)} \quad (46)$$

$$\alpha I_1^{(m)} - \varepsilon U_1^{(m)} = \sum_s \sigma_{s-m} I_2^{(s)} \quad (47)$$

$$U_1^{(m)} = \sum_s \sigma_{s-m} [\alpha U_2^{(s)} + \varepsilon I_2^{(s)}] \quad (48)$$

$$I_2^{(m)} = \sum_s \sigma_{s-m} [\alpha I_1^{(s)} - \varepsilon U_1^{(s)}] \quad (49)$$

Az idegen kapuk R_1^{id} , ill. R_2^{id} -el való lezárása az alábbi egyenletekhez vezet:

$$U_1^{(m)} + R_1^{id} I_1^{(m)} = \delta_{m0} [U_1^{(0)} + R_1^{id} I_1^{(0)}] \quad (50)$$

$$U_2^{(m)} - R_2^{id} I_2^{(m)} = \delta_{m1} [U_2^{(1)} - R_2^{id} I_2^{(1)}] \quad (51)$$

Adjuk össze a (46) $\alpha + \varepsilon R_1^{id}$ -szerezését és a (49) R_1^{id} -szerezését: (felhasználva, hogy $1 + \varepsilon^2 = \alpha^2$)

$$\alpha(\alpha + \varepsilon R_1^{id}) U_2^{(m)} + (\alpha \varepsilon + \alpha^2 R_1^{id}) I_2^{(m)} = \sum_s \sigma_{s-m} [\alpha U_1^{(s)} + \alpha R_1^{id} I_1^{(s)}] \quad (52)$$

α -val lehet egyszerűsíteni, azonkívül a jobboldalon a \sum alatt (50) baloldalát ismerjük fel, melynek csak az $s = 0$ indexű tagja különbözik zérustól:

$$(\alpha + \varepsilon R_1^{id}) U_2^{(m)} + (\varepsilon + \alpha R_2^{id}) I_2^{(m)} = \sigma_m [U_1^{(0)} + R_1^{id} I_1^{(0)}] \quad (53)$$

Hasonlóképpen vonjuk le a (48)-ból a (47) $\alpha R_2^{id} + \varepsilon$ -szorosát és rendezzük az egyenletet:

$$(\alpha + \varepsilon R_1^{id}) U_1^{(m)} - (\alpha R_2^{id} + \varepsilon) I_1^{(m)} = \sigma_{m-1} [U_2^{(1)} - R_2^{id} I_2^{(1)}] \quad (54)$$

E két egyenletből a modulátor implicit karakterisztikáját kapjuk az $m = 0$, illetve 1 index-helyettesítéssel:

$$\sigma_1 U_1^{(0)} + \sigma_1 R_1^{id} I_1^{(0)} = (\alpha + \varepsilon R_1^{id}) U_2^{(1)} + (\varepsilon + \alpha R_2^{id}) I_2^{(1)} - (\alpha + \varepsilon R_2^{id}) U_1^{(0)} + (\varepsilon + \alpha R_1^{id}) I_1^{(0)} = -\sigma_1 U_2^{(1)} + \sigma_1 R_2^{id} I_2^{(1)} \quad (55)$$

Ennek a lineáris egyenletrendszernek a megoldásával jutunk a modulátor explicit karakterisztikájához:

$$U_1^{(0)} = \frac{P_m}{F_m} U_2^{(1)} + \frac{R_m}{F_m} I_2^{(1)}$$

$$I_1^{(0)} = \frac{G_m}{F_m} U_2^{(1)} + \frac{S_m}{F_m} I_2^{(1)} \quad (56)$$

A modulátor itt szereplő négy pólus paramétereit az (55) egyenletrendszer együtthatóiból determinánsokkal írhatjuk fel közvetlenül:

$$F_m = \sigma_1 D$$

$$P_m = \alpha D - (1 - \sigma_1^2) R_1^{id}$$

$$S_m = \alpha D - (1 - \sigma_1^2) R_2^{id} \quad (57)$$

$$R_m = \varepsilon D + (1 - \sigma_1^2) R_1^{id} R_2^{id}$$

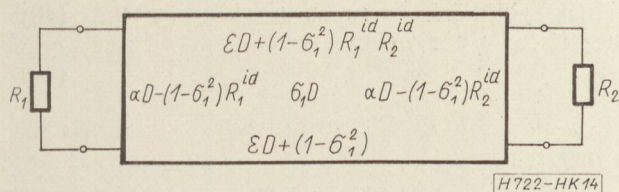
$$G_m = \varepsilon D + (1 - \sigma_1^2)$$

ahol

$$D = \alpha(R_1^{id} + R_2^{id}) + \varepsilon(1 + R_1^{id} R_2^{id})$$

Írjuk fel a modulátor négy pólus paramétereit a szokásos elrendezésben beírva a négy pólus szimbólumba (14. ábra).

Zárjuk le a modulátort a primer oldalon R_1 ellenállású generátorral, a szekunder oldalon R_2 -vel. Így



14. ábra. Dióda kvartettből általános zárással származtatott modulátor négy pólusparamétere

az alábbi modulátor átviteli tényező jellemzi az adó és vevő közötti kapcsolatot:

$$\begin{aligned} \Gamma_{\text{mod}} &= \frac{P_m R_2 + S_m R_1 + R_m + G_m R_1 R_2}{2F_m \sqrt{R_1 R_2}} = \\ &= \frac{\alpha(R_1 + R_2) + \varepsilon(1 + R_1 R_2)}{2\sigma_1 \sqrt{R_1 R_2}} + \\ &+ \frac{1 - \sigma_1^2 (R_1^{id} - R_1)(R_2^{id} - R_2)}{2\sigma_1 D \sqrt{R_1 R_2}} \end{aligned} \quad (58)$$

Ebből a formulából közvetlenül látjuk azt az érdekes ténytet, hogy ha a modulátor egyik oldalát frekvenciafüggetlen ohmos ellenállással zárjuk, azaz pl. a primer oldalon az idegen kapukon és a hasznos kapun egyformán R_1 -el (így $R_1^{id} = R_1$), a modulátor átviteli tényezője nem függ a másik oldali idegen kapuk zárásától.

Azt is látjuk, hogy (60) R_1^{id} és R_2^{id} -ben szimmetrikus. Vagyis az $R_1^{id} = 0$ és $R_2^{id} = \infty$ kanonikus zárás mellett adódó modulátor átvitel ± 1 -es időfüggő transzformátorból származtatva — azonos az $R_1^{id} = \infty$, $R_2^{id} = 0$ mellett adódóval. Ebben a kanonikus esetben: először $R_1^{id} = 0$ -t helyettesítve:

$$\begin{aligned} \Gamma_{\text{mod}} &= \frac{\alpha(R_1 + R_2 + \varepsilon(1 + R_1 R_2))}{2\sigma_1 \sqrt{R_1 R_2}} + \\ &+ \frac{1 - \sigma_1^2 (-R_1)(R_2^{id} - R_2)}{2\sigma_1 (\alpha R_2^{id} + \varepsilon) \sqrt{R_1 R_2}} \end{aligned}$$

majd $R_2^{id} \rightarrow \infty$ határátmenetet elvégezve:

$$\Gamma_{\text{mod}} = \frac{\varepsilon^2 + \sigma_1^2 R_1 + \alpha R_2 + \varepsilon(1 + R_1 R_2)}{2\sigma_1 \sqrt{R_1 R_2}} \quad (59)$$

5. Ideálistól eltérő zárás

A kanonikus zárás azt követeli meg, hogy a primer idegen kapukat rövidzárral, a szekundereket pedig szakadással zárjuk. Ezt az ideális követelményt legnehezebb a -1 -es szekunder kapun megvalósítani, melynek frekvenciasávja, az $\Omega - \omega_B$ sáv közvetlen a hasznos sáv, az $\Omega + \omega_B$ mellett van.

Tegyük fel, hogy a tükrökapu (a -1 -es szekunder kapu) az ideális szakadás helyett egy Z_T impedanciával van lezárva. A modulátor tehát a 15. ábrán látható zárásokkal keletkezik a vezérelt dióda kvartettből (azaz a \pm áttételű időfüggő transzformátorból).

A dióda kvartett amplitúdó karakterisztikája változatlan:

$$\begin{aligned} \alpha U_2^{(m)} &= \sum_s \sigma_{s-m} U_1^{(s)} - \varepsilon I_2^{(m)} \\ \alpha I_1^{(m)} &= \sum_s \sigma_{s-m} I_2^{(s)} + \varepsilon U_1^{(m)} \end{aligned} \quad (60)$$

A zárási feltételek viszont megváltoznak:

$$\begin{aligned} U_1^{(m)} &= \delta_{m0} U_1^{(0)} \\ I_2^{(m)} &= \delta_{m1} I_2^{(1)} + \delta_{m(-1)} I_2^{(-1)} \\ Z_T I_2^{(-1)} &= U_2^{(-1)}. \end{aligned} \quad (61)$$

Az új zárási feltételeket (60)-ba helyettesítve:

$$\begin{aligned} \alpha U_2^{(m)} &= \sigma_m U_1^{(0)} - \delta_{m1} \varepsilon I_2^{(1)} - \delta_{m(-1)} \varepsilon I_2^{(-1)} \\ \alpha I_1^{(m)} &= \sigma_{m-1} I_2^{(1)} + \delta_{m0} \varepsilon U_1^{(0)} + \sigma_{m+1} I_2^{(-1)} \end{aligned} \quad (62)$$

Az $I_2^{(-1)}$ új ismeretlen kiküszöbölésére még egy harmadik egyenletet kell találnunk, mely a fenti első egyenletből származtatható az $m = -1$ index behelyettesítésével:

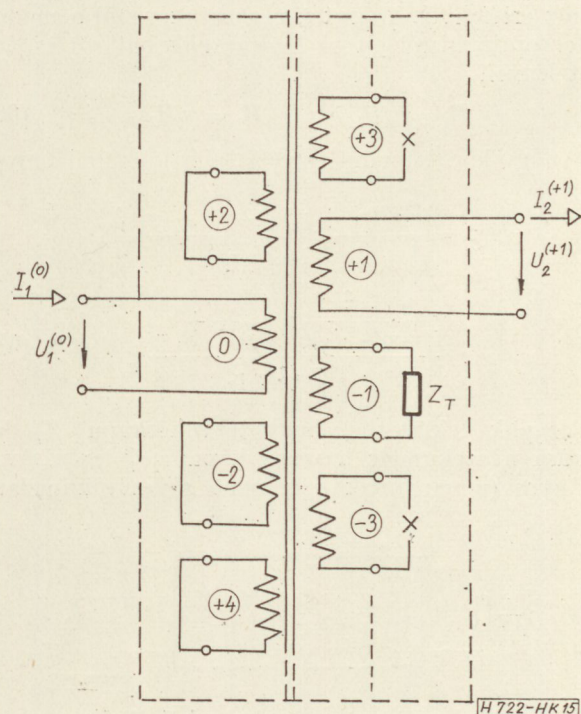
$$\alpha U_2^{(-1)} = \sigma_1 U_1^{(0)} - \varepsilon I_2^{(-1)}$$

vagy kissé átrendezve (61) felhasználásával:

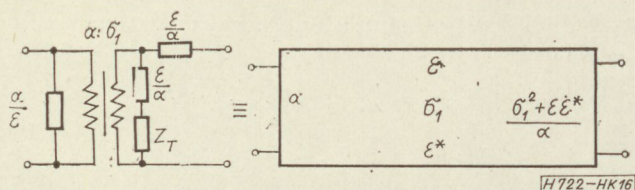
$$I_2^{(-1)} = \frac{\sigma_1}{\alpha Z_T + \varepsilon} U_1^{(0)} \quad (63)$$

Ezt (62)-be helyettesítve:

$$\begin{aligned} \alpha U_2^{(m)} &= \left(\sigma_m - \delta_{m(-1)} \sigma_1 \frac{\varepsilon}{\alpha Z_T + \varepsilon} \right) U_1^{(0)} - \delta_{m1} \varepsilon I_2^{(1)} \\ \alpha I_1^{(m)} &= \left(\delta_{m0} \varepsilon + \sigma_{m+1} \frac{\sigma_1}{\alpha Z_T + \varepsilon} \right) U_1^{(0)} + \sigma_{m-1} I_2^{(1)} \end{aligned} \quad (64)$$



15. ábra. A tükrökapu kanonikustól eltérő zárása



16. ábra. A tükörkapu véges Z_T impedanciával való zárásának következménye a modulátor helyettesítőképében

Ebből az egyenletrendszerből a modulátor karakterisztikáját kapjuk az $m = 1$, ill. $m = 0$ index-helyettesítéssel:

$$\begin{aligned} \alpha U_2^{(1)} &= \sigma_1 U_1^{(0)} - \varepsilon I_2^{(1)} \\ \alpha I_1^{(0)} &= \left[\varepsilon + \frac{\sigma_1^2}{\alpha Z_T + \varepsilon} \right] U_1^{(0)} + \sigma_1 I_2^{(1)} \end{aligned} \quad (65)$$

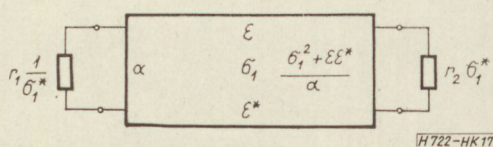
Ez pedig — az $U_1^{(0)}$ és $I_2^{(1)}$ jellemzők együtthatóinak egyenlősége miatt — egy reciproknégypólus hibrid-karakterisztikája, melyből a hibrid-ekvivalens és a négypólus paraméterek közvetlenül kiolvashatók (16. ábra). Az ábrán a (65) jobboldalán szögletes zárójelben álló Z_T -től függő együtthatót ε^* -al jelöltük. A modulátor szekunder oldalán általában sáv-szűrő van: ennek átteresztősávjában jelentkező bemenő ellenállása jelenti a kiemelt 1-es kapu lezárását, a tükörsávban jelentkező impedanciája pedig a fenti Z_T -t adja, mely tehát frekvenciafüggő és dominálónan reaktáns. Ez a Z_T arányos az R_2 -vel, a sáv-szűrő átteresztőrésszéli bemenő ellenállásával. A modulátor záróellenállásainak megválasztásánál a tükörkapu ideálistól eltérő zárását nem vehetjük tekintetbe, hiszen az frekvenciafüggő. Vagyis a modulátor optimális lezáró ellenállásai megegyeznek az ideális zárás mellett fellépő hullámellenállások (42)-vel adott értékeivel. Tekintetbe akarjuk venni a modulátor optimálistól eltérő lezárásának hatását is, tehát legyen

$$R_1 = r_1 R_{1opt}; \quad R_2 = r_2 R_{2opt} \quad (66)$$

Az így lezárt modulátor (17. ábra) átviteli tényezője:

$$\begin{aligned} \Gamma_{mod} &= \frac{\alpha \sigma_1^* (r_1 + r_2) + \varepsilon (1 + \sigma_1 r_2)}{2 \sigma_1 \sqrt{r_1 r_2}} + \\ &+ \frac{\sigma_1^2}{\alpha Z_T + \varepsilon} r_1 \left(\frac{\varepsilon}{\alpha \sigma_1^*} + r_2 \right) \end{aligned} \quad (67)$$

Vegyük tekintetbe, hogy a tükörkapu Z_T lezárása a szekunder hasznos kapu $r_2 \sigma_1^*$ lezárásával arányos (ugyanannak a bemenő sáv-szűrőimpedan-



17. ábra. A négypólusparamétereivel adott általános modulátor zárása

ciának a tükörfrekvencián mért értéke); és értelmezzük az η tényezőt:

$$\eta = \frac{R_2}{Z_T} = \sigma_1^* \frac{r_2}{Z_T} \quad (68)$$

Ezt az η tényezőt Z_T helyett (67)-be beírva és kissé átrendezve az alábbi formulát kapjuk:

$$\Gamma_{mod} = \Gamma_0 \cdot \Gamma_\eta$$

Itt Γ_0 ($\eta = 0$ esetén az átvitel):

$$\Gamma_0 = \frac{\alpha \sigma_1^* (r_1 + r_2) + \varepsilon (1 + r_1 r_2)}{2 \sigma_1 \sqrt{r_1 r_2}} \quad (69)$$

és az η hatását kifejező tényező:

$$\Gamma_\eta = 1 + (r_1 \times r_2^*) \left(\frac{\sigma_1}{\sigma_1^*} \right)^2 \frac{\eta}{r_2 + \frac{\varepsilon}{\alpha \sigma_1^*} \eta} \quad (70)$$

$$\text{ahol } r_2^* = \frac{\alpha \sigma_1^* r_2 + \varepsilon}{\alpha \sigma_1^* + \varepsilon r_2}$$

Ez a tükörsáv ideálistól eltérő lezárása esetén az $\varepsilon \approx 0$ helyettesítéssel az alábbi közelítésre vezet:

$$\Gamma_\eta = 1 + \frac{r_1}{r_1 + r_2} \eta \quad (71)$$

A modulátor szekunder oldalára kapcsolt sáv-szűrő impedanciája tehát a tükörsávban is vizsgálható. A sáv-szűrő bemenő impedanciája az idegen kapuk lezárásának ideális követelményei miatt (a szekunder oldalon az idegen kapukat szakadással kell zárnunk) csak elsőfokú és T -bekezdésű lehet. Egy ilyen sáv-szűrő hullámimpedanciája ω_A és ω_F alsó és felső határfrekvenciák mellett így írható fel:

$$Z_0 = R_0 \frac{\sqrt{(\omega^2 - \omega_A^2)(\omega_F^2 - \omega^2)}}{(\omega_F - \omega_A)\omega} \quad (72)$$

A sáv-szűrő primer oldalán jelentkező üzemi impedancia az átteresztő részben jó közelítésben állandó és egyezik a fenti R_0 -val ($R_2 = R_0$). A zárótartományban viszont az üzemi és hullámimpedanciák körülbelül egyenlők, és így az alsó zárótartományban:

$$Z_{1üz} \approx -j R_0 \frac{\sqrt{(\omega_A^2 - \omega^2)(\omega_F^2 - \omega^2)}}{(\omega_F - \omega_A)\omega} \quad (73)$$

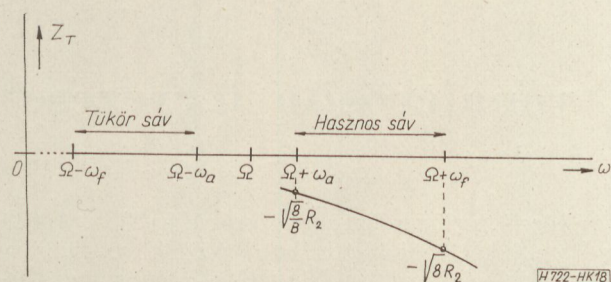
Jelöljük ω_a -val és ω_f -fel az átvendő hangfrekvenciás sáv határait. A sáv-szűrő elméleti határfrekvenciái, tehát közelítésben, ha Ω a vivő frekvencia és felső oldalsávval dolgozunk:

$$\omega_A = \Omega + \omega_a$$

$$\omega_F = \Omega + \omega_f$$

Az alsó zárótartományban az ω_h hangfrekvenciához tartozó $\Omega + \omega_h$ hasznos frekvencia tükre $\Omega - \omega_h$. Ennél a frekvenciánál kell Z_T -et kiszámítani. (73)-ba behelyettesítve, és feltételezve, hogy a vivőfrekvencia jóval nagyobb, mint a hangfrekvencia; az ω_h tükörfrekvenciájánál;

$$Z_T = -j 2 R_2 \frac{\sqrt{(\omega_a + \omega_h)(\omega_f + \omega_h)}}{\omega_f - \omega_a} \quad (74)$$



18. ábra. A \$Z_T\$ tükörimpedancia a frekvencia függvényében

Ez tehát az \$\omega_h\$ hangfrekvenciától függő negatív reaktancia, melynek abszolút értéke \$\omega_a\$-nál a legkisebb:

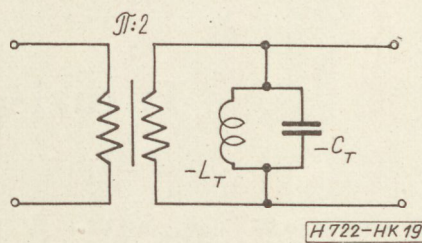
$$Z_T(\omega_a) = -j2R_2 \frac{\sqrt{2\omega_a(\omega_f + \omega_a)}}{\omega_f - \omega_a}$$

Bevetve a \$B = \frac{\omega_f}{\omega_a}\$ hangfrekvenciás sávzsélességet: találjuk, hogy \$Z_T\$ csak ettől függ:

$$Z_T(\omega_a) = -jR_2 \cdot \frac{\sqrt{8(B+1)}}{B-1} \quad (75)$$

A legnagyobb abszolút értéket \$\omega_f\$-nél éri el:

$$Z_T(\omega_f) = -jR_2 \frac{\sqrt{8B(B+1)}}{B-1} \quad (76)$$



19. ábra. A tükörimpedancia közelítő ábrázolása negatív párhuzamos körrel

A tükörimpedancia legnagyobb és legkisebb értékek aránya:

$$\frac{Z_T(\omega_f)}{Z_T(\omega_a)} = \sqrt{B} \quad (77)$$

A (74) alatti tükörimpedancia az előző pont szerint a modulátoráramkörben (tekintsük most az \$\epsilon = 0\$-val jellemzett ideális esetet) söntként jelentkezik. Ennek frekvenciafüggő lefolyása fenti számításaink szerint a 18. ábrán látható.

Ez a reaktanciamenet egy negatív elemekből álló párhuzamos rezgőkörrel közelíthető meg, és így a modulátor helyettesítőképe a 19. ábrán látható.

SZEMLE

Összeállította: VÁSÁRHELYI PÁL

Az 1966-os hannoveri vásáron „Cassetten Recorder 3301” néven bemutatott Philips-gyártmányú magnetofon nagy segítséget nyújt a nyelvtanulásban, különösen a helyes kiejtés elsajátításában. A berendezés kazettás magnetofonszalagokkal dolgozik, minden kazetában egy-egy nyelvlecke anyagát tartalmazó szalag van. A megoldás érdekessége a következő: A tanuló fülhallgatóján keresztül hallja az oktató mágnesszalagra vett hangját és a hallott szavakat, mondatokat mikrofonjában megismétli. A berendezés a megismételt szöveget úgy rögzíti, hogy a tanuló szavait az oktató szavai közé keveri, és így lehetőséget ad arra, hogy a kiejtést minden szó esetében közvetlenül össze lehessen hasonlítani az oktatóéval. A programozott nyelvtanulás az új berendezésben kitűnő segédeszközt nyert. (*Funktechnik*, 12. sz. 1966. jún.)

*

A színes televízió, a sztereo berendezések és zene-szekerények iránti növekvő kereslet kielégítésére a Sylvania Electric Products cég Észak-Karolinában 500 000 m² alapterületű gyárat épít. Az új gyár a sztereo berendezések gyártását már ez év szeptemberében megkezdi, míg a jövő év elején megindul a színes televízió-képes gyártása a cég ezirányú kapacitását évi kétfélmillió darabra kívánja emelni. (*Funktechnik*, 11. sz. 1966. jún.)

A Grundig cég „Metamat” néven forgalomba hozott berendezése modulált fény segítségével a nagyközönség céljainak megfelelő távvezérlési lehetőséget biztosít, mégpedig olyan formában, melyhez még hatósági engedély sem szükséges, mint az a rádióhullámokkal dolgozó berendezések esetében általános követelmény. Kitűnően alkalmazható pl. ajtók működésének vezérlésére, berendezések ki- és bekapcsolására. A Metamat zseblámpa nagyságú, és egykézzel kezelhető. A fény-sugár hatótávolsága 20 méter. Az adóban a fényforrás előtt kivágásokkal ellátott apró lemez forog, melynek meghajtását tranzisztorokkal stabilizált fordulatszámúval működő precíziós motor biztosítja. Az áramforrás miniatűr telep, mely az egy-egy alkalommal csupán néhány másodperces igénybevétel következtében fél évig is használható. (*Funktechnik*, 12. sz. 1966. jún.)

*

A német Philips cég nemrégén közreadott üzleti jelentése szerint az 1965-ben elért tiszta nyereség 71,4 millió DM, az 1964-es 66,1 millió DM-mel szemben. A fejlődési tendenciát illetően megállapították, hogy a rádiók terén a másodkészülékek iránti igény erősen növekedett, s emelkedett az eladott autórádiók, hordozható és zsebrádiók, sztereo és Hi-Fi berendezések száma. A televízió terén érdemes felfigyelni arra, hogy erősen nőtt az építészkerényként eladott készülékek száma. (*Funktechnik*, 12. sz. 1966. jún.)

Tranzisztoros vonalerősítő tervezése*

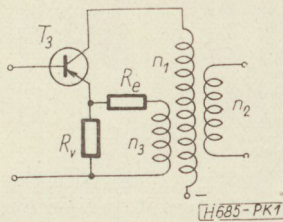
ETO 621.375.4:621.395.44:621.395.64

Az elmúlt években az ipari kivitelű tranzisztor típusok lehetővé tették a félvezetők felhasználását a nagy megbízhatóságú átviteltechnikai berendezésekben. A következőkben egy háromfokozatú, 12—252 kHz-ig átvivő, 4 N-es erősítéssel rendelkező egység tervezési menetét ismertetjük.

A nemzetközi ajánlásokban rögzített szigorú specifikációs adatok teljesítése megköveteli a részletes elméleti vizsgálatot és az összefüggések pontos rendszerezését.

1. A végerősítő fokozat méretezése

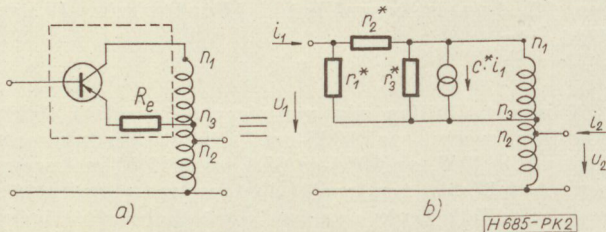
A végerősítő fokozatnál feszültség- és áramvisszacsatolást (úgynevezett híd visszacsatolást) egyidejűleg célszerű használni, mivel ez lehetővé teszi, hogy az előírt kimenő impedanciát és a szükséges visszacsatolás nagyságát külön-külön, egymástól függetlenül tudjuk beállítani. Egy ilyen módon felépített végerősítő fokozat kapcsolása az 1. ábrán látható.



1. ábra. Végerősítő fokozat elvi rajza

Az n_1 kollektor-köri tekercs az n_2 kimenő tekercsrel együtt biztosítja a végerősítő részére szükséges optimális terhelő ellenállást, míg n_3 -al a kollektor-körből feszültség-visszacsatolást hozunk létre. R_e az áthidalatlan emitter ellenállás, R_v pedig az első fokozatra visszacsatoló hurok ellenállása. R_e és R_v ellenállások párhuzamos eredője áramvisszacsatolást eredményez.

Abban az esetben, ha a hurokvisszacsatolás méretezése során teljesül az $R_v \gg R_e$ feltétel, akkor a kapcsolás leegyszerűsíthető a 2a ábrán láthatóra.



2. ábra. Végerősítő fokozat helyettesítő képe

* A cikk a HTE 1964. évi diplomaterv-pályázatán díjat nyert munka alapján készült.

A közelítés elfogadható pontosságú, ha $R_e < 100 \Omega$ és $R_v > 1 \text{ k}\Omega$, ami biztosítható. Az elkövetett hiba ekkor az elemek szórásából eredővel azonos nagyságrendbe esik és azáltal csökkenthető, ha R_e tényleges értékét az egyszerűsített képből számítottnál nagyobbra vesszük (felfelé kerekítjük). A méretezés során az a cél, hogy a tranzisztor katalógus adatai és R_e ismeretében meghatározzuk a kimenő ellenállás, a feszültség-erősítés és a visszacsatolás értékét. Ezen levezetésnél a tranzisztort a visszacsatoló R_e -vel együtt négy-pólusnak fogjuk fel és pl. „ π^* ” paraméterekben adjuk meg, melynek jellemző értékei: r_1^* ; r_2^* ; r_3^* és c^* (2. ábra).

Ezek kiszámítását a tranzisztor „ π ” képéből és R_e -ből könnyű levezetni. (Z paraméterekben összegezhető és „ π^* ”-ra átszámíthatók.)

Ha π^* adott, úgy egy helyettesítő kapcsolást kapunk, melynek most már az eredő Y paraméterei az áramköri egyenletek alapján meghatározhatók, végül Y -ba a π^* értékeit betéve a szükséges összefüggésekhez juthatunk.

Az Y paraméterek számítására a 2b ábrán megadott helyettesítő kép alapján a négy-pólus egyenletek szolgálnak:

$$i_1 = y_{11}u_1 - y_{12}u_2$$

$$i_2 = -y_{21}u_1 + y_{22}u_2$$

$$\text{Ebből: } y_{11} = \left. \frac{i_1}{u_1} \right|_{u_2 = 0}$$

A kapcsolási rajzból közvetlenül kiadódó végeredmény:

$$y_{11} = \frac{1}{r_1^*} + \frac{1}{r_2^*}$$

$$y_{12} = - \left. \frac{i_1}{u_2} \right|_{u_1 = 0}$$

A primer oldalt rövidre zárva, átrajzolás és áramgenerátoros helyett feszültség-generátoros helyettesítő kép esetén kapott hurokegyenleteket felírva, a számítás elvégezhető. Végeredmény:

$$y_{12} = \frac{n_3}{n_2 \cdot r_1^*} + \frac{n_1}{n_2 \cdot r_2^*}$$

$$y_{21} = - \left. \frac{i_2}{u_1} \right|_{u_2 = 0}$$

A szekunder oldalt rövidre zárva, feszültség-generátoros helyettesítés után:

$$y_{21} = \frac{n_1 - n_3}{n_2} \left(\frac{c^*}{r_1^*} + \frac{1 + c^*}{r_2^*} \right)$$

$$y_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{u_1 = 0}$$

Egyszerű helyettesítő kép kapható oly módon, hogy a rövidrezárt primer oldal elemeit a transzformátor szekunder oldalára redukáljuk:

$$y_{22} = \frac{(n_1 - n_3)^2}{n_2^2 \cdot r_3^*} + \frac{n_3^2 + c^* n_3 (n_1 - n_3)}{n_2^2 \cdot r_1^*} + \frac{n_1^2 + c^* (n_1 - n_3) \cdot n_1}{n_1^2} \cdot \frac{n_1}{r_2^*}.$$

Az így megkapott összefüggésekbe beírandó π^* paraméterek értékei a részletes számítás mellőzésével a következőképpen írhatók fel a tranzisztor π paramétereivel és R_e -vel kifejezve:

$$r_1^* = \frac{1}{y_{11}^* - y_{12}^*} = r_1 \left[1 + R_e \left(\frac{1-c}{r_1} + \frac{1}{r_3} \right) \right]$$

$$r_2^* = \frac{1}{y_{12}^*} = r_2 \frac{1 + R_e \left(\frac{1-c}{r_1} + \frac{1}{r_3} \right)}{1 + R_e \frac{r_1 + r_2 + r_3}{r_1 \cdot r_3}}$$

$$r_3^* = \frac{y_{11}^*}{\Delta_y^* + y_{12}^* (y_{12}^* - y_{11}^*)} =$$

$$= \frac{[r_3(r_1 + r_2) + R_e(r_1 + r_2 + r_3)] \cdot \left[1 + R_e \left(\frac{1-c}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) \right]}{r_1 + r_2 + R_e(r_1 + r_2 + r_3) \cdot \left(\frac{1}{r_3} - \frac{c}{r_1} \right)}$$

$$c^* = \frac{y_{21}^* - y_{12}^*}{y_{11}^*} = \frac{c}{1 + R_e \frac{1}{r_3 \times (r_1 + r_2)}}.$$

Az $Y = f(\pi^*)$ kifejezésbe az előbb megadott $\pi^* = f(\pi; R_e)$ értékeket behelyettesítve a tranzisztoradatok és a kapcsolási elemek segítségével ki tudjuk fejezni az Y paramétereket. A közvetlen behelyettesítéssel kapott összefüggések — rendkívüli összetettségük miatt — konkrét méretezésre alkalmatlanok, ezért egyszerűsítünk, az alábbi egyenlőtlenségek figyelembevételével:

$$r_2 \gg r_1; \quad r_2 \gg r_3; \quad |c| \gg 1; \quad r_3 \gg r_1; \quad r_3 \gg R_e.$$

Az egyszerűsítések helyességét a munkaponti értékek ismeretében közvetlenül be lehet látni.

Ezen tényezőket figyelembe véve:

$$r_1^* = r_1 \left[1 + R_e \left(\frac{1-c}{r_1} + \frac{1}{r_3} \right) \right] \approx r_1 \left(1 + R_e \frac{1-c}{r_1} \right) \approx$$

$$\approx r_1 - c R_e$$

$$r_2^* = r_2 \frac{1 + R_e \left(\frac{1-c}{r_1} + \frac{1}{r_3} \right)}{1 + R_e \frac{r_1 + r_2 + r_3}{r_1 \cdot r_3}} \approx r_2 \frac{1 - c \frac{R_e}{r_1}}{1 + R_e \frac{r_2}{r_1 \cdot r_3}} =$$

$$= r_2 \frac{r_1 - c R_e}{r_1 + \frac{r_2}{r_3} \cdot R_e}$$

$$r_3^* \approx \frac{(r_2 \cdot r_3 + R_e \cdot r_2) \left(1 + R_e \cdot \frac{1-c}{r_1} \right)}{r_2 - R_e \cdot c \cdot \frac{r_2}{r_1}} \approx$$

$$\approx \frac{r_2 \cdot r_3 \left(1 - R_e \frac{c}{r_1} \right)}{r_2 \left(1 - R_e \frac{c}{r_1} \right)} = r_3$$

$$c^* = \frac{c}{1 + \frac{R_e}{r_3 \cdot (r_1 + r_2)}} \approx \frac{c}{1 + \frac{R_e}{r_3}} \approx c.$$

Ezeket az összefüggéseket már behelyettesíthetjük az Y paraméterek összefüggésébe. Most is alkalmazhatjuk azonban az előbbi egyenlőtlenségeket, így további egyszerűsítéseket végezhetünk. A kapott eredmények:

$$y_{11} = \frac{1}{r_1 - c R_e}$$

$$y_{12} = \frac{\frac{n_3}{n_2} r_2 + \frac{n_1}{n_2} \left(r_1 + \frac{r_2}{r_3} \right) R_e}{r_2 (r_1 - c R_e)}$$

$$y_{21} = \frac{n_1 - n_3}{n_2} \cdot \frac{c}{r_1 - c R_e}$$

$$y_{22} = \frac{n_3 (n_1 - n_3)}{n_2^2} \cdot \frac{c}{r_1 - c R_e}$$

$$\Delta_y = y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}.$$

Mivel Δ_y értéke a két tag értékénél jóval kisebb, így az elhanyagolás útján nyert előző kifejezések nem használhatóak, a különbségképzésnél fellépő hibák miatt, hanem az eredeti összefüggésekből kell kiindulni:

$$\Delta_y = \left(\frac{1}{r_1^*} + \frac{1}{r_2^*} \right) \left[\frac{(n_1 - n_3)^2}{n_2^2} \frac{1}{r_3^*} + \frac{n_3^2}{n_2^2 \cdot r_1^*} + \frac{c^* \cdot n_3 (n_1 - n_3)}{n_2^2} \frac{1}{r_1^*} + \frac{n_1^2}{n_2^2} \frac{1}{r_2^*} + \frac{c^* \cdot n_1 (n_1 - n_3)}{n_2^2} \frac{1}{r_2^*} \right] -$$

$$- \left(\frac{n_3}{n_2} \cdot \frac{1}{r_1^*} + \frac{n_1}{n_2 \cdot r_2^*} \right) \frac{n_1 - n_3}{n_2} \left(\frac{1 + c^*}{r_2^*} + \frac{c^*}{r_1^*} \right) =$$

$$= \left(\frac{1}{r_1^*} + \frac{1}{r_2^*} \right) \left[\frac{(n_1 - n_3)^2}{n_2^2} \frac{1}{r_3^*} + \frac{n_3^2}{n_2^2} \frac{1}{r_1^*} + \frac{n_1^2}{n_2^2} \frac{1}{r_2^*} \right] -$$

$$- \frac{n_3 (n_1 - n_3)}{n_2^2 \cdot r_2^*} \left(\frac{1}{r_1^*} + \frac{n_1}{n_3} \cdot \frac{1}{r_2^*} \right)$$

Mivel $R_e \approx 100 \Omega$ nagyságrendű a visszacsatolatlan tranzisztor paramétereinél figyelembe vett elhanyagolások itt is alkalmazhatóak, így az összefüggést le lehet egyszerűsíteni:

$$\Delta_y \approx \frac{1}{r_1^*} \left(\frac{(n_1 - n_3)^2}{n_2^2} \cdot \frac{1}{r_3^*} + \frac{n_3^2}{n_2^2} \cdot \frac{1}{r_1^*} \right).$$

Behelyettesítve a π^* egyszerűsített kifejezését:

$$\Delta_y \approx \frac{1}{r_1 - c R_e} \left[\frac{(n_1 - n_3)^2}{n_2^2} \frac{1}{r_3} + \frac{n_3^2}{n_2^2} \frac{1}{r_1 - c R_e} \right].$$

Végeredményben így megkaptuk a végfokozatnak, mint négyfólusnak az Y paramétereit, ezáltal bármely jellemző számítható, ill. az erősítés és az előírt kimenő impedancia ismeretében a szükséges kapcsolási elemek értékei meghatározhatók.

A négyfólus kimenő impedanciája a meghajtó generátor admittanciájának ismeretében (y_g) számítható:

$$R_{ki} = \frac{y_g + y_{11}}{\Delta_y + y_{22} \cdot y_g}$$

Az Y paraméterek értékét betéve és rendezve:

$$R_{ki} = n_2^2 \frac{R_g + r_1 - c R_e}{(n_1 - n_3)^2 \cdot \frac{R_g}{r_3} + n_3^2 \frac{R_g}{r_1 - c R_e} + n_3(n_1 - n_3) \cdot c}$$

Nagyságrendi becslést végezve $R_g \approx 1 - 2$ k Ω körüli, így a nevező első két tagja elhanyagolható, ezáltal:

$$R_{ki} \approx \frac{n_2^2}{n_3(n_1 - n_3)} \left(\frac{R_g + R_1}{c} - R_e \right).$$

A feszültségerősítés értéke is számítható, ha a terhelő ellenállás értéke ismert:

$$A_u = \frac{y_{21} \cdot R_t}{1 + y_{22} \cdot R_t} = \frac{\frac{n_1 - n_3}{n_2} \cdot \frac{c}{r_1 - c R_e} \cdot R_t}{1 + \frac{n_3(n_1 - n_3) \cdot c}{n_2^2(r_1 - c R_e)} \cdot R_t}$$

$$A_u = - \frac{R_t}{\frac{n_2}{n_1 - n_3} \left(R_e - \frac{r_1}{c} \right) - \frac{n_3}{n_2} \cdot R_t}$$

A kimenő impedancia az áram- és feszültség-visszacsatolás arányainak megfelelő megválasztásával állítható be, ugyanakkor a két visszacsatolás összegével a torzítási csillapítás kívánt értéke biztosítható. Ezen számításhoz tehát szükség van a visszacsatolás nagyságának meghatározására, így ez lesz a méretezés következő lépése.

A helyettesítő képet a 3. ábra mutatja, melynek alapján felírható hurokegyenletek a következők:

$$U_v + U_{v2} - U_{v1} = 0$$

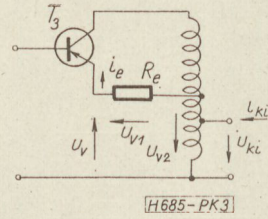
$$U_v = U_{v1} - U_{v2}$$

$$U_{v2} = \frac{n_3}{n_2} U_{ki}$$

$$U_{v1} = R_e \cdot i_e = R_e \frac{n_2}{n_1 - n_3} i_{ki} \approx R_e \frac{n_2}{n_1 - n_3} \frac{U_{ki}}{R_t}$$

$$U_v = - \frac{n_3}{n_2} U_{ki} + \frac{n_2}{n_1 - n_3} \cdot \frac{R_e}{R_t} U_{ki}$$

$$\beta = \frac{U_v}{U_{ki}} = - \frac{n_3}{n_2} + \frac{n_2}{n_1 - n_3} \frac{R_e}{R_t}$$



3. ábra. A végerősítő fokozat visszacsatolásai

A fokozat visszacsatolás nélküli erősítését és β értékét ismerve most már felírható a visszacsatolás mértékére jellemző $(1 - A_0\beta)$ kifejezés is:

$$1 - A_0\beta = 1 - \frac{c}{r_1} \left(R_e - \frac{n_3(n_1 - n_3)}{n_2^2} R_t \right)$$

Ezen adatok birtokában elvégezhető a végerősítő fokozat beállítása. Biztosítani kell, hogy a beállított munkapontban a kívánt teljesítményt kis torzítással kapjuk meg. Így ez lesz a döntő szempont — a megfelelő határfrekvencia mellett — a tranzisztortípus kiválasztására.

A karakterisztika ismeretében a terhelő ellenállás és az optimális munkaellenállás adott értéke mellett az n_1/n_2 viszony a következő:

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{R_{opt}}{R_t}}$$

Igen fontos kérdés a munkaponti stabilitás is. Irodalmi adatokból [3] ismeretes, hogy a következő összefüggés kielégülése biztosítja az áramkör terminális stabilitását:

$$U_{CEmax} \cdot S_i \leq \frac{1}{c_1 \cdot k \cdot I_{CB0max}}$$

- ahol: U_{CEmax} a kollektor és az emitter között megengedhető max. feszültség,
- S_i az áramstabilitási tényező,
- c_1 a visszaram-növekedés hőmérsékleti együtthatója,
- k a záróréteg és a környezet közti terminális ellenállás,
- I_{CB0max} a megengedett max. záróréteg hőmérsékletéhez tartozó visszaram értéke.

A kívánt S_1 értékre ebből az egyenletlenségből következtetni lehet ($S_i \approx 3$). Célszerűen biztosítható ez a feltétel stabilizáló áramkör alkalmazásával.

A katalógusok általában U_{CBmax} -ot, a záróirányú C—B dióda átütési feszültségét adják meg; illetve megfelelő biztonsággal a letörési feszültség értékét. Közepes meghajtógenerátor belső ellenállás mellett:

$$U_{CEmax} = U_{CBmax} \sqrt[n]{\frac{1}{S_i}}$$

Germánium p-n-p tranzisztor esetén $n = 3$.

Tervezési feladatoknál elő van írva a túlterhelési szint is, melyet a harmadik harmonikus növekedése alapján definiált a CCITT. Azt a teljesítményszintet nevezzük túlterhelési szintnek, melynél az erősítést 0,1 N-el növelve a harmadik harmonikus értéke tíz-

szeresére (2,3 N) nő. Kis torzítású erősítőknél a harmadik harmonikus a bemenő szint 1 N-es növelésére 2 N-t növekszik.

Ez a következőkből látható be:

Tranzisztoroknál:

$$I_c = a_1 \cdot I_b + a_2 \cdot I_b^2 + a_3 \cdot I_b^3 + \dots$$

Közelítőleg érvényes a következő összefüggés:

$$k_3^* = \frac{k_3}{1 - \beta A} = \frac{a_3}{4a_1(1 - \beta A)} I_b^2 \approx \frac{a_3}{4a_1 \cdot \beta A} I_b^2$$

A torzítási csillapítás:

$$a_{k3} = -\ln k_3^* = \ln \frac{4a_1 \cdot \beta}{a_3} + \ln A - 2 \ln I_b$$

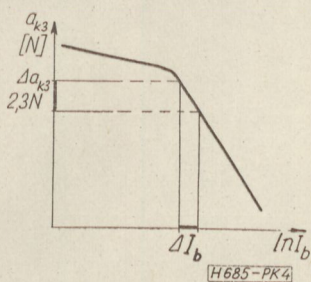
Az első tag állandó, a harmadik a 2 N-es állandó meredekséget, míg a második tag argumense igen jó közelítéssel a tranzisztor áramerősítési tényezőjét adja, vagyis az $I_c = f(I_b)$ karakterisztika differenciál hányadosával arányos, ugyanis:

$$A_u = \frac{h_{21} \cdot R_t}{h_{11} + \Delta h \cdot R_t} \approx \frac{h_{21} \cdot R_t}{h_{11}} = k \cdot \frac{dI_c}{dI_b}$$

A konstansokat összefogva:

$$a_{k3} = K + \ln \frac{dI_c}{dI_b} - 2 \ln I_b$$

Ábrázolva a 4. ábrán látható görbét kapjuk.



4. ábra. Letörési szint értelmezése

A CCITT által definiált túlterhelési szintnél az erősítő túlterhelési szintjének kisebbnek, vagy maximum egyenlőnek szabad lennie.

A torzítás a meghajtógenerátor belső ellenállását is figyelembe véve ötpontos analízis segítségével közelítőleg meghatározható. Mivel a közelítés elég pontatlan, így célszerű a tervezésnél kb. 20%-kal nagyobb torzítást figyelembe venni.

Ezek után az a probléma, hogy hogyan osszuk el a visszacsatolást a végfokozat egyéni visszacsatolása és a hurokvisszacsatolás között. A végfokozat visszacsatolása a torzítását csökkenti, de ugyanakkor az erősítése is csökken, ezáltal a meghajtó fokozatnak nagy feszültséget kell leadnia, így azt nem lehetne kis jelű erősítőként tárgyalni, és az is torzításokat hozna be. A hurokvisszacsatolás az egész rendszer torzítását csökkenti, kivéve a transzformátorét. A végfokozat visszacsatolására van egy optimum, ennél jobban visszacsatolva: a meghajtó torzít, letörést okoz, a hurokerősítés csökken, jelentős lesz a paraméterek változása, kevésbé visszacsatolva: a hurok fázisforgatása növekedne, a hurokerősítés növekedése a

stabilitási tartalék csökkenéséhez vezethetne, mely gerjedést is okozhat. Az optimális érték a végfok egyéni visszacsatolására 3 fokozatú erősítő esetén kb. 2–2,5 N között van.

A visszacsatolásra és R_{ki} -re kapott két egyenlet megoldása ($R_{ki} = R_t$ feltétel mellett) R_e és n_3/n_2 értékét szolgáltatja.

Frekvencia-menetben csillapítást az emitterkomplexum okoz. C_E nagyságát a sávhatáron (ω_a) megengedhető maximális csillapítás szabja meg:

$$C_E = \frac{h_{21}}{\omega_a(R_g + h_{11})\sqrt{a^2 - 1}}$$

Ideális kimenő transzformátort feltételezve R_{ki} kifejezésének ismeretében a frekvenciafüggést is figyelembe véve (helyettesítő kép elemei nem tisztán ohmos ellenállások, hanem azokkal párhuzamosan

kondenzátorok is kapcsolódnak, pl.: $r_1 = \frac{1}{j\omega C_{be} + g_{b'e}}$)

számítható a végfokozat reflexiós csillapítása a sávhatárokon a hőmérsékletfüggést is figyelembe véve. (A paraméterek a munkapont eltolódása miatt hő hatására változnak.) Az így adódó reflexiós csillapításnak az előírtnál kisebbnek kell lennie a kimenő transzformátor nem ideális volta miatt.

Az erősítő általában 2 vagy 3 fokozattal építhető meg, melyek közül a közbenső fokozat méretezése különösebb problémát nem okoz. Erősítését úgy kell beállítani, hogy a hurokvisszacsatolás után éppen a kívánt erősítést kapjuk.

A csatoló kondenzátort úgy kell megválasztani, hogy az még a fázismeneten is csak elhanyagolható változást idézzon elő:

$$C_c = \frac{1}{\omega_a(R_1 + R_2)\sqrt{a^2 - 1}}$$

ahol R_1 a meghajtófokozat kimenő impedanciája és R_2 a meghajtott fokozat bemenő impedanciája.

2. Bemenő fokozat méretezése

A méretezés során kettős feltételt kell teljesíteni: lehető nagy erősítést kell elérni kis zaj mellett. Ez azonban egymásnak ellentmond, így csak kompromisszumos megoldások jöhetnek szóba. A munkapont megválasztásához ismerni kell a tranzisztor viselkedését zaj szempontjából.

A zaj mértékét a zajtényező segítségével fejezzük ki. Zajos négy-pólus esetén ez a következőképpen definiálható:

$$F = \frac{P_{zaj ki}}{P \cdot P_{zaj be}} = \frac{P \cdot P_{zaj be} + P_{zaj saját}}{P \cdot P_{zaj be}} = 1 + F_z,$$

ahol P a fokozat teljesítmény erősítése.

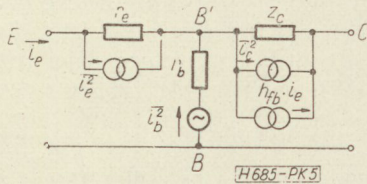
A tranzisztor zajtényezőjét a munkaponti emitter egyenáram és a meghajtó generátor belső ellenállása segítségével lehet beállítani. Befolyásolják még a tranzisztor jellemzői is: a bázis ellenállás (r_b), az alacsony frekvenciás áramerősítés (h_{fb}), az f_α levágási frekvencia és az I_{CB0} visszáram, de ezek egy már kiválasztott tranzisztor esetén adottak.

A zaj forrásai: 1. diffúziós lüktetés, 2. rekombinációs fluktuáció a bázis rétegben, 3. termikus zaj a

bázisellenállásban. Zaj szempontjából felrajzolható a tranzisztor helyettesítő képe Van der Ziel után (5. ábra).

Az irodalomban található összefüggés a tranzisztorok zajtényezőjének meghatározására földelt emitteres kapcsolás esetén.

$$F = 1 + \frac{r_b}{R_g} + \frac{R_e}{2R_g} + \frac{(1 - h_{fb}) \left[1 + \left(\frac{f}{f_a \sqrt{1 - h_{fb}}} \right)^2 \right] (R_g + r_b + R_e)^2}{2 h_{fb} \cdot R_e \cdot R_g}$$



5. ábra. Tranzisztor helyettesítő kapcsolása zaj szempontjából

Több fokozat esetén az eredeti definíció alapján levezethető az eredő zajtényező kifejezése:

$$F = F_1 + \frac{F_2}{P_1} + \frac{F_3}{P_1 \cdot P_2}$$

Látszik, hogy a második tagtól a kifejezés nevezőjében az egyes fokozatok teljesítmény erősítései szerepelnek. Ha ezeket elegendően nagyra választjuk az eredő zajtényezőt alig befolyásolják. Feladatunk így zajszempontjából arra korlátozódik gyakorlatilag, hogy igen kis zajú és nagy erősítésű első fokozatot építsünk.

Láttuk, hogy a tranzisztor zajtényezője függ a meghajtó fokozatot helyettesítő generátor belső ellenállásától, így feladatunk, hogy adott I_E -nél az előbbi szempontból minimális zajt kapjunk. Ez teljesül, ha:

$$\frac{dF}{dR_g} = 0$$

feltétel alapján választjuk meg R_g -t.

Gyakorlati tapasztalatok alapján a minimális zajtényező, $I_E = 0,2 - 0,4$ mA $U_{CE} \approx 4$ V körül munkapontban adódik.

Ennél kisebb áramoknál már az erősítés is nagymértékben lecsökken.

A minimumhely R_g függvényében elég lapos és nagyságrendileg $I_E = 0,3$ mA esetén $R_{g\ opt} = 1$ kΩ körüli érték.

3. Hurokvisszaesatolás számítása

Mivel a visszacsatolás kis ellenállású pontról, a végfok emitteréről történik, így hatása egyenértékű azzal, mintha $K \cdot U_{ki}$ feszültségű és R_v belső ellenállású generátort kötnénk a bemenő fokozat emitterellenállásával párhuzamosan. Ennek helyettesítő képe a 6a ábrán látható.

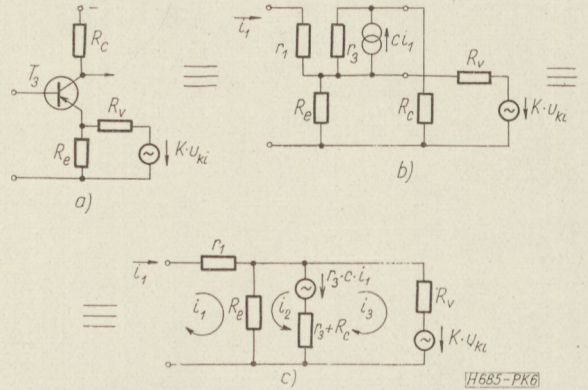
A K konstans értéke pedig éppen az, amit a végfokozatnál β értékére vezetünk le:

- ahol: r_b a bázishozzávezetés ellenállása,
- R_e az emitter ellenállás,
- R_g a meghajtó generátor ellenállása,
- h_{fb} az áramerősítés báziskapcsolásban,
- f_a a határfrekvencia báziskapcsolásban,
- f a működési frekvencia.

Az 1-es tényező az R_g generátorellenállás termikus zajából, a 2. tag az r_b által okozott zajból, a 3. az emitterzajból; a 4. kollektorzajból adódik.

Más irodalmi forrás a zajtényezőre a következő kifejezést adja meg:

$$F = \frac{R_g + r_b + \frac{R_e}{2} + \left[\frac{I_{CB0}}{I_E} + h_{fb}(1 - h_{fb}) \right] \frac{(R_e + r_b + R_g)^2}{2 R_e \cdot h_{fb}^2}}{R_g} = 1 + \frac{r_b}{R_g} + \frac{R_e}{2R_g} + \frac{(1 - h_{fb}) \left[1 + \frac{I_{CB0}}{I_E} \frac{1}{h_{fb}(1 - h_{fb})} \right] (R_g + r_b + R_e)}{2 h_{fb} \cdot R_e \cdot R_g}$$



6. ábra. Hurokvisszaesatolás helyettesítő képe

$$K = -\frac{n_3}{n_2} + \frac{n_2}{n_1 - n_3} \frac{R_{e3}}{R_t}$$

A váltóáramú helyettesítőképek minden nehézség nélkül felrajzolható. A számítás egyszerűbb tétele érdekében a tranzisztoroknál a visszahatást elhanyagolva a helyettesítő képet a 6b ábra mutatja.

A hurokegyenletek egyszerűbbek lesznek, ha áram helyett feszültség-generátoros helyettesítésre térünk át a tranzisztornál is (6c ábra).

Ha a visszacsatolás emitterellenálláson keresztül történik, akkor tudjuk, hogy az áramerősítés nem változik meg, mivel az áramgenerátor a visszacsatolástól függetlenül i_1 áramot kényszerít a bemenetre. A tranzisztor bemenetén fellépő feszültség azonban a visszacsatolás nagyságától függően változik, így a bemenő impedanciára érvényes a következő összefüggés:

$$R_{be}^* = R_{be}(1 + \beta A_0),$$

$$1 + \beta A_0 = \frac{R_{be}^*}{R_{be}},$$

ahol: R_{be}^* a bemenőellenállás hurokvisszaesatolás esetén,

R_{be} a bemenőellenállás hurokviszacsatolás nélkül,

A_0 az erősítés hurokviszacsatolás nélkül az első tranzisztor bázisától a kimenetig.

A bemenőellenállás értéke a hurokegyenletek alapján határozható meg:

$$U_1 = r_1 \cdot i_1 + R_e \cdot i_1 + R_e \cdot i_2 \quad (1)$$

$$K \cdot U_{ki} = R_e \cdot i_1 + R_e \cdot i_2 - R_v \cdot i_3 \quad (2)^*$$

írhatjuk még azt is, hogy

$$U_{ki} = A \cdot U_{be1} = A_1 \cdot i_1 \cdot r_1,$$

$$R_{te}^* = \frac{u_1}{i_1} = r_1 + R_e \frac{(r_3 + R_c) \left(1 + \frac{R_e}{R_v}\right) + cr_3 + (r_1 \cdot K \cdot A_1 - R_e) \frac{r_3 + R_c}{R_v}}{R_e + (r_3 + R_c) \left(1 + \frac{R_e}{R_v}\right)}$$

kiadódik.

Akkor nincs hurokviszacsatolás, ha $R_v = \infty$. Ebben az esetben:

$$R_{be} = r_1 + R_e \frac{R_c + r_3(1+c)}{r_3 + R_c + R_e}.$$

$$1 + \beta A_0 = \frac{R_{be}^*}{R_{be}} = \frac{r_1 + R_e \frac{(r_3 + R_c) \left(1 + \frac{r_1 \cdot K \cdot A_1}{R_v}\right) + cr_3}{R_e + r_3 + R_c}}{r_1 + R_e \frac{r_3 + R_c + c \cdot r_3}{R_e + r_3 + R_c}} = 1 + \frac{R_e (r_3 + R_c) \frac{K \cdot r_1 \cdot A_1}{R_v}}{r_1 (R_e + r_3 + R_c) + R_e [(1+c)r_3 + R_c]}$$

mivel: $R_e \ll r_3 + R_c$ és $R_c \ll (1+c) \cdot r_3$

$$1 + \beta A_0 \approx 1 + \frac{K \cdot \frac{R_e}{R_v}}{1 + \frac{R_e(1+c)r_3}{(r_3 + R_c)r_1}} \cdot A_1$$

Fennáll, hogy $r_3 > R_c$, így végül is

$$1 + \beta A_0 \approx 1 + \frac{K \frac{R_e}{R_v}}{1 + \frac{R_e(1+c)}{r_1}} A_1$$

Ebből:

$$\beta = \frac{R_e}{R_v} \frac{A_1}{A_0} \frac{K}{1 + \frac{R_e(1+c)}{r_1}}$$

Az $\frac{A_1}{A_0}$ viszony értéke az első fokozat emitter ellenállás nélküli $A^{(1)}$ és emitter ellenállással visszacsatolt $A_e^{(1)}$ erősítésének a hányadosa, mivel a többi fokozat erősítése egyformán befolyásolja A_1 és A_0 értékét is.

$$\frac{A_1}{A_0} = \frac{A^{(1)}}{A_e^{(1)}} = 1 + \beta^{(1)} \cdot A^{(1)} = 1 + \frac{R_e}{R_t} \cdot \frac{(1+h_{21})R_t}{h_{11}} = 1 + \frac{R_e}{r_1} (1+c).$$

ahol A_1 az első tranzisztor bázis-emitter közöttől a kimenetig mért erősítés.

Ezt (2)*-be betéve:

$$K \cdot A_1 \cdot i_1 \cdot r_1 = R_e \cdot i_1 + R_e i_2 - R_v \cdot i_3 \quad (2)$$

$$R_v \cdot i_3 + KA_0 \cdot i_1 \cdot r_1 + (i_2 + i_3) \cdot (r_3 + R_e) - ci_1 \cdot r_3 = 0 \quad (3)$$

A három egyenletből, mely 4 ismeretlent tartalmaz, kifejezhető az $\frac{u_1}{i_1}$ viszony. Ezáltal:

Ha $r_3 \gg R_c$ és $r_3 \gg R_e$, akkor ez a kifejezés átmegy a közismert $R_{be} = h_{11} + R_e(1+h_{21})$ összefüggésbe, mely áramviszacsatolt tranzisztorra áll fenn, ugyanis:

$$c \approx h_{21} \quad \text{és} \quad r_1 \approx h_{11}.$$

Feltételezve, hogy $R_e/R_v < 1$ a visszacsatolás mértékére a következőt kapjuk:

Ezt β kifejezésébe helyettesítve egyszerűsítés után

$$\beta = \frac{R_e}{R_v} K$$

kifejezést kapjuk.

Mivel $R_e < R_v$ feltétel alapján R_e -t R_v mellett elhanyagoltam, így a képlet egy feszültségosztást jelent, mely pontosabban adja β értékét elhanyagolás nélkül. Ezáltal:

$$\beta = \frac{R_e}{R_e + R_v} \cdot K.$$

Ennek a megfelelő megválasztása teszi lehetővé, hogy a torzitást az előírt érték alá szorítsuk, illetve az erősítés értékét a kívánt értékre pontosan behessen állítani.

4. Összefoglalás

Az eddigi számítást kiegészíti a szigorú követelményeket kielégítő szélessávú transzformátorok méretezése. Ezen transzformátorok adatai a reaktáns négy-pólusok üzemi paraméteres elmélete alapján számíthatók, megfelelően választott alul- és felület-eresztő helyettesítő szűrőkapcsolás segítségével.

A híradástechnikában a kismértékű közelvégi áthallás miatt reflexióra sokkal szigorúbbak a követelmények, mint az üzemi csillapítás ingadozására, így a méretezést erre kell végezni. A számítási eljárás

igen egyszerűen alakul, mert az elemek normált értékei a reflexiók tényező függvényében táblázatos formában rendelkezésre állnak (12).

A szórás és a szórt kapacitás értéke a geometriai adatokból számítással ellenőrizhető (5).

A tervezést a váltóáramú stabilitás vizsgálatával lehet csak befejezettek tekinteni (15). Célszerű az erősítőt átviteli karakterisztikájával jellemezni. Ekkor a nyitott rendszer $Y_F \cdot Y_V$ függvényének helygörbéjét ismerve (Y_F a főlánc, Y_V pedig a visszacsatoló lánc átviteli függvénye) a stabilitást a Nyquist-kritérium teljesülése biztosítja. A $(-1; j0)$ pontot az $Y_F \cdot Y_V$ helygörbe annyiszor veszi körül, amennyi a zárt rendszer jobb félsíkba eső gyökeinek és pólusainak a különbsége, ha a frekvenciát $-\infty \leq \omega \leq \infty$ között változtatjuk. Egyszeresen visszacsatolt rendszereknél $Y_F \cdot Y_V$ -nek pólusa a jobb félsíkon nem lehet (nyitott rendszer feltétlenül stabil), így a körülhurkolások száma a jobb félsíkba eső gyökök számát adja, ami viszont zérus. Így a stabilitás feltétele, hogy a Nyquist-görbe ne hurkolja át a $(-1; j0)$ pontot.

Többszörösen visszacsatolt rendszer esetén a stabilitás megvizsgálása érdekében az összes hurkot fel kell vágni, az így nyert nyitott rendszerekre külön-külön fel kell rajzolni a helygörbéket és ezeket együttesen ki kell értékelni.

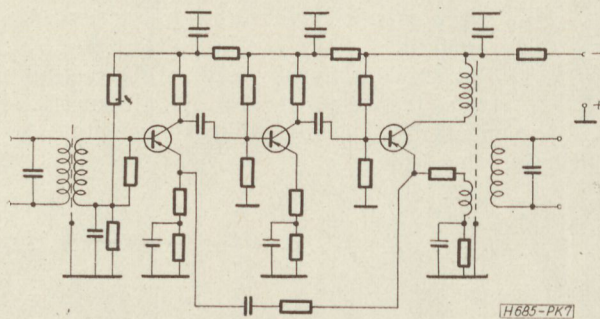
Ha előre megállapítható, hogy a belső visszacsatoló hurkok stabilak, elegendő csak az egész rendszert átfogó hurokvisszacsatolásra megrajzolni a helygörbét és a kiértékelés ilyenkor az egyhurkos rendszerekkel megegyező lesz.

A megvalósított erősítő egyes fokozatai önmagukban is visszacsatoltak, így többhurkos rendszerünk van ugyan, de a belső visszacsatolások egyetlen fokozaton belül (azok emitter ellenállásán át) történtek, miáltal ezek biztosan stabilak, ezért lehetséges az egyszerűen visszacsatolt rendszerekre érvényes kiértékelési mód.

Az $Y_F \cdot Y_V$ hurok átviteli karakterisztika felírható, mint az egyes fokozatok, a köztük levő csatolások és a visszacsatoló hurok átviteli karakterisztikáinak a szorzata.

A tervezés folyamán felírt összefüggések az egyes fokozatok erősítésére most nem használhatók, mivel a stabilitás vizsgálatok a zérustól végtelenig terjedő frekvenciasávban kell az összes frekvencia függő elemet figyelembe venni, ellentétben eddigi számításainkkal, ahol a viszonylag szűk erősítési sáv miatt ezek nagyrésze elhanyagolható volt. Egyszerűsítésre az ad módot, hogy a teljes frekvenciasávba érvényes összefüggések a tervezésnél felhasználtknál pontatlanabbak is lehetnek, mivel az erősítésben a biztonság érdekében úgysí jó nagy tartaléknak kell lenni.

A teljes hurok vizsgálata során fel kell írni az erősítést az első fokozat emitterétől a kollektoráig, a csatoló körön át a második fokozat bázisából annak kollektoráig, egy újabb csatoló körön keresztül a harmadik fokozat bázisától az emitteréig, végül a visszacsatolás miatti leosztást kell figyelembe venni az első fokozat emitteréig. Ily módon hurok erősítés szem-



7. ábra. Erősítő elvi rajza

pontjából az első fokozat földelt bázisú, melynek a bázis körében levő impedancián (a teljes erősítőt meghajtó generátor áttranszformált impedanciáján) át áramvisszacsatolás történik.

A második fokozat földelt emitteres kapcsolás.

A harmadik fokozat bemenete a végerősítő fokozat bázisa, kimenete az emitter, így ez földelt kollektoros kapcsolású a hurok visszacsatolás szempontjából. A kollektorában levő n_1 tekercsre az emitterből visszacsatolás történik, melynél a visszacsatolási arány:

$$\beta = \frac{n_1}{n_3} \cdot \frac{R'_t}{R'_t + R_e}$$

A fokozatok közti csatolások és a visszacsatoló hurok egyszerű feszültségoosztók. A „h” paraméterek frekvenciafüggését ismerve a három alapkapcsolásban az átviteli függvények megfelelő átrendezéssel Bode-alakra hozhatók. Az amplitúdó és fázis-karakterisztika alapján a helygörbe is felrajzolható, így ellenőrizhető az erősítő stabilitási tartaléka. Végezetül a tervezett erősítő kapcsolási vázlatát mutatjuk be a 7. ábrán.

I R O D A L O M

1. Géher Károly: Lineáris hálózatok I—II.
2. Scultéty László: Elektroncsöves és tranzisztoros áramkörök tervezése.
3. Jutasi István: Átviteltechnikai összeköttetések megbízhatósága; BHG Műszaki Közlemények 1963; 1—2.
4. Tassiné—Takács: Erősítők. Egyetemi jegyzet.
5. Domsch: Híradástechnikai transzformátorok.
6. Bode: Hálózatok és visszacsatolt erősítők tervezése.
7. Meinke—Gundlach: Rádiótechnikai kézikönyv.
8. A. Jeschko: Transistorverstärker für die Trägerfrequenz-telephonie; Hassler — Mitteilungen, Bern. 1961. 1.
9. Kalb und Hirlunger: Breitbandverstärker für Trägerfrequenzverbindungen Fernmelde Praxis 1960 März.
10. Nielsen: Behavior of Noise Figure in Junction Transistors IRE 1957. — 7.
11. Spindler: Berechnung und Mesongen zur optimalen Dimensionierung rauscharmer Transistorverstärker NTZ 1959. — 5.
12. Schilling: Transzformátorok számítása az üzemi paraméterek alapján (fordítás). Telefunken Zeitung 1955. März.
13. W. Auer: Transistor-Verstärker in Fernsprechnetzungen für den Bezirks und Weitverker. Siemens Zeitschrift Okt. 1958.
14. H. Paul: Das Ersatzschaltbild von Hochfrequenz-, insbesondere Driftransistoren. Die Messung der Elemente der Transistorersatzschaltung. Nachrichtentechnik 1960. 2.
15. Bohus: Szabályozás-technika. Egyetemi jegyzet.
16. Veres Péter: Diplomater. 1963.

Amplitúdómodulált rádiótávíróadás rendszerelméleti alapjai*

III. rész

ETO 621.394.32:621.396.22

4. A7A üzemmód

Az egyoldalsávú amplitúdómodulált adásnál az Ω_0 körfrekvencia nem esik egybe az átvendő sáv ω_0 közepe körfrekvenciájával (25. ábra). Minthogy amplitúdómodulációnál a moduláció jel spektruma a vivőfrekvencia két oldalán helyezkedik el, az oldalspektrumok egyikét szűrőkkel el lehet nyomni. A nagyfrekvenciás sávzsélesség csökken és kedvezőbben alakulnak az adás teljesítményviszonyai.

A következőkben megvizsgáljuk az átvitt sávhoz képest aszimmetrikusan elhelyezkedő vivőfrekvencia esetén az átviteli viszonyokat és a fellépő elemi jel torzítást, majd szimmetrikus váltójellel történő modulációnál az adás teljesítményét.

4.1 Egyoldalsávú moduláció egyetlen elemi jellel

Amplitúdómoduláció esetén a modulált adás-függvényt ideális átvitelkor a (93) és (94) képletek, amplitúdó- és fázistorzítással bíró rendszerrel pedig a (95) – (97) képletek fejezik ki. A vizsgálatokat fázistorzítás nélküli rendszerre végeztük el, így felírhatók az alábbi összefüggések:

$$u = \left\{ U_0 A(\Omega_0) + \frac{U_0 m}{\pi} \int_{0 < \omega < \frac{\Delta\omega}{2}} \frac{1}{2} [A(\Omega_0 - \omega) + A(\Omega_0 + \omega)] \cdot \frac{d\omega}{\omega} [\sin \omega(t - t_0 - t_f) - \sin \omega(t - |t_0 + T_p| - t_f)] \right\} \cdot \sin [\Omega_0(t - t_f) + \varphi_0] + \left\{ \frac{U_0 m}{\pi} \int_{0 < \omega < \frac{\Delta\omega}{2}} \frac{1}{2} [A(\Omega_0 - \omega) - A(\Omega_0 + \omega)] \frac{d\omega}{\omega} [\cos \omega(t - t_0 - t_f) - \cos \omega(t - |t_0 + T_p| - t_f)] \right\} \cos [\Omega_0(t - t_f) + \varphi_0] \quad (141)$$

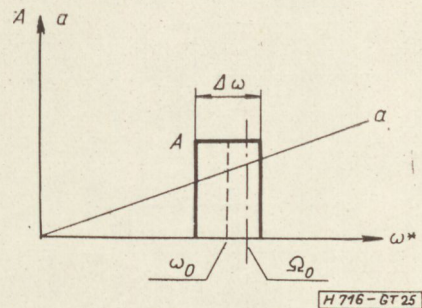
A 25. ábra szerinti átviteli karakterisztikát az Ω_0 vivőfrekvenciához képest három tengely-, illetve pontszimmetriát mutató részre osztjuk [6] a 26. ábra szerint, mindegyik esetben meghatározzuk az átvitelt, majd a három megoldást összegezzük.

Az átvitt sáv aszimmetriáját az Ω_0 vivő és ω_0 közepe körfrekvencia között fennálló alábbi összefüggéssel jellemezzük:

$$\Omega_0 = \omega_0 + \alpha \frac{\Delta\omega}{2} \quad (142)$$

A 26. ábra szerint,

$$\text{ha} \quad \alpha = -1, \quad \omega_2 = \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} \quad (143a)$$



25. ábra. Egyoldalsávú adás átvitele

$$\alpha(\Omega_0) = \Omega_0 t_f \quad (140a)$$

$$\alpha(\omega) = \omega t_f \quad (140b)$$

Az adó átviteli karakterisztikáját a 25. ábrán tüntettük fel. A teljes sávzsélesség $\Delta\omega$.

Egyetlen elemi jellel történő moduláció esetén $P(\omega)$ -t a (98a), $Q(\omega)$ -t pedig a (98b) fejezi ki. Fenti helyettesítések elvégzése után a (96) összefüggés a következőképpen alakul:

$$\text{ha} \quad \alpha = 1, \quad \omega_1 = \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} \quad (143b)$$

A (141) képletet a 26b, d ábrákkal jellemzett átviteli karakterisztikák esetén külön-külön megoldjuk, majd a nyert három megoldást összegezzük. Ez adja a 26a ábra szerinti átvitel adásfüggvényét.

A 26b ábra esetén:

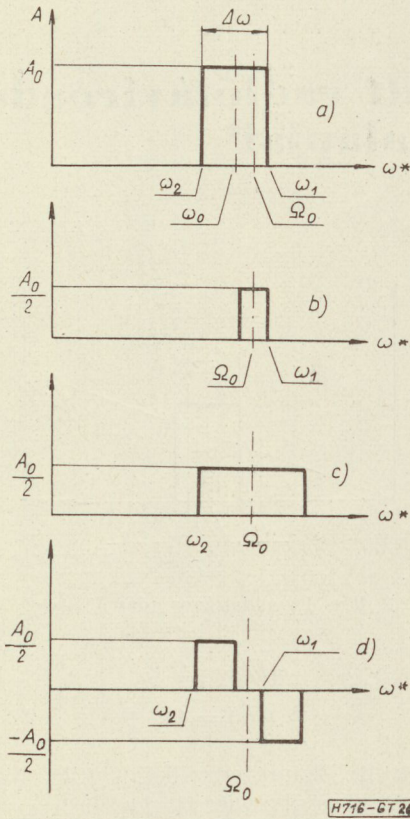
$$A(\Omega_0) = \frac{A_0}{2} \quad (144a)$$

$$A(\Omega_0 - \omega) = A(\Omega_0 + \omega) = \frac{A_0}{2} \quad (144b)$$

A (141) képletben az integrálás határai:

$$0 < \omega < \omega_1 - \Omega_0 \quad (145a)$$

* A cikk I. része a Híradástechnika XVII. évf. (1966.) 9. számában, a II. része a 10. számában jelent meg.



26. ábra. Egyoldalsávú adás sávátvitele

azaz a (143b) és (142) összefüggések felhasználásával: ahol

$$0 < \omega < (1 - \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} \quad (145b)$$

$$g_1(t) = \frac{1}{2\pi} \left\{ \text{Si} \left[(1 + \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) \right] - \text{Si} \left[(1 + \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) \right] + \right. \\ \left. + \text{Si} \left[(1 - \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) \right] - \text{Si} \left[(1 - \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) \right] \right\} \quad (151a)$$

$$g_2(t) = \frac{1}{2\pi} \left\{ \text{Ci} \left[(1 + \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) \right] - \text{Ci} \left[(1 + \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) \right] - \right. \\ \left. - \text{Ci} \left[(1 - \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) \right] + \text{Ci} \left[(1 - \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) \right] \right\} \quad (151b)$$

Az előzőekben tett megfontolások akkor is érvényesek, ha $|\alpha| > 1$, azaz a vivőfrekvencia kívül esik az átvitt sávon vagy, ha el van nyomva. A vivőfrekvencia az átvitt frekvenciasáv alatt vagy afelett helyezkedhet el. A számítást elvégezve a (149)–(151) képletekhez teljesen hasonló megoldást kapunk, azzal a különbséggel, hogy a (150a) képletben hiányzik az $U_0 A_0$ állandó tag, azaz a vivőfrekvenciás összetevő. Ezért a vételi oldalon demoduláció előtt a vett jelhez a vivőfrekvenciával azonos frekvenciájú jelet kell hozzákeverni, melynek amplitúdójától függően az eredeti m modulációs fok megváltozik egy m_{II} „szekunder modulációs fokra”.

A 26c ábra esetén érvényesek a (144a-b) összefüggések és az integrálást

$$0 < \omega < \Omega_0 - \omega_2 \quad (146a)$$

azaz a (142) és (143a) összefüggések értelmében

$$0 < \omega < (1 + \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} \quad (146b)$$

atárok között kell végrehajtani.

A 26d ábra esetén:

$$A(\Omega_0) = 0 \quad (147a)$$

$$A(\Omega_0 - \omega) = \frac{A_0}{2} \quad (147b)$$

$$A(\Omega_0 + \omega) = -\frac{A_0}{2} \quad (147c)$$

Az integrálás határai:

$$\omega_1 - \Omega_0 < \omega < \Omega_0 - \omega_2 \quad (148a)$$

azaz

$$(1 - \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} < \omega < (1 + \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} \quad (148b)$$

A számításokat elvégezve a 25. ábra szerinti átvitel esetén az adásfüggvény a következő:

$$u = P(t) \sin [\Omega_0(t - t_f) + \varphi_0] + Q(t) \cos [\Omega_0(t - t_f) + \varphi_0] \quad (149)$$

$$P(t) = U_0 A_0 [1 + m g_1(t)] \quad (150a)$$

$$Q(t) = U_0 A_0 m g_2(t) \quad (150b)$$

A szekunder modulációs fok fogalma közvetlenül belátható, ha az adó modulációs fokát a következő azonosság alakjában írjuk fel:

$$m = \frac{U_0 A_0 m}{U_0 A_0} \quad (152)$$

Tételezzük fel, hogy a (149) képlet az átviteli út végén, tehát a vételi oldalon megjelenő jelet fejezi ki. Ha az adóberendezés a vivőfrekvenciát csökkentett szinttel sugározná, úgy az a vételi oldalon is alacsonyabb szinten jelentkeznék, tehát megváltoznék a moduláló jel csúcserkének és a vivőfrekvencia amplitúdójának viszonya. A vételi oldalon a bejövő $U_0 A_0$

vívőfrekvenciával egy helyi oszcillátort szinkronizálunk, melynek jelét a demodulátorba vezetjük. Jelöljük a helyi oszcillátor feszültségének amplitúdóját U_v -vel, akkor a szekunder modulációs fok a (152) képlet analógiájára:

$$m_{II} = \frac{U_0 A_0 m}{U_v} \quad (153)$$

Mint hogy $U_v \gg U_0 A_0$, $m_{II} \ll m$, azaz a vételi oldalon jelentkező szekunder modulációs fok kisebb, mint az eredeti. Változatlanul érvényes a (149) képlet; a (150a) és (150b) összefüggések a következőképpen alakulnak:

$$P(t) = U_v [1 + m_{II} g_1(t)] \quad (154a)$$

$$Q(t) = U_v m_{II} g_2(t) \quad (154b)$$

$g_1(t)$ és $g_2(t)$ képlete a (151a) és (151b) szerinti. Burkoló demoduláció esetén a vételfüggvény (egyben a nagyfrekvenciás jel burkolója) az (54) képlet szerint számítható.

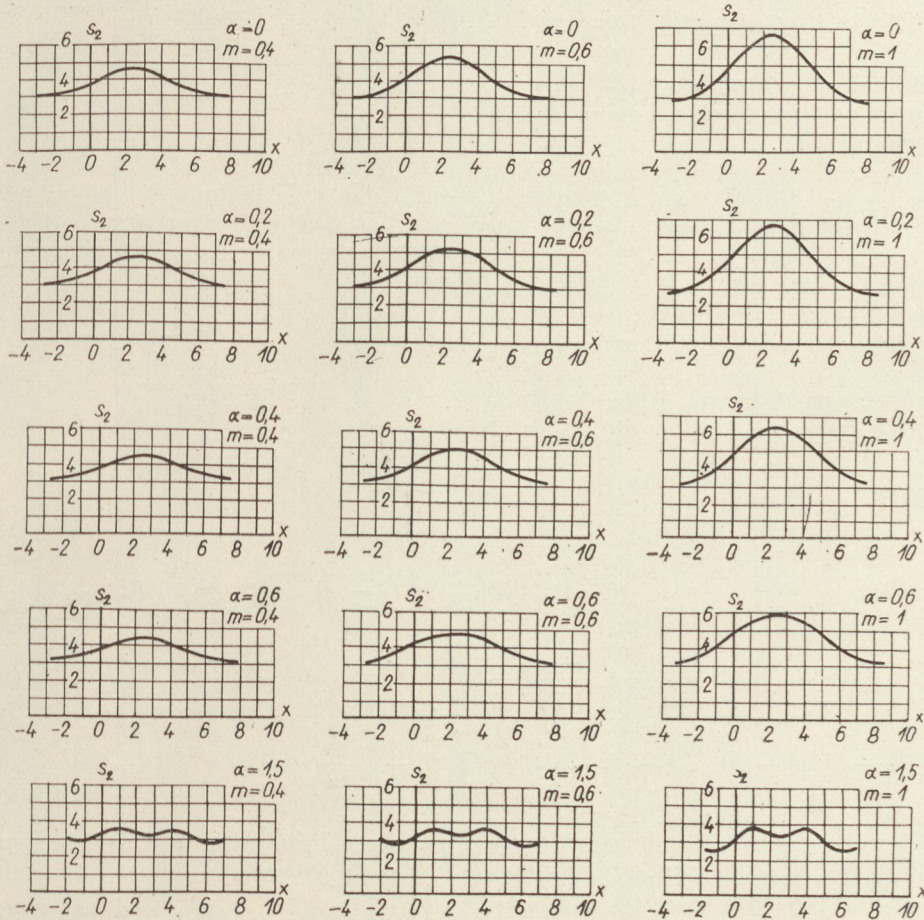
A 27. ábrán feltüntettük a (149) és (54) képletekkel számított burkológörbét különböző α és m paraméte-

rek mellett $x = \frac{\Delta\omega}{2}(t-t_0-t_f)$ függvényében $U_0 A_0 = \pi$ és $\frac{\Delta\omega}{2} T_p = 5$ esetén.

A számításból kitűnik, hogy $m < 0,4$ modulációs fokknál a $g_2(t)$ befolyása elhanyagolható. α növekedése a berezgési idő növekedése folytán a jel torzulását eredményezi és a burkoló a (150a) képlet szerint egy lassú és egy gyors berezgési idejű részből tevődik össze. $\alpha = 1,5$ esetén már teljesen torz jelet kapunk, $\alpha = 5$ -nél pedig gyakorlatilag nincs átvitel.

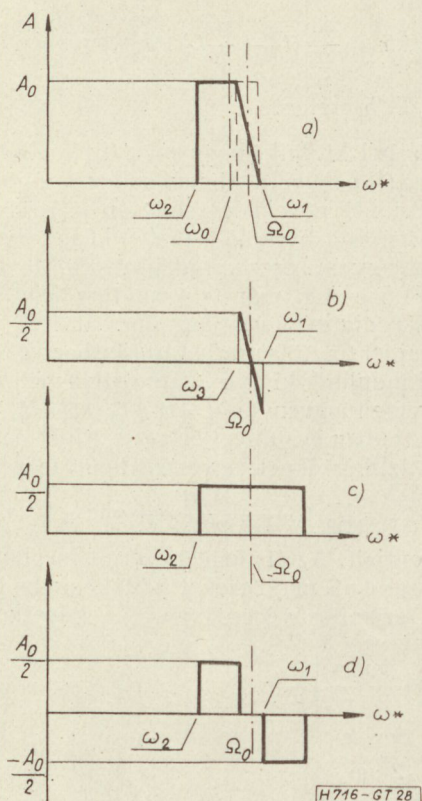
Az elemi jel torzítás meghatározásához a (149) összefüggésből indulunk ki és a 2. ábra szellemében járunk el: az s_2 vételfüggvényt a $t=t_0+t_f$ és $t=t_0+t_f+T_p$ időpillanatokban érintőivel helyettesítjük és meghatározzuk az érintőknek a vevő jelfogó megszólalását jelképező $s_0 = U_0 A_0 + \frac{U_0 A_0 m}{2}$ egyenessel való t_1 és t_2 metszéspontjait. Az (1) képlet szerint meghatározzuk a δ elcsúszásokat, majd ezeket a (2) képletbe helyettesítjük. A számítás végeredménye a következő:

$$\varepsilon = \frac{\text{Si} \left[(1 + \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} \frac{\pi}{\omega_p} \right] + \text{Si} \left[(1 - \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} \frac{\pi}{\omega_p} \right] - \pi}{\frac{\Delta\omega}{2} \frac{\pi}{\omega_p} - \sin \frac{\Delta\omega}{2} \frac{\pi}{\omega_p} \cos \alpha \frac{\Delta\omega}{2} \frac{\pi}{\omega_p}} \quad (155)$$



H716-GT 27

27. ábra. Egyoldalsávós adás burkolója egyetlen T_p időtartamú elemi jellel történő moduláció esetén



28. ábra. Ferdén aszimmetrikus átviteli tényező

Hangsúlyozzuk, hogy az előzőekben közölt megfontolások kimondottan adóberendezésekre, nem a teljes átviteli láncra vonatkoznak, ezért nem térünk ki a vételfüggvény berezgési idejének csökkentésére irányuló eljárásokra. A következő, Nyquist által javasolt eljárás is a teljes átviteli láncra vonatkozik, de adó oldalon is alkalmazható.

A 26. ábra szerinti sávátvitel helyett a 28a ábrán feltüntetett átviteli karakterisztikát alkalmazzuk, mely alkalmas a lassú berezgési idejű komponens elnyomására.

Az átviteli karakterisztikát három, különálló karakterisztika szuperpozíciójaként állítjuk elő. A (142)

$$g_1(t) = \frac{1}{2\pi} \left\{ \text{Si} \left[(1 + \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) \right] - \text{Si} \left[(1 + \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) \right] \right\} \quad (160a)$$

$$g_2(t) = \frac{1}{2\pi} \left\{ \text{si} \left[(1 - \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) \right] - \text{si} \left[(1 - \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) \right] + \right. \\ \left. + \text{Ci} \left[(1 + \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) \right] - \text{Ci} \left[(1 + \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) \right] - \right. \\ \left. - \text{Ci} \left[(1 - \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) \right] + \text{Ci} \left[(1 - \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) \right] \right\} \quad (160b)$$

Az átvitelt elsősorban a $g_1(t)$ -t tartalmazó $P(t)$ határozza meg, minthogy nagyobb $Q(t)$ -nál. A (160a) képletet összehasonlítva a (151a) képlettel rögtön kitűnik, hogy hiányoznak az $(1 - \alpha)$ -t tartalmazó, nagy berezgési időt eredményező tagok.

és (143) összefüggések érvényesek. A (141) megoldásakor a következő összefüggések helyettesítendők:

A 28b ábránál:

$$A(\Omega_0) = 0 \quad (156a)$$

$$A(\Omega_0 - \omega) = \frac{A_0}{(1 - \alpha) \Delta\omega} \omega \quad (156b)$$

$$A(\Omega_0 + \omega) = -\frac{A_0}{(1 - \alpha) \Delta\omega} \omega \quad (156c)$$

$$0 < \omega < (1 - \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} \quad (156d)$$

A 28c ábránál:

$$A(\Omega_0) = \frac{A_0}{2} \quad (157a)$$

$$A(\Omega_0 - \omega) = A(\Omega_0 + \omega) = \frac{A_0}{2} \quad (157b)$$

$$0 < \omega < (1 + \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} \quad (157c)$$

A 28d ábránál:

$$A(\Omega_0 - \omega) = \frac{A_0}{2} \quad (158a)$$

$$A(\Omega_0 + \omega) = -\frac{A_0}{2} \quad (158b)$$

$$(1 - \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} < \omega < (1 + \alpha) \frac{\Delta\omega}{2} \quad (158c)$$

Az adásfüggvényt a (141) képlet alapján a 28b-d ábrák karakterisztikáira külön-külön meghatározva és a nyert eredményeket összegezve, a (149) képlet szerinti adásfüggvényt nyerjük, melyben azonban jelen esetben:

$$P(t) = U_0 A_0 \left[\frac{1}{2} + m g_1(t) \right] \quad (159a)$$

$$Q(t) = U_0 A_0 m g_2(t) \quad (159b)$$

és

4.2 Egyoldalsávú adás T_p időre bekapcsolt szinuszos moduláló jellel

A t_0 pillanatban bekapcsolunk egy $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ hangfrekvenciás jelet, majd T_p idő múlva kikapcsoljuk. Ezzel a T_p időtartamú hangimpulzussal amplitúdóban

moduláljuk az $U_0 e^{j(\Omega_0 t + \psi_0)}$ nagyfrekvenciás jelet. Ebben az esetben is érvényesek a (93)—(97) általános jellegű összefüggések, azon különbséggel, hogy $s_1(t)-n$ a T_p időre bekapcsolt szinuszos jel 3.2 fejezetben ismerte-

tett spektrális alakját kell értenünk és φ_0 helyett ψ_0 -t kell írunk, mivel a nagyfrekvenciás jel kezdő fázisa most nem φ_0 , hanem ψ_0 . A (96)-nak megfelelő adásfüggvény a következő:

$$u = \left\{ U_0 A(\Omega_0) + U_0 m \int_0^{\infty} \frac{1}{2} [A(\Omega_0 - \omega) + A(\Omega_0 + \omega)] \cdot P(\omega) \sin [\omega t - a(\omega)] d\omega + U_0 m \int_0^{\infty} \frac{1}{2} [A(\Omega_0 - \omega) + A(\Omega_0 + \omega)] Q(\omega) \cos [\omega t - a(\omega)] d\omega \right\} \sin [\Omega_0 t + \psi_0 - a(\Omega_0)] + \left\{ U_0 m \int_0^{\infty} \frac{1}{2} [A(\Omega_0 - \omega) - A(\Omega_0 + \omega)] P(\omega) \cos [\omega t - a(\omega)] d\omega - U_0 m \int_0^{\infty} \frac{1}{2} [A(\Omega_0 - \omega) - A(\Omega_0 + \omega)] Q(\omega) \sin [\omega t - a(\omega)] d\omega \right\} \cos [\Omega_0 t + \psi_0 - a(\Omega_0)] \quad (161)$$

A (161) képletben $P(\omega)$ és $Q(\omega)$ ugyanaz, mint a 3.2 fejezetben. Fázistorzítás nélküli rendszernél a (161) képletbe a (140) egyenletrendszer helyettesítve az a következő alakra hozható:

$$u = P(t) \sin [\Omega_0(t - t_f) + \psi_0] + Q(t) \cos [\Omega_0(t - t_f) + \psi_0] \quad (162)$$

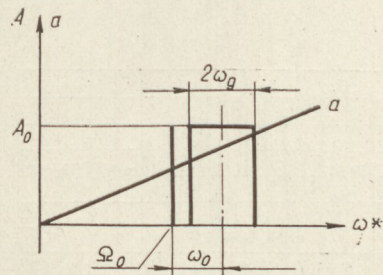
ahol

$$P(t) = U_0 A(\Omega_0) + \frac{U_0 m}{2\pi} \left\{ \int_0^{\infty} \frac{1}{2} [A(\Omega_0 - \omega_0 - \omega) + A(\Omega_0 - \omega_0 + \omega) + A(\Omega_0 + \omega_0 - \omega) + A(\Omega_0 + \omega_0 + \omega)] \frac{d\omega}{\omega} [\sin \omega(t - t_0 - t_f) - \sin \omega(t - |t_0 + T_p| - t_f)] \sin [\omega_0(t - t_f) + \varphi_0] + \int_0^{\infty} \frac{1}{2} [-A(\Omega_0 - \omega_0 - \omega) + A(\Omega_0 - \omega_0 + \omega) + A(\Omega_0 + \omega_0 - \omega) - A(\Omega_0 + \omega_0 + \omega)] \frac{d\omega}{\omega} [\cos \omega(t - t_0 - t_f) - \cos \omega(t - |t_0 + T_p| - t_f)] \cos [\omega_0(t - t_f) + \varphi_0] \right\} \quad (163a)$$

$$Q(t) = \frac{U_0 m}{2\pi} \left\{ \int_0^{\infty} \frac{1}{2} [A(\Omega_0 - \omega_0 - \omega) - A(\Omega_0 - \omega_0 + \omega) + A(\Omega_0 + \omega_0 - \omega) - A(\Omega_0 + \omega_0 + \omega)] \frac{d\omega}{\omega} [\cos \omega(t - t_0 - t_f) - \cos \omega(t - |t_0 + T_p| - t_f)] \sin [\omega_0(t - t_f) + \varphi_0] + \int_0^{\infty} \frac{1}{2} [A(\Omega_0 - \omega_0 - \omega) + A(\Omega_0 - \omega_0 + \omega) - A(\Omega_0 + \omega_0 - \omega) - A(\Omega_0 + \omega_0 + \omega)] \frac{d\omega}{\omega} [\sin \omega(t - t_0 - t_f) - \sin \omega(t - |t_0 + T_p| - t_f)] \cos [\omega_0(t - t_f) + \varphi_0] \right\} \quad (163b)$$

Az egyoldalsávós adásnál a (162) oldalsávjai közül a felsőt vagy alsót engedjük át. Vizsgáljuk meg az átvitelt abban az esetben, ha az alsó oldalsávot elnyomjuk és az Ω_0 körfrekvenciájú vivőhullám U_0 amplitúdóját a (157a) képlet értelmében felére csökkentjük. Ez ekvivalens azzal, hogy vivőhullám amplitúdóját változatlanul hagyjuk, viszont a (163a) és (163b) képletekben $m/2$ helyett m -et írunk, ami összhangban van a tisztán szinuszos jellel történő egyoldalsávós modulációnál alkalmazott eljárással.

A rendszer — mint már említettük — fázistorzításmentes. Az átvitelt a 29. ábra, illetve a következő képletek tüntetik fel:



[H 716-67 29]

29. ábra. Egyoldalsávós adás átvitele T_p ideig bekapcsolt szinuszos jellel történő moduláció esetén

$$A(\Omega_0) = A_0 \quad (164a)$$

$$A(\Omega_0 - \omega_0 - \omega) = A(\Omega_0 - \omega_0 + \omega) = 0 \quad (164b)$$

$$A(\Omega_0 + \omega_0 - \omega) = A(\Omega_0 + \omega_0 + \omega) = A_0 \quad (164c)$$

$$0 < \omega < \omega_g. \quad (164d)$$

A 29. ábra értelmében a spektrum az $\Omega_0 + \omega_0$ körfrekvencia közelében helyezkedik el, az ω_0 tehát egy „segedvívőnek” fogható fel.

A (162) és (163) képletekbe helyettesítve a (164) alatti kifejezéseket, a következő adásfüggvényt kapjuk (m -et írva $m/2$ helyett):

$$u = \left\{ U_0 A_0 + \frac{U_0 m}{\pi} \left(\int_0^{\omega_g} A_0 \frac{d\omega}{\omega} [\sin \omega(t - t_0 - t_f) - \sin \omega(t - |t_0 + T_p| - t_f)] \sin [\omega_0(t - t_f) + \varphi_0] \right) \right. \\ \left. \cdot \sin [\Omega_0(t - t_f) + \psi_0] - \frac{U_0 m}{\pi} \left\{ \int_0^{\omega_g} A_0 \frac{d\omega}{\omega} [\sin \omega(t - t_0 - t_f) - \right. \right. \\ \left. \left. - \sin \omega(t - |t_0 + T_p| - t_f)] \cos [\omega_0(t - t_f) + \varphi_0] \right\} \cos [\Omega_0(t - t_f) + \psi_0] \right\} \quad (165)$$

Vezessük be az

$$s_1(t - t_f) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_g} \frac{d\omega}{\omega} [\sin \omega(t - t_0 - t_f) - \sin \omega(t - |t_0 + T_p| - t_f)] \quad (166)$$

jelölést. Az adásfüggvény ekkor a (162) képlet szerinti, ahol

$$P(t) = U_0 A_0 + U_0 m A_0 s_1 \sin [\omega_0(t - t_f) + \varphi_0] \quad (167a)$$

$$Q(t) = -U_0 m A_0 s_1 \cos [\omega_0(t - t_f) + \varphi_0] \quad (167b)$$

Burkoló demoduláció (54 képlet) után a vételfüggvény:

$$s_2 = U_0 A_0 \sqrt{1 + m^2 s_1^2 + 2m s_1 \sin [\omega_0(t - t_f) + \varphi_0]}. \quad (168)$$

Gyakorlati számításoknál

$$s_1(t - t_f) = \frac{1}{\pi} [\text{Si } x - \text{Si } (x - \omega_g T_p)] \quad (169)$$

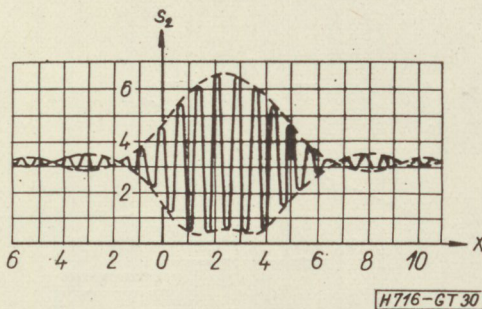
ahol

$$x = \omega_g(t - t_0 - t_f) \quad (170)$$

alakban helyettesítendő a (168) képletbe. A 30. ábrában $U_0 A_0 = \pi$, $m = 1$, $\omega_g T_p = 5$ esetén feltüntettük az s_2 vételfüggvényt.

A (168) képletet sorbafejtjük ugyanoly módon, mint amikor a $\sqrt{1 + x}$ függvényt az $x = 0$ környezetében Taylor sorával helyettesítjük:

$$\sqrt{1 + x} = 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2 + \frac{1}{16}x^3 - + \dots \quad (171)$$



30. ábra. Egyoldalsávú adás vételfüggvénye

A sorbafejtést elvégezve, első közelítésben:

az ω_0 körfrekvenciájú alapharmonikus amplitúdója:

$$U_0 A_0 m s_1$$

a $2\omega_0$ körfrekvenciájú második harmonikus amplitúdója:

$$\frac{U_0 A_0 m^2}{4} s_1^2$$

a $3\omega_0$ körfrekvenciájú harmadik harmonikus amplitúdója:

$$\frac{U_0 A_0 m^3}{8} s_1^3$$

Tekintettel arra, hogy $\max(s_1) = 1$, a négyzetes és köbös nemlineáris torzítási tényező számítható:

$$k_2 = \frac{1}{4} m \quad (172a)$$

$$k_3 = \frac{1}{8} m^2. \quad (172b)$$

Az eredmény ugyanaz, mintha az Ω_0 vivőfrekvenciájú jelet egyetlen ω_0 frekvenciájú szinuszos hanggal modulálnánk.

Moduláljuk az adót T_p ideig két, ω_1 és ω_2 körfrekvenciájú szinuszos jellel m modulációs fokra. Az adásfüggvény most is a (162) képlet szerinti, melyben

$$P(t) = U_0 A_0 + U_0 A_0 m s_1 \sin [\omega_1(t - t_f) + \varphi_1] + \\ + U_0 A_0 m s_1 \sin [\omega_2(t - t_f) + \varphi_2] \quad (173a)$$

$$Q(t) = -U_0 A_0 m s_1 \cos [\omega_1(t - t_f) + \varphi_1] - \\ - U_0 A_0 m s_1 \cos [\omega_2(t - t_f) + \varphi_2]. \quad (173b)$$

A vételfüggvényt az (54) képlet szerint meghatározzuk, majd sorbafejtve, első közelítésben az alábbi kombinációs termékeket kapjuk:

az ω_1 és ω_2 körfrekvenciájú alapharmonikusok amplitúdója:

$$U_0 A_0 m s_1$$

a $2\omega_1$ és $2\omega_2$ körfrekvenciájú második harmonikusok amplitúdója:

$$\frac{U_0 A_0 m^2}{4} s_1^2$$

a $3\omega_1$ és $3\omega_2$ körfrekvenciájú harmadik harmonikusok amplitúdója:

$$\frac{U_0 A_0 m^3}{8} s_1^3$$

az $\omega_1 - \omega_2$ körfrekvenciájú intermodulációs termék amplitúdója:

$$\frac{U_0 A_0 m^2}{2} s_1^2$$

a $2\omega_1 - \omega_2$ körfrekvenciájú intermodulációs termék amplitúdója:

$$\frac{U_0 A_0 m^3}{8} s_1^3$$

$\text{Max}(s_1) \approx 1$ feltételezésével a nemlineáris és különböző hang torzítási tényezők:

$$k_2 = d_2 = \frac{1}{4} m \quad (174a)$$

$$k_3 = 2d_3 = \frac{1}{8} m^2 \quad (174b)$$

A fenti megfontolásokat kettőnél több moduláló

$$u = U_0 e^{j\Omega_0 t} - j \frac{U_0 m}{2} e^{j[(\Omega_0 + \omega_0)t + \varphi_0]} - \frac{U_0 m}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} e^{j[(\Omega_0 + \omega_0 + k\omega_p)t - (k\omega_p t_0 - \varphi_0)]} + \frac{U_0 m}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} e^{j[(\Omega_0 + \omega_0 - k\omega_p)t + (k\omega_p t_0 + \varphi_0)]} \quad (175)$$

Az adás vektorábráját $t=0$ időpillanatban a 31. ábra tünteti fel.

$$u = U_0 \sin \Omega_0 t - \frac{U_0 m}{2} \cos [(\Omega_0 + \omega_0)t + \varphi_0] + \frac{U_0 m}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin [(\Omega_0 + |\omega_0 - k\omega_p|)t + (k\omega_p t_0 + \varphi_0)] - \frac{U_0 m}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin [(\Omega_0 + |\omega_0 + k\omega_p|)t - (k\omega_p t_0 - \varphi_0)] \quad (176)$$

4.3.1 Adás amplitúdó- és fázisspektruma

A (176) képlet a (110) képlettel analóg módon átírható:

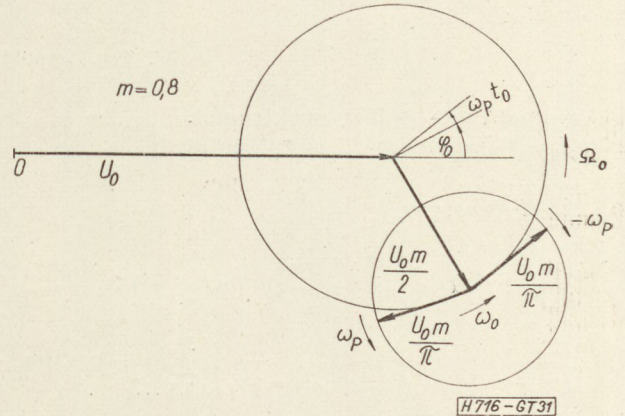
$$u = U_0 \sin \Omega_0 t + \frac{U_0 m}{2} \sin \left[(\Omega_0 + \omega_0)t + \left(\varphi_0 - \frac{\pi}{2} \right) \right] + \frac{U_0 m}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \left\{ \sin \left[(\Omega_0 + \omega_0 + k\omega_p)t + \left(\varphi_0 - \frac{\pi}{2} \right) - \left(k\omega_p t_0 + \frac{\pi}{2} \right) \right] + \sin \left[(\Omega_0 + \omega_0 - k\omega_p)t + \left(\varphi_0 - \frac{\pi}{2} \right) + \left(k\omega_p t_0 + \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\} \quad (177)$$

frekvenciára is el lehet végezni. A modulációs fok csökkenésével a torzítás csökken. $m < 40\%$ esetén a harmadrendű torzítás elhanyagolható, miért is az $f_1, f_2, f_3 \dots$ frekvenciákat úgy kell megválasztani, hogy egy alapharmonikus páratlan számú többszöröse legyenek.

Az elnyomott vívőhullámú üzemmódra vonatkozóan a 4.1 fejezetben tett megállapítások jelen fejezetre is érvényesek.

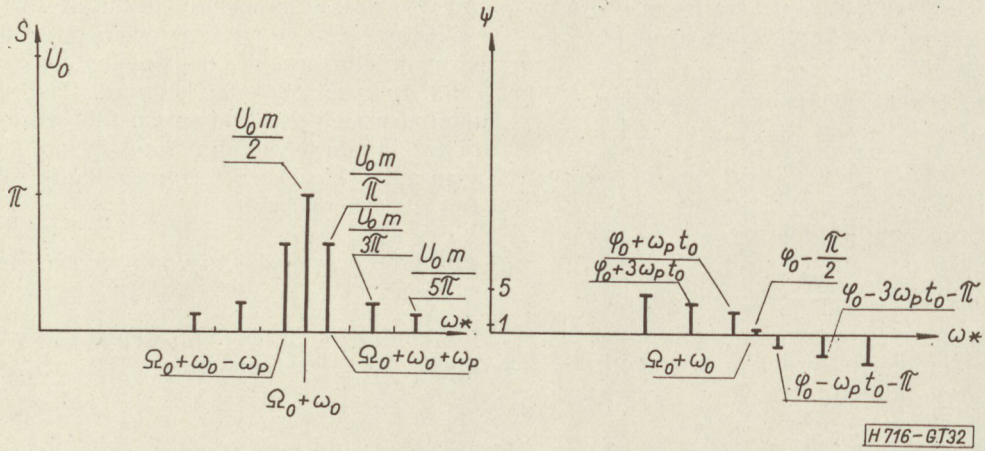
4.3 A7A üzemmód a moduláló frekvencia billentyűzésével

Az adóberendezés (105) képlet szerinti vívőhullámát a 3.3 fejezetben ismertetett módon egy szim-



31. ábra. Vektorábra $k = 1$ esetén

metrikus váltójellel billentyűzött ω_0 körfrekvenciájú, φ_0 kezdőfázisú szinuszos hanggal amplitúdóban moduláljuk. A (108) és (109) képletekkel kifejezett adásfüggvény oldalsávjai közül vagy a felsőt vagy az alsót sugározzuk ki. A 4.2 fejezetben foglaltakkal összhangban a felső oldalsávot engedjük át. A modulált adás-függvény komplex alakban a (108b) képletből nyerhető, ha $m/2$ helyett m -t írunk:



32. ábra. Amplitúdó- és fázis-spektrum

Az amplitúdó- és fázis-spektrumot $U_0 = 2\pi$, $\varphi_0 = 2$ és $\omega_p t_0 = 0,5$ esetén a 32. ábra tünteti fel.

A (176) képletet

$$u = P(t) \sin \Omega_0(t) + Q(t) \cos \Omega_0(t) \quad (178)$$

4.3.2 Vételfüggvény

alakra hozzuk, ahol

$$P(t) = U_0 + \frac{U_0 m}{2} \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_0 m}{\pi} \left\{ \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \cos[(\omega_0 - k\omega_p)t + (k\omega_p t_0 + \varphi_0)] - \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \cos[(\omega_0 + k\omega_p)t - (k\omega_p t_0 - \varphi_0)] \right\} \quad (179a)$$

$$Q(t) = -\frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_0 m}{\pi} \left\{ \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin[(\omega_0 - k\omega_p)t + (k\omega_p t_0 + \varphi_0)] - \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin[(\omega_0 + k\omega_p)t - (k\omega_p t_0 - \varphi_0)] \right\} \quad (179b)$$

A (179a) és (179b) képletek trigonometrikusan átalakíthatók:

$$P(t) = U_0 + U_0 m s_1 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (180a)$$

$$Q(t) = -U_0 m s_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (180b)$$

ahol

$$s_1 = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin k\omega_p(t - t_0). \quad (181)$$

Végeredményben a (178—181) kifejezések egy négy-szögjellel amplitúdóban 100%-ra modulált ω_0 körfrekvenciájú φ_0 kezdőfázisú szinuszos jellel $m\%$ -ra amplitúdó-modulált Ω_0 körfrekvenciájú nagyfrekvenciás jel egyoldalsávú átvitelét fejezik ki, ha a felső oldalsávot engedjük át.

A (178) a (162) összefüggés megfelelő je, a (180a), illetve (180b) a (167a), illetve (167b)-nek megfelelői, a (181) pedig a (166)-nak felel meg, csak jelen esetben a sávszűkítést és futásidőt nem vettük tekintetbe. A vételfüggvényt az (54) képlet szerint határozzuk meg a 4.2 pontban követett eljárással.

4.3.3 Komplex átviteli tényező hatása

A komplex átviteli tényezőnek a (176) szerinti adásfüggvényre gyakorolt hatását a 22. ábra jelölései szerint és $t_0 = \varphi_0 = 0$ feltétel mellett vizsgáljuk. Az átvitel tehát szimmetrikus fázistorzítású, felsőoldalsávú. A 3.3.2 pont alatt ismertetett feltételek és eljárás szerint a számítást végrehajtva a (88) képlet szerinti végeredmény adódik, ahol

$$P(t) = U_0 A_0 + \frac{U_0 A_{\omega_0} m}{2} \sin(\omega_0 t - a_{\omega_0}) + \frac{U_0 m}{\pi} \left\{ \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{A_{k1}}{k} \cos[(\omega_0 - k\omega_p)t - a_{k1}] - \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{A_{k2}}{k} \cos[(\omega_0 + k\omega_p)t - a_{k2}] \right\} \quad (182)$$

$$Q(t) = -\frac{U_0 A_{\omega_0} m}{2} \cos(\omega_0 t - a_{\omega_0}) + \frac{U_0 m}{\pi} \left\{ \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{A_{k1}}{k} \sin[(\omega_0 - k\omega_p)t - a_{k1}] - \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{A_{k2}}{k} \sin[(\omega_0 + k\omega_p)t - a_{k2}] \right\} \quad (183)$$

A (88) összefüggés

$$u = S(t) \sin [(\Omega_0 t - a_0 + \psi(t))] \quad (184)$$

alakra hozható, melyben

$$S(t) = \sqrt{[P(t)]^2 + [Q(t)]^2} \quad (185a)$$

$$\psi(t) = \arctg \frac{Q(t)}{P(t)}. \quad (185b)$$

Az adásfüggvény tehát amplitúdó- és fázis-modulált. Burkoló amplitúdó demoduláció esetén a vétel-függvény a (185a) képletből határozható meg.

4.3.4. Egyoldalsávós adás teljesítménye

Az adás csúcsteljesítményének számításához határozzuk meg a 3.3.3 fejezetben foglaltak értelmében a (119) képlet szerinti $t=t_p$ időpillanatban a (178) képlettel jellemzett nagyfrekvenciás jel pillanatnyi értékét:

$$P_m = \frac{1}{2R_0} \left(U_0^2 + \frac{U_0^2 m^2}{4} + 2 \frac{U_0^2 m^2}{\pi^2} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k^2} \right) = \frac{U_0^2}{2R_0} (1 + 0,5m^2) \quad (190)$$

A csúcs- és átlagteljesítmények a vivőhullámú teljesítménnyel kifejezve:

$$P_p = P_0(1 + m)^2 \quad (191a)$$

$$P_m = P_0(1 + 0,5m^2) \quad (191b)$$

Az egyoldalsávós adás átlagteljesítménye nagyobb, mint a kétoldalsávósé. Ugyanazon vivőhullámú teljesítmény és azonos modulációs fok mellett az egyoldalsávós adás oldalsáv teljesítménye a kétoldalsávósénak kétszerese. Ha az egyoldalsávós adás vivőhullámú teljesítménye P_{01} , modulációs foka m_1 , ugyanazok a két oldalsávós adásnál P_{02} , illetve m_2 , akkor az átlagteljesítmények viszonya a (126) és (191b) képletek felhasználásával:

$$\frac{P_{m1}}{P_{m2}} = \frac{P_{01}}{P_{02}} \frac{(1 + 0,5m_1^2)}{(1 + 0,25m_2^2)}. \quad (192)$$

Ha a kétféle adásnál egyenlő oldalsáv teljesítményeket írunk elő, ami a zavarok elleni védelem szempontjából lényeges, a (192) képlet a következőképpen írható:

$$\frac{P_{m1}}{P_{m2}} = \frac{1}{2} \left(\frac{m_2}{m_1} \right)^2 \frac{1 + 0,5m_1^2}{1 + 0,25m_2^2}. \quad (193)$$

Elnyomott vivőhullám esetén:

$$P_p = \frac{U_0^2 m^2}{2R_0} \quad (194)$$

$$P_0 = 0 \quad (195)$$

$$P_m = \frac{U_0^2}{2R_0} 0,5m^2 = 0,5P_p. \quad (196)$$

Az adás teljesítményét tehát az oldalsáv teljesítmény határozza meg.

Az elnyomott vivőhullámú és kétoldalsávós adás

$$u = U_0(1 + m) \sin \Omega_0 t. \quad (186)$$

A csúcspotenzitás:

$$U_p = U_0(1 + m). \quad (187)$$

A csúcspotenzitás által létesített nagyfrekvenciás teljesítmény átlagértéke egy periódusra, azaz az adás csúcsteljesítménye:

$$P_p = \frac{U_0^2(1 + m)^2}{2R_0}. \quad (188)$$

A vivőhullámú teljesítmény ($m = 0$):

$$P_0 = \frac{U_0^2}{2R_0}. \quad (189)$$

Az átlagteljesítmény a (176) képletből számítható a (92) képletből levont következtetések figyelembevételével:

átlagteljesítményének viszonya, ha egyenlő oldalsáv teljesítményeket írunk elő, a

$$\frac{P_{m1}}{P_{m2}} = \frac{0,25m_1^2}{1 + 0,25m_2^2} \quad (197)$$

képletből számítható.

Ismételten megjegyezzük, hogy a fenti meggondolások arra az esetre vonatkoztak, ha az adót szimmetrikus váltójellel billentyűzött szinuszos jellel moduláljuk.

Az egyoldalsávós üzemmódban az ω_0 körfrekvenciájú „segédvívót” amplitúdóban billentyűztük, az így nyert jellel amplitúdóban moduláltuk az adó vivőfrekvenciáját és csak az egyik oldalsávot engedjük át. Meg kell jegyezni, hogy a C.C.I.T.T. vörös könyvének [7] R. 39 ajánlása ezt a módszert csak a 30 MHz felett sugárzó adóberendezéseknél engedi meg. 30 MHz alatt dolgozó adók esetében a segédvívót, illetve segédvívókat frekvenciában kell modulálni a távirójelek ütemében. Ezen üzemmód vizsgálata a frekvenciámodulált adásfüggvény ismeretét megköveteli, ezért ettől most eltekintünk.

Egy későbbi cikk a távirójelekkel frekvenciában modulált adási rendszereket ismerteti majd, és pedig a frekvenciaváltást és frekvenciabillentyűzést.

IRODALOM

1. Radio Regulations. ITU, Geneva, 1959.
2. Küpfmüller, K.: Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. S. Hirzel Verlag, Stuttgart, 1949.
3. Lajkó S.—Váraljai V.: Távirótechnika I—II. Nehézipari Könyvkiadó, Budapest, 1954—1955.
4. Hartlep, G.: Telegraphieverzerrungen und deren Messung. Der Fernmelde-Ingenieur Jg. 13. H. 8. August, 1959.
5. Erhardt, O.: Übertragungsleitwerte und Zeichenverzerrungen von Telegraphiersystemen mit linear von der Frequenz abhängiger Phase. ENT Bd. 11. H. 8. August, 1934, p. 267—281.
6. Nyquist, H.: Certain Topics of Telegraph Transmission Theory. AJEE, 1928. p. 617.
7. Red Book, Vol. VII. ITU, Geneva, 1961.

III. Mikrohullámú Összeköttetések Kollokvium

A Magyar Tudományos Akadémia és a Híradástechnikai Tudományos Egyesület rendezésében, a Távközlési Kutató Intézet és a Budapesti Műszaki Egyetem támogatásával és közreműködésével lebonyolított III. Mikrohullámú Összeköttetések Kollokvium (április 19—22.) nagy nemzetközi sikert aratott. 20 ország 377 szakembere vett részt a kollokvium munkájában, köztük számos nemzetközileg elismert szaktekinély, professzorok, nagy cégek specialistái és 233 magyar szakember.

A kollokvium a mikrohullámú hírközléssel kapcsolatos kérdéseket tárgyalta és részletesen foglalkozott a hírközlés és rendszerelmélet, a hálózatelmélet, az elektromágneses térelmélet, a mikrohullámú áramkörök, mikrohullámú elektronika, mikrohullámú mérések és műszerek kérdéseivel. A kollokvium előzetes programját a Híradástechnika 1966. évi 3. számában részletesen közöltük, ezért most eltekintünk azok felsorolásától. A Rendezőbizottság által elfogadott 107 dolgozat közül 94 került előadásra, mivel néhány szerző akadályoztatása miatt nem tudta előadását megtartani. *Csak a teljes elismerés hangján lehet szólni arról a példás rendezésről, mely lehetővé tette ilyen rövid idő alatt ezen nagyszámú referátum bemutatását.* A konferencia hivatalos nyelvei: orosz és angol voltak, minden esetben szinkron tolmácsolással. Bizony sokszor szégyeltük magunkat, mikor láttuk, hogy ennek a tolmács-rendszernek leggyengébb pontja az elektronika volt; nem mindegyik készülék működött áthallás nélkül, kontakthiba nélkül. Külön dicséretet érdemel a program idő szerinti betartása, a szinte példás írásos tájékoztatás. Egyetlen szervezési hibának talán csak az tekinthető, hogy vendég előadók anyagához való hozzászólásra aránylag kevesen készültek fel, nem tettek fel kiegészítő kérdéseket vázlatosan előadott koncepciókhoz, kevés volt a szenvedélyes vita, vagy ellentmondás, mintha mindenki kissé megilletődött lett volna. Ebből az a tanulság vonható le, hogy szakembereink számára az eddigieknél sokkal nagyobb számban és gyakrabban kell lehetővé tenni, hogy a budapestihez hasonló színvonalú nemzetközi tudományos konferenciákon résztvehessenek és szaktudásukhoz megszerezhesék a „konferencia-rutint” is. A személyes találkozások, a konferencia szünetei és társadalmi rendezvényei során viszont teljes egészében kibontakoztak a közvetlen szakmai kapcsolatok. Ezeknél nyoma sem volt a fentebb említett tartózkodásnak.

A kollokviumot dr. Bognár Géza akadémikus, a TKI igazgatóhelyettese, a kollokvium elnöke nyitotta meg. Szekciók szerint összefoglalta a témaköröket és kiemelte a magyar szempontból különösen érdekes kérdéseket. Az alábbiakban a megnyitó összefoglalása alapján ismertetjük az egyes szekciók tematikáját.

A *hírközlés és rendszerelmélet szekciójában* a 4, 6 és 11 GHz frekvenciatartományban működő nagycsatorna-számú mikrohullámú rádióösszeköttetések szerepeltek, melyek a nagy távolságú összeköttetések gerincét képezik. Különös érdeklődésre tartottak számot a tiszta félvezetős mikrohullámú rendszerek. A csatorna-szám növekedése, a fokozódó megbízhatóság iránti igény, a digitális jelek átvitele, a színes TV átvitel sok új elméleti kérdés megoldását kívánja. Egyes felvetett kérdések megoldása még a jövő feladata; Ilyenek: a

mikrohullámú tápvonal összeköttetés, a kódmoduláció, az optikai hírközlés és a kozmikus hírközlés.

A *hálózatelméleti szekciójában* elsősorban a lineáris hálózatok alapvető kérdéseit vizsgálták, egyetlen előadás foglalkozott kifejezetten nemlineáris áramkörök számítástechnikájával (*Bondarenko*). Az előadások téma-választása tükrözi azt az eltolódást, ami utóbbi években a hálózatelmélet terén tapasztalható. Az alapvető hálózatszintézis kérdések, beleértve a numerikus problémákat zömében megoldottak, ezekkel a szekció előadásai sem foglalkoztak. Az előadások elektromágneses hálózatok megengedhető függvényeivel, hálózatfüggvények toleranciakérdéseivel és érzékenységeivel, futási idő kérdésekkel, változtatható paraméterű hálózatokkal, elosztott paraméterű hálózatokkal, idő-tartomány approximációval foglalkoztak. Külön ki kell emelni a hírhálók analízisét és szintézisét tárgyaló, ezen kérdés csoport egyes problémáit megvilágító előadásokat. A hírközlést lebonyolító hálózatok optimális tervezése csak hírháló-elmélet alapján lehetséges és bár sok alapvető kérdés már tisztázódott és a gráf-módszer e téren is bevált, mégis még igen sok fontos probléma megoldatlan — ezek közül az előadások során is néhány felmerült — így érdemes ezzel a problémakörrel elvi alapon többet foglalkozni.

Az *elektromágneses térelmélet szekciójának* előadásai elsősorban a mikrohullámú rádióösszeköttetések antenna és csőtápvonal problémáival foglalkoztak. Az antennákkal foglalkozó előadások nemcsak a mikrohullámú rádióösszeköttetések szempontjából lényeges tölcseparabola antennákat tárgyaltak, hanem az általánosabb elrendezéseket is. A csőtápvonalakkal foglalkozó előadások új módszereket tárgyaltak a homogén, tetszőleges keresztmetszetű tápvonalak saját függvényeinek és saját értékeinek meghatározására, valamint diszkontinuitások helyettesítő képének megalakítására.

A *mikrohullámú áramkörök szekció* előadásai is foglalkoztak a tápvonalak problémáival, de más szempontok szerint. A Smith-diagram általánosítása aktív lezárására, a periodikusan terhelt távvezeték, a véletlen inhomogenitások mind érdekesek a mikrohullámú rádióösszeköttetések szempontjából. A mikrohullámú ferrites eszközökkel foglalkozó előadások rámutattak a cirkulátorok növekvő szerepére. Elhangzottak parametrikus áramköröket tárgyaló előadások. A dolgozatokból kiderült, hogy az érdeklődés a többfrekvenciás áramkörök analízisére irányul, mivel ezek segítségével elméletileg irányítás érhető el. Alapvető problémaként szerepelt a varaktor kérdéskomplexuma, mert a varaktoros sokszorozók és keverők a mikrohullámú rádióösszeköttetések egységes felépítését teszik lehetővé és így azonos elven működő gyártmánycsaládok tervezhetőek.

A *mikrohullámú elektronika szekció* előadói a haladóhullámú cső és a reflex klisztron belső tulajdonságai-val foglalkoztak, néhányan félvezetős problémákat tárgyaltak.

A *mérések és műszerek szekció* referátumai széles témakört fogtak át. Külön említést érdemelnek a mérési etalonok, a csoportfutási idő mérés, továbbá bonyolult mérési elrendezések automatizálása, a rádiófrekvenciás süketszoba kérdései.

A HTE 1966. december havi rendezvényei

Összeállította: VALKÓ PÉTERNÉ

Az előadások helye: TECHNIKA HÁZA Budapest, V., Szabadság tér 17., III. 376.

Klíma. : Klimatizációs Csoport	Elnök: SCHMIDT JÁNOS
Konstr. : Konstruáció Szakosztály	Elnök: DR. ALMÁSSY GYÖRGY
Telek. : Telekommunikáció Bizottság	Elnök: NYÁRI GYÖRGY
Alk. : Alkatrész Szakosztály	Elnök: DR. KATONA JÁNOS
Táv. : Távbeszélő Szakosztály	Elnök: BUDAI JÁNOS
Iparg. : Ipargazdasági Szakosztály	Elnök: POGÁNY KÁROLY
Programozók klubja	Elnök: HAJTÓ AURÉL

1966 december	Szakosztály	Előadás
1. csütörtök, 16.30 óra	Klíma.	<i>Dékány Lászlóné</i> (BHG) Beszámoló a gyengeáramú kontaktusok vizsgálatának újabb eredményeiről és az ilmenai kontaktus kollokviumról
2. péntek, 16 óra	Konstr.	<i>Dr. Almásy György</i> (TKI) Beszámoló a Drezdában tartott finommechanikai konferenciáról A Konferencia főleg az elektronikus ipar szerkezeti konstrukciós kérdéseivel foglalkozott. Megvitatják a konstrukciós rendszertan fejlődése terén elért legújabb eredményeket, az elektronikus számítógépek alkalmazásának lehetőségét szerkezeti konstrukciós célokra, az elektronikus készülékekben alkalmazott finommechanikai szerkezetek megbízhatóságának kérdését. Ismertették az NDK-ban alkalmazott építőszerkevény tervezésének elméleti alapjait. A Konferenciával egyidejűleg rendezett Ankéton megvitatják az egyetemi oktatási reformmal kapcsolatban a konstruktorképzés lehetőségeit
6. kedd, 17 óra	Telek.	<i>Szokolay Mihály</i> (BME) Analog és digitális rendszerek fejlődési perspektívái a rádiókommunikáció területén
7. szerda, 16 óra	Alk.	<i>Pálffy Árpád</i> (REMIX) Nikkel-króm ötvöztetésű fémréteg-ellenállások
8. csütörtök, 17 óra	Táv.	<i>Horváth Gyula</i> (BHG) Elektronikus központok (Tekintettel az érdeklődésre — az 1965-ben már megtartott előadás ismétlése)
9. péntek, 16 óra	Iparg.	<i>Kovács Tibor</i> (a szombathelyi Központi Statisztikai Hivatal igazgatója, a Megyei Pártbizottság Ipari Osztályának vezetője) Statisztikai — matematikai módszerek
14. szerda, 15 óra	Iparg. <i>Programozók klubja</i>	<i>Várnai Endre</i> (BHG) A gazdaságos vállalati tevékenységet hogyan segíti elő és hogyan tudja hátráltatni a gyártáselőkészítés és termelésirányítás
15. csütörtök, 16 óra	Alk.	<i>Czeplédy Károly</i> (KKKV) Romániában szerzett tapasztalatok a passzív híradástechnikai alkatrészek gyártása területén. (Útibeszámoló)
16. péntek, 16.30 óra	Klíma	<i>Fekete Karolán</i> (BHG) A forraszthatóság vizsgálatának új módszerei (Összehasonlító vizsgálatok eredményeinek ismertetése)

SZEMLE

Összeállította: VÁSÁRHELYI PÁL

Az eredetileg a televízió-készülékek konstrukciójában alkalmazott modul-rendszer egy fejlett változatát igen eredményesen alkalmazza a dán Hede Nielsens Fabriker cég. Az AM-FM rádió-vevő berendezést öt olyan modulra bontották, amelyek a készülék összeállításához szükséges alkatrészek 95%-át tartalmazzák. A modulok azonos méretűek, tömeggyártásban készülnek, és különböző kombinációkban csatlakoztathatók egymáshoz dugaszolás útján. Az öt szabványos modul a következő:

1. sz. modul: Frekvenciamodulációs hangolóegység, három hangolt körrel, 33 dB erősítéssel. A hangoló kapacitást három szilíciumdióda helyettesíti, a feszültséget potenciométer szabályozza. A rádiófrekvenciás rész és a keverő között sáváteresztő szűrő van. — 4 KF modulall együtt használva egy mikrovoltnál nagyobb érzékenységet biztosít.

2. sz. modul: Tartalmazza az AM keverőt és az FM-KF erősítők fokozatot. Az FM erősítés 23 dB, az AM erősítés 32 dB.

3. sz. modul: KF erősítő fokozat FM és AM célra, melyet automatikus erősítő szabályozóval építettek egybe. Ez az AM keverőhöz és az első AM-KF erősítőhöz csatlakozik.

4. sz. modul: Az FM-KF erősítő és az AM detektor,

5. sz. modul: FM meghajtók fokozat, diódás határoló és aránydetektor.

Maximálisan 5 W kimenő teljesítményű modulok csatlakoztathatók hangfrekvenciás erősítőként a készülék ily módon felépített rádiófrekvenciás és középfrekvenciás részeihez. (*Electronic Engineering*, 1966. 8. sz.)

*

Az angol Technivision Engineers LTD cég által forgalomba hozott kábelvizsgáló berendezés igen sokoldalúan felhasználható ellenőrző műszer. Mintavétel útján folyamatosan ellenőrizni képes maximálisan 940 vezetékelt kábeleket, vagy elektromos berendezésekben, s a homloklapján elhelyezett electromechanikus számlálószerveket, mely mutatja, hogy hányadik vezeték vizsgálatánál tart éppen, azonnal leáll, amint a berendezés valamilyen hibát észlel. Híddal vagy univerzális műszerrel kombinálva kimutatja a sorra letapogatót vezetékelt önindukcióját, kapacitását és ellenállását. A vizsgálat maximális sebessége 2 kapcsolás másodpercenként. A berendezés a gyártásban is jól felhasználható oly módon, hogy a nehezen áttekinthető huzalozású elektromikus műszerek és nagyberendezések egyes vezetékelt előírt sorrendben rendre levizsgálja, s megmutatja, hogy a szerelés során hol követtek el hibát. (*Electronic Engineering*, 1966. 8. sz.)

*

A Telegraph Condenser Co angol cég újfajta elektrolit-kondenzátort fejlesztett ki. Az új kondenzátorok megbízhatóan működnek, — 55 °C és +125 °C hőmérséklet-határok között. Súlyuk kb. 1/3-a a megfelelő tantálkondenzátorok súlyának és térfogategységként nagyobb a kapacitásuk. Elektromos jellemzőik egyébként megfelelnek a tantálkondenzátorokénak és 2000 óra, +125 °C-on végzett üzemeltetés után is változatlanok. Impulzuskapcsolásokban is jól megfelelnek, mivel a jelalak torzítatlanságát a hagyományos alumíniumfóliás elektrolitkondenzátoroknál jobban biztosítják.

A javulás jelentős részét új elektrolit alkalmazása eredményezte: ez dimetil-formamidot tartalmaz oldószerként és új gyártástechnológiai eljárások alkalmazását teszi szükségessé. Az elektrolitikus kondenzátorok

konstrukciójának érdekessége, hogy a fémház egy részét mechanikusan meggyöngítik, ami lehetővé teszi, hogy a kondenzátor, helytelen kapcsolása esetén jelentkező nagy belső gáznomás hatására, robbanási jelenség nélkül, más alkatrészek megkárosítását elkerülve menjen tönkre. (*Electronic Engineering*, 1966. 7. sz. p. 490.)

*

Lakk vagy mechanikus biztosítás helyett rendkívül előnyösen használható és dinamikus igénybevétel esetén is megbízható a híradástechnikai és nagyobb berendezésekben is a Bostik-Pin elnevezésű műanyag kenőccsel történő csavarbiztosítás. A rugósalátéttel, ellenanyával stb. végzett biztosítást abban is felülmúlja, hogy egyben korrózióvédelmet nyújt, és tömit is. A műanyag egyszerűen felkenhető a menetek közé és a csavar meghúzása után rezgés, rázás stb. esetén is megakadályozza a kötés meglazulását. A csavar szándékos utánállítását, meglazítását és újbóli meghúzását ennek ellenére egyáltalán nem akadályozza, mivel az állandóan és lassan ható forgatónyomatékkal szemben nem mutat ellenállást. Kifáradási jelenséget használat esetén nem tapasztaltak.

A műanyagkenőcs kétféle kivitelben kapható: a szintelen anyag —60 és +200 °C üzemi hőmérséklet-határok között használható és nagyobb terhelést bír el, mint a másik: a fehér színű kivitel. Az utóbbi viszont könnyebben kezelhető és ha csak egyes alkatrészekről van szó, célszerűbben használható, de csak —25 és +90 °C között. Mindkét típus érzéketlen az időjárási behatásokra, oxidációra, ultraibolya sugárzásra, alkoholokra és zsiroknak ellenáll, de a savak megtámadják. Raktározási idejük korlátlan, elektromos tulajdonságaik jók: még nagyfrekvenciákon is kis dielektromos veszteséget okoznak. A szigetelési ellenállás 10¹⁴, 10¹⁵ ohm cm, az átütési szilárdság 20 kW/mm. (*Feinwerktechnika*, 1966. 8. sz. p. 393.)

*

A Silopren nevű szilikonkaucsuk (Farbenfabriken Bayer) jó elektromos szigetelő tulajdonságai mellett hidegre és megrege meglehetősen érzéketlen, s így jól megfelel a vezetékekre húzható szigetelő csövek előállítására. A Silopren szigetelőcsövek a vezeték forrasztásakor nem lágyulnak meg, nem deformálódnak és 200 °C-ig változatlanul megtartják átütési szilárdságukat. A dielektromos melegezés hatására sem jön létre átütés. A fentiekből kifolyólag a Siloprennel szigetelt vezetékek tartós üzemekben mintegy 50%-kal nagyobb terhelést bírnak el, mint a szokásos szigeteléssel ellátott vezetékek. (*Funktechnik*, 1966. 16. sz.)

*

A Siemens cég az elektronmikroszkópok továbbfejlesztése céljából képátviteli berendezést készített. Az elektronmikroszkóp képernyőjén megjelenő képet tandemoptika vetíti egy kamera rezisztronjának fényérzékeny félvezetőrétegére. A kamerához erősítő és televízió-vevő kapcsolódik, mely utóbbinak 17 cm-es képernyőjén az elsődleges elektronmikroszkóp-képhez képest 4-szeres nagyításban látható az objektum.

A berendezés használatából több előny származik. A kép fényerejét nagymértékben fel lehet fokozni, ami egyrészt lehetővé teszi, hogy elsötétítetlen szobában is jól lehessen a képet tanulmányozni, másrészt pedig azt eredményezi, hogy magának az elektronmikroszkópnak a fényerejét jelentősen csökkenteni lehet, s így a vizsgálandó preparátumot a bombázó elektronsugár kevésbé rongálja. (*Funktechnik*, 1966. 16. sz. p. 573.)

A TIXVO5 és TIXVO7 jelű Schottky-planer-epitaxial-gallium-arszenid-varaktordiódák, melyeket a Texas Instruments cég gyárt, 500 GHz határfrekvencia mellett rendkívüli zajszegénységükkel tűnnek ki: 16,5 GHz-n a zaj mindössze 3 dB. Az új diódák használata esetén jelentősen növelni lehet a radarvevők érzékenységét és csökkenteni az adóteljesítményt. Az átfogott tartomány két nagyságrenddel nagyobb, mint a szokásos varaktordiódáknál, s így a hangolóelemek száma is csökkenthető. A dióda átmérője 3,1 mm. (*Funktechnik 16 sz. p. 573.*)

*

Az Egyesült Államokban a víz alatti szeizmográfok által érzékelt különböző rezgéshullámok (földrengések, föld alatti atomrobbantások stb.) rögzítésére rendkívül kis sebességgel dolgozó mágnesszalagos berende-

zést fejlesztettek ki. A szalagsebesség mindössze 12 mm/perc és így egy 570 méteres szalag 33 napra elegendő. (*Funktechnik, 1966. 16. szám, p. 573*)

*

A svájci posta a rendkívül nehezen megközelíthető, 2300 méter magas Gebidem hegycsúcsra levő televízió-reléállomást újfajta áramforrással látta el. A tranzisztorizált reléállomás 1964 óta dolgozik ólomakkumulátorokkal, melyek utántöltéséről napelemek gondoskodtak. 40 naponként azonban benzinüzemű áramfejlesztővel is tölteni kellett az akkumulátorokat. A 16 W teljesítményfelvételű adót most olyan telep működteti, melynek kémiai energiáját metanol töltés és a levegő oxigénjének egyesülése biztosítja, s amely 9 hónapig működik minden karbantartási igény nélkül. (*Funktechnik, 14. sz. 1966. júl.*)

Tartalmi összefoglalások

ETO 538.567.4:621.376.001:621.372.5

Hennyey Z.—Kiss I.:

Modulátor áramkörök négyfázisú elméleti tárgyalása. I. rész.

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 11. sz.

A cikk két részből áll. Az első rész a lineáris hálózatelméletre épített elméleti apparátust, a második ennek gyakorlati alkalmazását mutatja be. Az elméleti rész annak felismerésével indul, hogy a modulátor a frekvenciatartományban lineáris négyfázisú, tehát a jól kidolgozott lineáris négyfázisú elméletnek alkalmazhatónak kell lennie. Jelen tanulmány a modulátorelmélet ilyen alapokra való felépítésének kísérletét jelenti.

ETO 621.375.4:621.395.44:621.395.64

Poniczky K.:

Tranzisztoros vonalerősítő tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 11. sz.

A szerző a cikkben 1964-ben megvédett és a Híradástechnikai Tudományos Egyesület pályázatán díjat nyert diplomatervének — egy tranzisztorizált vívőfrekvenciás erősítőrendszer 12—252 kHz-ig átvívó vonalerősítőjének — fontosabb tervezési kérdéseivel foglalkozik. Részletesen tárgyalja a végerősítőfokozat beállítását visszacsatolás, torzítás, termikus stabilitás, túlterhelési szint szempontjából, majd a bemenőfokozat méretezésével foglalkozik, különös tekintettel a zajproblémára. A továbbiakban a három fokozaton keresztül történő hurokvisszacsatolás beállítására ad méretezésre alkalmas képletet. Befejezésül röviden tárgyalja az erősítő tervezésének egyéb feltételeit is, mint a szélessávú transzformátorok méretezése és a váltóáramú stabilitás kérdése.

ETO 621.394.32:621.396.22

Dr. Györy T.:

Amplitúdómodulált rádiótávíróadás rendszerelméleti alapjai III. rész.

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 11. sz.

A különböző rádiótávíró üzemmódok tárgyalása azonos alapelvek és modulációs séma alapján lehetséges. A cikk ismerteti az amplitúdó- és fázistorzítással bíró rendszerek karakterisztikus elemi jel torzításának új számítási módszerét. A1 üzemmódban meghatározza egyetlen elemi jellel és szimmetrikus váltójellel történő moduláció esetén az adásfüggvényt, a komplex átviteli tényező hatását, az adás spektrumát és teljesítményét. Számítja a vételfüggvényt és az elemi jel torzulást (I. rész).

A szerző A2 üzemmódra ugyanazokat a vizsgálatokat végzi el, melyeket az első részben az A1 üzemmódra vonatkozólag végzett (II. rész). Az egyoldalsávú adásfüggvényt egyetlen elemi jellel történő moduláció esetén fázistorzítás-mentes rendszereknél határozza meg. A jel burkolója a modulációs foktól és a sáv-aszimmetriától függően eltér. A cikk meghatározza az elemi jel torzítását, a Nyquist által javasolt, ferdén aszimmetrikus karakterisztikájú átvitelt, valamint az elemi jel időtartamára bekapcsolt szinuszos moduláló hang esetén az adás- és vételfüggvényt. Vizsgálja az egyoldalsávú üzemmódban a moduláló frekvencia billentyűzése esetén az adás amplitúdó- és fázispektrumát, a komplex átviteli tényező hatását és az adás teljesítményét (III. rész).

Обобщения

ДК 538.567.4:621.376.001:621.372.5

З. Хенней—И. Киш:

Анализ модуляторных цепей по теории четырехполосников. Часть I.

НÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII (1966) № 11

Статья состоит из двух частей. Первая часть показывает теоретические средства по теории линейных цепей, а вторая их практическое применение. Теоретическая часть исходит от того, что модулятор является линейным четырехполосником в области его полосы частот, следовательно хорошо разработанная теория линейных четырехполосников даст возможность применения в этом случае. Статья является опытом такого основания теории модуляторов.

ДК 621.375.4:621.395.44:621.395.64

К. Повински:

Проектирование линейных усилителей на транзисторах

НÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII (1966) № 11.

Статья излагает важнейшие вопросы проектирования линейного усилителя системы уплотнения на транзисторах для 12—252 кГц, на основании работы диплома защищенной в г. 1964 и полученной премии Научного Общества Техники Связи. Подробно описаны регулировка оконечного каскада с точки зрения обратной связи, искажения, термической стабильности, уровня перегрузки, потом расчёт входного каскада, принимающая во внимание проблему шумов. Дана формула для определения регулировки обратной связи включающей шлейф трёх каскадов. Наконец кратко описаны другие условия расчёта усилителя, как расчёт широкополосных трансформаторов и стабильность переменного тока.

ДК 621.394.32:621.396.22

Д-р Т. Дьёри:

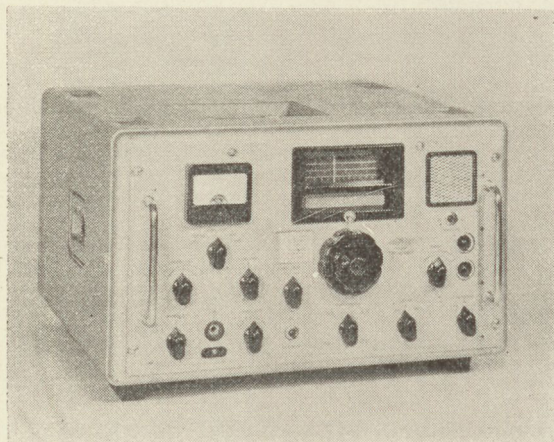
Основы теории систем радиотелеграфной передачи с амплитудной модуляцией Часть III.

НÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 11.

Изложение различных режимов радиотелеграфирования возможно на основе идентичных принципов и схем модуляции. Статья трактует новый метод расчёта характерного элементарного сигнала систем имеющих искажения амплитуды и фазы. В режиме A1 определяется функция передачи в случае модуляции с одним элементарным сигналом и симметричным сигналом переменного тока влияние комплексного коэффициента передачи, спектр и мощность передачи. Вычисляется функция приёма и искажение элементарного сигнала (Часть I).

Испытывается режим A2 с точек зрения части I для режима A1 (Часть II).

Функция передачи однополосного режима с модуляцией одним элементарным сигналом определяется для систем без искажений фазы. Огибающий сигнал искажается в зависимости коэффициента модуляции и асимметрии сигнала. Определяется искажение элементарного сигнала, передача с косой симметричной характеристикой предложенной Найквистом, а также функция передачи и приёма в случае синусоидального модулируемого сигнала включенного в течение элементарного сигнала. Испытываются в однополосном режиме амплитудный и фазовый спектр в случае манипуляции модулируемой частоты, влияние комплексного коэффициента и мощность передачи (Часть III).

ML-400/F

Az ML-400/F típ. kommunikációs rövidhullámú vevőkészülék nagy érzékenységű, stabil, szelektív vevő.

Továbbfejlesztett változata az ML-400 típ. rövidhullámú kommunikációs vevőkészüléknek. 6 fix kristályhangolású és átkapcsolható folyamatos hangolásra 1,85–25 MHz-ig.

A kvarcvezérlésű állásban tetszőlegesen választhatunk a 6 db beépített kristályoszillátor frekvenciája között.

Az egyes kvarckristályok könnyen cserélhetők a készülék kidobozolása nélkül is.

Felhasználható megfigyelőállomások, meteorológiai intézetek, távirati irodák részére, komplex összeállításokban rádióközpontok, diversity vevőberendezések vevőjeként.

Az UAE-63A típ. antennaosztó erősítő a legcélszerűbben a több vevőkészülékkel rendelkező munkahelyeken, pl. vevőállomásokon vagy vevőközpontokban használható. Alkalmazásával antennák létesítési költsége, valamint helyszükséglete takarítható meg.

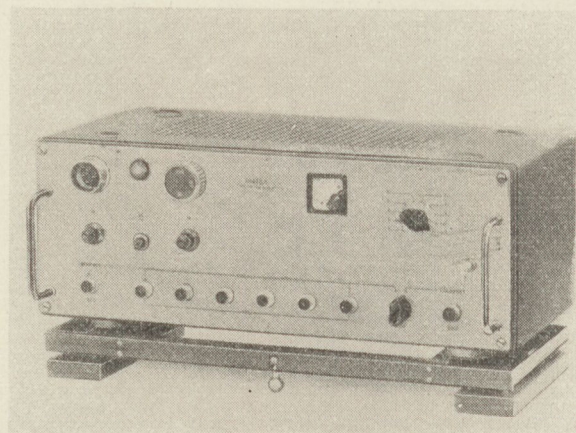
Kétféle üzemmódban működtethető:

1. *Antennaosztó erősítő* üzemmódban lehetővé teszi több vevő egyidejű üzemeltetését egy antennáról a 20...100 MHz-es frekvenciatartományban.

Alkalmazása: 6 db vevőkészülék csatlakoztatása egy elosztó erősítőre.
Több elosztó erősítő kaszkád kapcsolása.

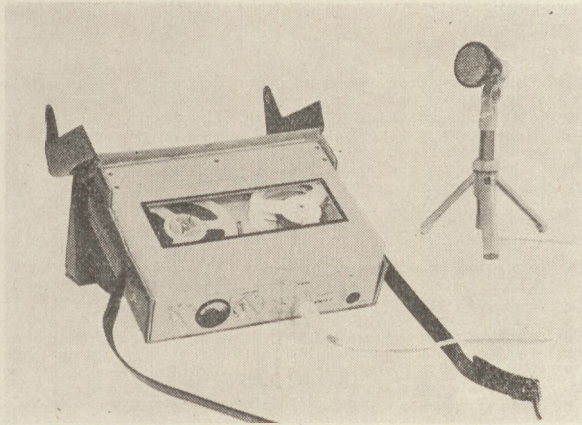
2. *Antennaerősítő* üzemmódban a vevőkészüléktől nagyobb távolságra felállított antenna és a vevő közötti kábel csillapítását kompenzálja ki.

Alkalmazása: antennakábel csillapításának kiegyenlítése.
Szélessávú erősítő mérési célokra.

UAE-63A

**MECHANIKAI LABORATÓRIUM
BUDAPEST**

R-5



Az R-5 magnetofon stúdiók részére, riportfelvételek készítésére alkalmas, teljes csíkos készülék. Funkcióit riportercélok határozzák meg.

Főfunkciói: FELVÉTEL (törléssel, dinamika kompresszorral vagy nélkül) — LEJÁTSZÁS.

Szalagsebesség: 9,53 cm/mp $\pm 2\%$.

Frekvenciataromány: 60 Hz — 10 kHz.

Behallgatás: fejhallgatóval vagy saját hangszóróval.

A készülék áramellátását 6 db 1,5 V-os Góliát rüdelem biztosítja. A készülékben levő erősítők 6 V-os stabilizált tápfeszültséggel működnek (beépített stabilizátorról), amely még abban az esetben is biztosítja a 6 V $\pm 0,2$ V-os telepfeszültséget, ha a telepegyység feszültsége 7 V-ra esik vissza.

A készülék üzemeltetése, funkcióinak kiválasztása egyetlen forgatógomb működtetésével történik, az egyes állásokat egyezményes jelek jelzik.

A magnetofon üzemkész súlya telepekkel, hordtáskával és szalaggal 3,2 kg. A készülékhez használható szalagorsó max. 100 mm átmérőjű, normál közepű. A készülék -10 C° és $+40\text{ C}^\circ$ hőmérséklet határok között működik üzembiztosan.

Külön rendelésre pilotfejes kivitelben is készül. Filmkamerához csatlakoztatva filmmel szinkron futófelvétel készíthető.

Az STM-200 stúdiomagnetofon tranzisztorizált készülék, stúdió-szintű hangfelvételek szalagos rögzítésére és lejátszására alkalmas.

Ebben a készülékben a legmodernebb és a teljesen új technikai megoldások egész sorát találjuk, minek folytán a készülék elektromos és mechanikus paraméterei az üzembiztonságot tekintve az elérhető legjobbakat nyújtja.

Minden erősítője teljesen tranzisztorizált.

A blokkrendszer — mely eddig az elektromos egységek beépítésénél nagyon jól bevált — a mechanikus egységekre is ki terjesztették. Mono- és stereokivitelben kerül gyártásra, automatikus szalagkiemeléssel. Teljes távvezérelhetőség. Automatikus szalagfeszítés-szabályozás. Folyamatos gyorstekerelés-szabályozás.

Szalagsebesség: 38,1 cm/mp és 19,05 cm/mp $\pm 0,3\%$.

Lejátszási frekvenciamenet: 38,1 cm 30—16 000 Hz,
19,05 cm 40—14 000 Hz.

Teljesítményfelvétel: 160 W.

A készülék súlya futóművel, erősítővel 73 kg.

Méreték: 870 \times 565 \times 420 mm.

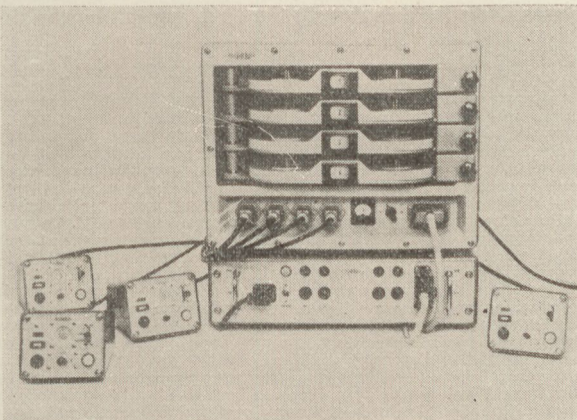
Állvánnyal: 870 \times 565 \times 920 mm.

Külön rendelésre stereokivitelben is készítjük.

STM-200



M-5



Az M-5 négycsatornás magnetofon lehetővé teszi, hogy a négy csatornán egy időben történjen a kívánt hangfrekvenciás jel — főleg beszéd — rögzítése.

Négy kezelőegységhez nyolc vevő csatlakoztatható és átkapcsolással egyszerre négy vevő jele rögzíthető. A kezelőegységek egyúttal mikrofonerősítők, beépített mikrofonnal.

Ha a felvétel mikrofonról történik, a kezelőegységhez csatlakozó vevők lekapesolódnak.

Mechanikai kivitele lehetővé teszi a szállíthatóságot és gépkocsiba való beépítését.

A készülékhez max. 130 mm átmérőjű orsók használhatók.

Szalagsebessége: 9,5 cm/mp $\pm 3\%$.

A készülék teljesítményfelvétele: a hálózathól kb. 160 VA.

Zusammenfassungen

DK 538.567.4:621.376.001:621.372.5

Z. Hennyey—I. Kiss:

Vierpoltheoretische Behandlungen der Modulatorstromkreise. I. Teil.

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr 11.

Der Artikel besteht aus zwei Teilen. Der erste Teil beschreibt die, auf die lineare Netztheorie aufgebaute theoretischen Grundlagen, der zweite Teil erörtert deren praktische Anwendung. Der theoretische Teil beginnt mit dem Erkenntnis, dass der Modulator in dem Frequenzbereich einen linearischen Vierpol darstellt, infolgedessen soll die gut ausgearbeitete lineare Vierpoltheorie anwendbar sein. Dieser Artikel stellt einen Versuch dar, die Modulationstheorie auf solche Gründe aufzubauen.

DK 621.375.4:621.395.44:621.395.64

K. Poniczky:

Entwurf des Linienverstärkers mit Transistoren

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr 11.

Der Verfasser erörtert in seinem Artikel die wichtigeren Entwurfprobleme seiner Diplomarbeit, verteidigt im 1964, welche den Preis des Vereins für Fernmeldetechnische Wissenschaften gewonnen hat. Die Entwurfprobleme beziehen sich auf einen Linienverstärker mit Übertragung zwischen 12–252 kHz eines transistorisierten Trägerfrequenz-Verstärkersystems. Er beschreibt eingehend die Einstellung der Endverstärkerstufe vom Gesichtspunkt der Rückkopplung, Verzerrung, thermischen Stabilität und Überladung mit besonderer Rücksicht auf die Geräuschprobleme. Ferner gibt der Verfasser Formeln, die zur Bemessung und zur Einstellung der drei Stufen umfassenden Schleifenrückkopplung geeignet sind. Zuletzt erörtert er kurz die weiteren Bedingungen des Verstärkerentwurfes und zwar die Bemessungen der Breitbandtransformatoren und die Fragen der Wechselstromstabilität.

DK 621.394.32 : 621.396.22

Dr. T. Győry:

Systemtechnische Grundlagen der amplitudenmodulierten Radiotelegraphiesendung, Teil III.

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr 11.

Die Verhandlung der verschiedenen Radiotelegraphie-Betriebsarten sind auf gleichen Grundsätzen und auf Grund des Modulationsschemas möglich. Der Artikel erörtert die neue Berechnungsmethode der Verzerrung des charakteristischen Elementarsignals der Systeme, mit Amplituden- und Phasenverzerrung. In Betriebsart A1 bestimmt er im Falle einer Modulation mit einem einzigen Elementarsignal und symmetrischen Wechselsignal die Sendefunktion, die Wirkung des komplexen Übertragungsfaktors, das Spektrum und Leistung der Sendung. Die Funktion des Empfangens, und die Verzerrung des Elementarsignals werden berechnet. (I. Teil) Der Verfasser macht dieselben Untersuchungen bezüglich der Betriebsart A2, die er im ersten Teil für A1 gemacht hat. Die Einseitenband-Sendefunktion wird im Falle der Modulation mit einem einzigen Elementarsignal für Systeme ohne Phasenverzerrung bestimmt. Die Umhüllkurve des Signals verzerrt sich, abhängig von dem Modulationsgrad und Asymmetrie des Bandes. Der Artikel bestimmt die Elementarsignalverzerrung die von Nyquist vorgeschlagene Übertragung mit schiefer asymmetrischer Charakteristik und die Sende- und Empfangsfunktion des sinusoidalen modulierten Tones, welcher während der Zeitdauer des Elementarsignals eingeschaltet ist. Ferner werden in dem Einseitenband-Betriebsart im Falle der Tastung der Modulationsfrequenz, das Amplituden- und Phasenspektrum, die Wirkung des komplexen Übertragungsfaktors und die Sende-Leistung untersucht. (III. Teil.)

CDU 538.567.4:621.376.001:621.372.5

Z. Hennyey—I. Kiss:

Analyse des circuits modulateurs sur la base de la théorie quadripôle. Partie I

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) No 11.

L'article se compose de deux parties. La première partie expose les moyens théoriques basant sur la théorie des réseaux linéaires, la deuxième l'utilisation en pratique de celui-ci. La partie théorique commence avec le théorème que le modulateur est un quadripôle dans la bande passante, alors la théorie du quadripôle linéaire étudié à fond doit être appliqué. Cette étude est un essai de fonder la théorie des modulateurs sur cette base.

CDU 621.375.4:621.395.44:621.395.64

K. Poniczky:

Projet des amplificateurs de ligne à transistors

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) No 11.

L'auteur expose les problèmes les plus importants d'un système des amplificateurs à transistors de courant porteur, en particulier des amplificateurs de ligne pour la bande 12–252 kHz, formant les parties de son projet de diplôme, fait en 1964 et gagné le prix de l'Association Scientifique de Télécommunication. Le réglage de l'étage final du point de vue de réaction, distorsion, stabilité thermique et niveau de surcharge, en considération du problème des bruits est traité. Depuis une formule pour le calcul et réglage de la réaction comprenant trois étages est donnée. Enfin les autres conditions du projet des amplificateurs sont brièvement analysées, comme le calcul des transformateurs à bande large et la stabilité pour courants alternatifs.

Summaries

UDC 538.567.4:621.376.001:621.372.5

Z. Hennyey—I. Kiss:

Fourpole Theory Discussion of Modulator Circuits. Part I.

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) No 11.

The paper consists of two parts. The first part presents the theoretical apparatus based on the linear network theory, the second presents its application in practice. The theoretical part begins with the statement that the modulator is a linear fourpole in the frequency domain and consequently the well established fourpole theory has to be applicable. This study is an experiment to build up the modulator theory on this basis.

UDC 621.375.4:621.395.44:621.395.64

K. Poniczky:

Design of Line Repeater with Transistors

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) No 11.

The author deals in the paper with important design problems of a line repeater — of a transistorized carrier frequency system — passing from 12–252 kHz forming a part of his diploma work. The author defended his diploma work in 1964 and won the price of the Scientific Society of Telecommunication Engineering. It deals in detail with the adjustment of the power output stage from the point of view of feedback, distortion, thermal stability and overload. Finally it deals with the design of the input stage with special attention to the noise problems. It gives a formula for the adjustment of loop feedback comprising three stages. Finally it discusses briefly further conditions of the design of amplifiers such as the calculation of wide-band transformers and the problem of stability for alternating currents.

UDC 621.395.32 : 621.396.22

Dr. T. Győry:

Basic Principles of the System Theory of Amplitude Modulated Radio Telegraphy, Part III.

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) No 11.

The discussion of different services of radio telegraphy is possible on the basis of identical basic principles and modulation circuits. The new calculation method of the characteristic distortion of elementary signal with amplitude and phase distortion is discussed. The paper determines the service A1 in case of modulation with a single elementary signal and symmetrical A. C. signal, the transmission function, the effect of the complex propagation constant, the spectrum and power of the transmission. The transmission function and the distortion of the elementary signal are calculated. (Part I.) The author makes the same examinations for the service A2, as he made concerning the service A1 in Part I. (Part II.) The single side-band transmission function is determined by phase distortion-free transmission systems in case of modulation with a single elementary signal. The envelope of the signal is distorted depending on the modulation factor and the asymmetry of the band. The paper determines the elementary signal distortion, the transmission with skew asymmetrical characteristics proposed by Nyquist and the transmission and reception function in case of sinusoidal modulating signal, which is applied during the period of elementary signal. It examines the amplitude and phase spectrum of the transmission, the effect of the complex propagation constant and the power of the transmission in single side band service in case of keying the modulation frequency. (Part III.)

Résumés

CDU 621.394.32 : 621.396.22

Dr. T. Győry:

Bases de la théorie des systèmes de radiotélégraphie. Partie III.

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) No 11.

La discussion des services différents de radiotélégraphie est possible sur la base des principes et schémas de modulation identiques. Une nouvelle méthode du calcul de la distorsion du signal élémentaire caractéristique dans systèmes ayants distorsions d'amplitude et de phase est donnée. En service A1 la fonction d'émission, l'influence du constant de propagation complexe, le spectre et la puissance de l'émission sont déterminés en cas d'une modulation par un signal élémentaire unique et par un signal symétrique de courant alternatif. La fonction de réception et la distorsion du signal élémentaire sont calculés (Partie I.). Les mêmes examens sont faits en service A2 qui sont compris dans Partie I en service A1 (Partie II.). La fonction d'émission en service à bande latérale unique est déterminée dans systèmes sans distorsions de phase en cas d'une modulation par un signal élémentaire unique. L'enveloppe du signal montre des distorsions dépendantes du facteur de modulation et de l'asymétrie de la bande. La distorsion du signal élémentaire, la transmission par une caractéristique oblique asymétrique proposée par Nyquist et les fonctions d'émission et de la réception en cas d'un ton de modulation appliqué pendant la durée de temps du signal élémentaire. En service à bande latérale unique le spectre d'amplitude et de phase de l'émission l'influence, du constant de propagation complexe et la puissance de l'émission sont exposés en cas de l'opération de la fréquence de modulation (Partie III.).



MAGYAR KÁBEL MŰVEK

IGAZGATÓSÁG ÉS KÖZPONTI GYÁR

Budapest, XI., Budafoki út 60 • Telefon: 466-770, 266-670

ZOMÁNCPUZALGYÁR SZEGEDI KÁBELGYÁR

Budapest, XI., Hunyadi J. út 1. Szeged, Huszár út 1.

Telefon: 268-930

GYÁRTMÁNYOK:

Erősáramú szigetelt vezetékek

Jelző, mérő, működtető kábelek

Erősáramú kábelek 1—35 kV-ig

Alumíniumvezetékek

Tekercselő huzalok

Switch-kábelek

Gumitömlő-kábelek

Híradástechnikai vezetékek

Távkábelek

Távbeszélő-kábelek

Hajókábelek

Szigetelt zománcpuzalok

Mikroszeparátor lemezek

Zárt-acélkötevek

Hullámosított lemez

Kábeldobozok

Lapunk példányonként megvásárolható:

V., Váci utca 10 és

V., Bajcsy-Zsilinszky út 76

alatti Hírlapboltokban.



TRANSZFORMÁTOR KTSZ

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

Nagyfeszültségű készülékek:

anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyors szabályozók:

váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyors szabályozók

Feszültség szabályozók:

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekerceses
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

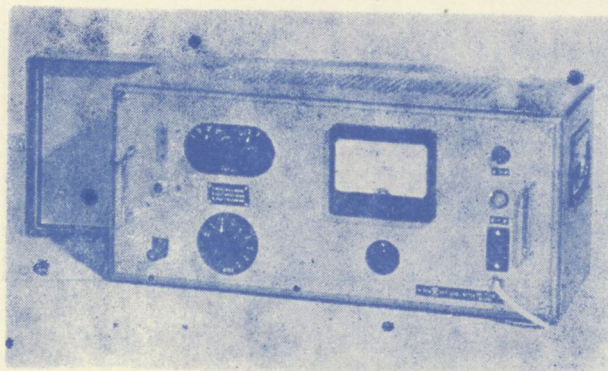
Transzformátorok:

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

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

A korszerű távbeszélőtechnika minden területén előnyösen használható. Vívőfrekvenciás berendezések, soksatornás láncok fejlesztésénél, üzembhelyezésénél, karbantartásánál nélkülözhetetlen eszköz.

Széles frekvenciasávban (30 Hz—1 MHz) nagy érzékenységgel rendelkezik (—10 N). Jól használható híd-méréseknél, mint indikátor. Szimmetrikus illesztett és aszimmetrikus nagy impedanciájú bemenetei a műszer sokoldalú felhasználását teszik lehetővé.



Műszaki adatok:

FREKVENCIA-TARTOMÁNY: 30 Hz — 1 MHz

SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY: — 10 N — + 2,1 N

BEMENŐ IMPEDANCIÁK:

I. Szimmetrikus 30 Hz — 20 kHz > 20 kΩ

II. Szimmetrikus 3 kHz — 600 kHz > 3,5 kΩ

III. Aszimmetrikus 30 Hz — 1 MHz > 500 kΩ < 50 pF

SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:

Kapcsolható lezárások 75 — 135 — 150 — 600 Ω

ALKALMAZOTT CSŐVEK: 5 db 18 042, E83F.

PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

Budapest, VII., Klauzál u. 30. Telefon: 221-646, 221-825, 220-690

