

50.165



XVII. ÉVFOLYAM, 9. SZÁM, 257—288 OLDAL
BUDAPEST, 1966. SZEPTEMBER HÓ

9

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. GYŐRY TIBOR: Amplitúdómodulált rádiótávíróadás rendszerelméleti alapjai	257
SZABÓ ZOLTÁN: Változó kapacitású reflexiós típusú parametrikus erősítők tervezése. II.	269
DR. VALKÓ IVÁN PÉTER: Újabb fejlődés az integrált áramkörök területén	274
HÁZMAN ISTVÁN: Nagyjelű tranzisztoros erősítők méretezése	278
HTE október havi programja	277
Diplomaterv-pályázat	273
Tartalmi összefoglalások	284
Обобщения	284
Zusammenfassungen	285
Summaries	285
Résumés	288

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL és SÁRKÓZY 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 szerkesztőbizottság 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, KÖMŰVES 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. 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 számlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető:
„KULTÚRA”: P. O. B. Budapest 62.

66.1115 Egyetemi Nyomda, Budapest

DR. GYÓRY TIBOR
Posta Kísérleti Intézet

Amplitúdómodulált rádiótávíróadás rendszerelméleti alapjai*

I. rész

ETO 621.394.32:621.396.22

A rádiótávíró forgalom a hírközlés más módszereivel együtt az utóbbi években nagy fejlődésnek indult. Az összeköttetés minőségének, üzembiztonságának és gazdaságosságának növelése az országos távlati kutatási tervekben is szerepel, mind adó, mind vevőoldali vonatkozásban. A rádiótávíró üzenetátvitel témaköre igen összetett: magában foglalja az elméleti távírótechnikát, a rádióadástechnikát, e kettő közötti kapcsolatként az átviteltechnikát, az antennákat, a hullámterjedést és a rádióvételechnikát.

Annak ellenére, hogy a rádiótávíró átvitel a legrégebbi rádióüzemmód, technikailag és a felhasznált matematikai apparátus tekintetében állandó fejlődésen ment keresztül. Ez a fejlődés elsősorban áramkörü megoldások terén tapasztalható. A jelenleg használatos rendszerek összefoglaló ismertetése a szakirodalomban több helyen megtalálható, általában azonban áramkörü vagy konstrukciós vonatkozású, az üzemmódok elméleti tanulmányozása meglehetősen mostohán kezelt téma. Jóllehet az 1930-as évektől kezdve napjainkig több elméleti jellegű munka is megjelent, csak egyes részletkérdésekkel foglalkoznak, tárgyalásmódjuk nem egységes, nem is szólva az alkalmazott jelölések sokféleségéről. A szakemberek egybehangzó véleménye szerint nincs olyan irodalmi mű, mely a rádiótávíró üzemmódokat azonos alapelvek, tételek és modulációs séma szerint tárgyalná, a szinuszos jellel történő általánosan ismert moduláció elméletéhez hasonlóan.

Ezt a hiányosságot igyekszünk pótolni, midőn a jelenleg használatos, szövegátvitelre szolgáló és a Nemzetközi Rádiószabályzatban [1] (2. cikk, 109, 4. §) egyértelműen rögzített és az összetettebb rendszerek alapjait képező A1, A2 és A7A üzemmódok matematikai elemzését adjuk az alábbi csoportosításban:

1. az elemi jel torzításának számítása;
2. a modulált adás-függvény egyetlen elemi jellel történő moduláció esetén;
- 2.1 komplex átviteli tényező hatása;
3. modulált adás szimmetrikus váltójellel történő moduláció esetén;
- 3.1 adás spektruma és vektorábrája;

* A cikk a szerző kandidátusi értekezése alapján készült, három részben jelenik meg.

3.2 komplex átviteli tényező szerepe;

3.3 adás vivőhullámú-, csúcs- és átlagteljesítménye.

A számításokat Küpfmüller alapvető könyvének [2] szellemében végezzük el. A közölt megállapítások a szakképzés és a felsőoktatás szempontjából is érdeklődésre tarthatnak számot.

A tulajdonképpeni tárgyalás megkezdése előtt célkitűzéseinknek megfelelően a karakterisztikus távírótorzítással foglalkozunk.

1. Karakterisztikus torzítás

Az átviteli láncban fellépő berezgési jelenségek a távírójelek karakterisztikus torzítását idézik elő. Bár a rendszer komplex átviteli tényezője a jelek látszólag szabálytalan hosszabbodását vagy rövidülését okozza, a karakterisztikus torzítás mégis bizonyos meghatározott követelményektől függ, ezért reguláris torzításnak vagy — mivel a berezgési jelenségek idézik elő — berezgési torzításnak is nevezik.

A karakterisztikus torzítás akkor keletkezik, ha a szünetállapotból a jelállapotba való átmenet, vagy annak fordítottja a berezgési folyamat befejeződése előtt következik be, melynek következtében megváltozik a jel időtartama. Ez a változás annál nagyobb, minél jobban megközelíti a jel időtartama a berezgési időt. Ilyen szempontból tehát legérzékenyebbek az elemi jelek. Ha az elemi jel meghosszabbodik, karakterisztikus torzítása pozitív, ha az elemi jel megrövidül, karakterisztikus torzítása negatív.

Az elemi jel torzítás fogalmát az 1. ábrán szemléltetjük. A felső *a* ábra a beadott jelet, a *b* ábra a torzítatlanul vett jelet, míg a *c* ábra a torzítottan vett jelet ábrázolja.

Az *a* ábra szerint az elemi jelet t_0 időpillanatban kapcsoljuk be és $t_0 + T_p$ időpillanatban kapcsoljuk ki.

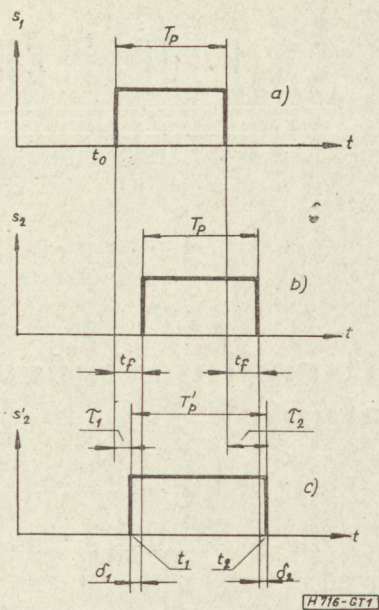
A *b* ábra szerinti torzítatlan vétel esetén a jel $t_0 + t_f$ időpillanatban kezdődik és $t_0 + T_p + t_f$ időben fejeződik be, ahol t_f -fel a futási időt jelöltük. A *c* ábra szerinti torzított vételnél a jel t_1 időpillanatban kezdődik és t_2 pillanatban végződik.

Az ábra szerint:

$$t_1 = t_0 + t_f - \delta_1 \quad (1a)$$

$$t_2 = t_0 + T_p + t_f + \delta_2 \quad (1b)$$

$$\delta_1 = t_f - \tau_1 \quad \text{és} \quad \delta_2 = \tau_2 - t_f \quad (1c)$$



1. ábra. Elemi jel torzítás

Az elemi jel torzítás:

$$\varepsilon = \frac{T'_p - T_p}{T_p} = \frac{\delta_1 + \delta_2}{T_p} = \frac{\tau_2 - \tau_1}{T_p} \quad (2)$$

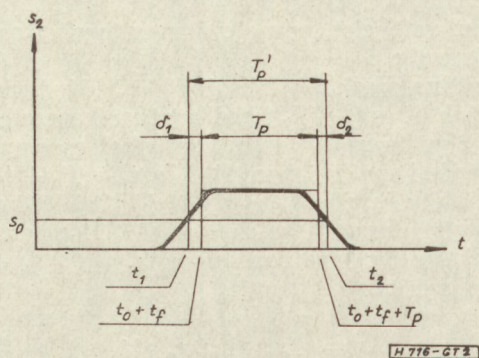
A (2) képlet értelmében az elemi jel torzítást a δ_1 és δ_2 elcsúszásokkal, illetve a τ_1 és τ_2 visszaadási késedelmekkel fejeztük ki.

Megjegyezzük, hogy a szakirodalom [3], [4] az elcsúszást így definiálja: $\delta = \tau - t_f$. Ezen értelmezés szerint a δ_1 elcsúszás negatív, a δ_2 elcsúszás pedig pozitív. Az elcsúszás (1c) képlet szerinti értelmezésével számított, (2) képlettel kifejezett elemi jel torzítás összhangban van az általános torzítás

$$\varepsilon = \frac{\delta_{s\max} + \delta_{k\max}}{T_p} = \frac{\tau_{\max} - \tau_{\min}}{T_p} \quad (3)$$

képletével, ahol τ_{\max} -mal, illetve τ_{\min} -mal a legnagyobb, illetve legkisebb visszaadási késedelmeket, $\delta_{s\max}$ -mal, illetve $\delta_{k\max}$ -mal pedig a t_f ideális visszaadási késedelmű állapothoz képest két irányban (sietés és késés, erre utalnak az indexek) fellépő legnagyobb elcsúszásokat jelöltük.

A (3) képlet az átlagos karakterisztikus torzítás nagyságát adja meg. A torzítás előjele abból a megfontolásból adódik, hogy pozitív karakterisztikus



2. ábra. Elemi jel torzítás meghatározása

torzítás hatására a rövid impulzusok megnyúlnak, a hosszú impulzusok megrövidülnek, negatív karakterisztikus torzításnál pedig a rövid impulzusok megrövidülnek, a hosszú impulzusok megnyúlnak. Ha tehát a rendszerre aszimmetrikus váltójelet (1:6 vagy 6:1) adunk, pozitív átlagos karakterisztikus torzítás esetén az aszimmetria mértéke csökken, negatív átlagos karakterisztikus torzítás esetén az aszimmetria mértéke fokozódik. A karakterisztikus torzítás szimmetrikus váltójel átvitelét nem befolyásolja.

Az elemi jel karakterisztikus torzítását az egyes üzemmódokban úgy határozzuk meg, hogy az üzemmódnak megfelelő elméleti demodulációt feltételezve kiszámítjuk a vételfüggvényt (s_2) és meghatározzuk ennek a vevő jelfogó érzékenységét reprezentáló $s_0 = \text{const.}$ egyenessel való t_1 és t_2 metszéspontjait a 2. ábra értelmében. Az ábrán a torzítatlan vételi elemi jelet is berajzoltuk. A $T'_p = t_2 - t_1$ összefüggés felhasználásával a (2) képlet szerint az elemi jel torzítás meghatározható. Tekintettel arra, hogy az $s_2(t)$ függvény zárt alakban általában nem fejezhető ki, a t_1 és t_2 analitikusan a következő közelítéssel határozható meg:

Az $s_2(t)$ függvényt a $t = t_0 + t_f$ és $t = t_0 + t_f + T_p$ helyen érintőivel helyettesítjük. Meghatározzuk az érintőknek az $s_0 = \text{const.}$ egyenessel való t_1 és t_2 metszéspontjait. A t_1 és t_2 számszerű közvetlen meghatározására nincs szükség, hanem az (1a) és (1b) összefüggések felhasználásával a δ_1 és δ_2 elcsúszásokat határozzuk meg. Az elemi jel torzítás ezután a (2) képlet δ_1 és δ_2 -t tartalmazó alakjából számítható.

2. A1 üzemmód

2.1 Egyetlen, T_p időtartamú elemi jellel történő moduláció

Az adóberendezés modulálatlan vivőhullámának képlete az

$$u = U_0 e^{j(\Omega_0 t + \varphi_0)} \quad (4a)$$

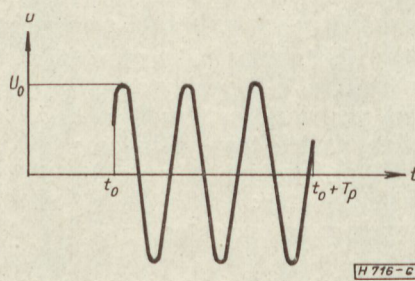
kifejezés képzetes része:

$$u = U_0 \sin(\Omega_0 t + \varphi_0) \quad (4b)$$

Ha ezt a vivőhullámot a 3. ábra szerint t_0 időpillanatban bekapcsoljuk, majd $t_0 + T_p$ időpillanatban kikapcsoljuk, az adás egyenlete a (4b) kifejezés és a 4. ábrában feltüntetett, az (5) képlettel kifejezett egysegnyi amplitúdójú elemi jel függvény szorzataként állítható elő.

A 4. ábra szerinti elemi jel:

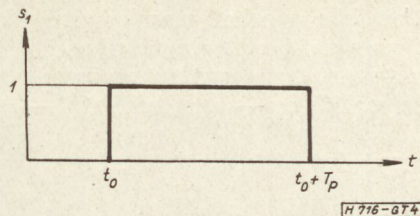
$$s_1 = \sigma_0 [t - t_0] - \sigma_0 [t - (t_0 + T_p)] = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \left\{ \frac{\sin \omega(t - t_0)}{\omega} - \frac{\sin \omega[t - (t_0 + T_p)]}{\omega} \right\} d\omega \quad (5)$$



3. ábra. Elemi jel A1 üzemmódban

A (4) kifejezést az (5) kifejezéssel szorozva trigonometriai átalakítás után a modulált adás egyenletét nyerjük.

$$\begin{aligned}
 u = \frac{U_0}{2\pi} \left\{ \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{\omega} \cos [(\Omega_0 - \omega)t + \varphi_0 + \omega t_0] - \right. \\
 - \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{\omega} \cos [(\Omega_0 + \omega)t + \varphi_0 - \omega t_0] - \\
 - \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{\omega} \cos [(\Omega_0 - \omega)t + \varphi_0 + \omega(t_0 + T_p)] + \\
 \left. + \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{\omega} \cos [(\Omega_0 + \omega)t + \varphi_0 - \omega(t_0 + T_p)] \right\} \quad (6)
 \end{aligned}$$



4. ábra. Távíró elemi jel

2.1.1 Komplex átviteli tényező hatása

Az adóberendezés átvitelét az Ae^{-ja} komplex átviteli tényezővel jellemezzük. A komplex átviteli tényező azt eredményezi, hogy a modulált adás képletében a különböző frekvenciájú összetevők amplitúdói az illető frekvencián fellépő átviteli tényezővel szorzandók, az összetevők fázisai pedig az illető frekvencián fellépő átviteli szöggel csökkentendők. A (6) képletben tehát az első és harmadik integrandusz $A(\Omega_0 - \omega)$ -val, a második és negyedik pedig $A(\Omega_0 + \omega)$ -val szorzandó, az integranduszok fázisa pedig rendre $a(\Omega_0 - \omega)$, illetve $a(\Omega_0 + \omega)$ -val csökkentendő:

$$\begin{aligned}
 u = \frac{U_0}{2\pi} \left\{ \int_0^{\infty} A(\Omega_0 - \omega) \frac{d\omega}{\omega} \cos [(\Omega_0 - \omega)t + \varphi_0 + \omega t_0 - a(\Omega_0 - \omega)] - \right. \\
 - \int_0^{\infty} A(\Omega_0 + \omega) \frac{d\omega}{\omega} \cos [(\Omega_0 + \omega)t + \varphi_0 - \omega t_0 - a(\Omega_0 + \omega)] - \\
 - \int_0^{\infty} A(\Omega_0 - \omega) \frac{d\omega}{\omega} \cos [(\Omega_0 - \omega)t + \varphi_0 + \omega(t_0 + T_p) - a(\Omega_0 - \omega)] + \\
 \left. + \int_0^{\infty} A(\Omega_0 + \omega) \frac{d\omega}{\omega} \cos [(\Omega_0 + \omega)t + \varphi_0 - \omega(t_0 + T_p) - a(\Omega_0 + \omega)] \right\} \quad (7)
 \end{aligned}$$

Trigonometriai átalakítás után a t_0 pillanatban bekapcsolt és $t_0 + T_p$ pillanatban kikapcsolt nagyfrekvenciás jel adásfüggvénye csillapítás- és fázistorzítással bíró rendszer esetén:

tással bíró rendszer esetén:

$$u = P(t) \sin(\Omega_0 t + \varphi_0) + Q(t) \cos(\Omega_0 t + \varphi_0) \quad (8)$$

A (8) képletben szereplő $P(t)$ és $Q(t)$ értékei a következők:

$$\begin{aligned}
 P(t) = \frac{U_0}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{2} A(\Omega_0 - \omega) \frac{d\omega}{\omega} \left\{ \sin[\omega(t - t_0) + a(\Omega_0 - \omega)] - \sin[\omega(t - |t_0 + T_p|) + a(\Omega_0 - \omega)] \right\} + \\
 + \frac{U_0}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{2} A(\Omega_0 + \omega) \frac{d\omega}{\omega} \left\{ \sin[\omega(t - t_0) - a(\Omega_0 + \omega)] - \sin[\omega(t - |t_0 + T_p|) - a(\Omega_0 + \omega)] \right\} \quad (9a)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q(t) = \frac{U_0}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{2} A(\Omega_0 - \omega) \frac{d\omega}{\omega} \left\{ \cos[\omega(t - t_0) + a(\Omega_0 - \omega)] - \cos[\omega(t - |t_0 + T_p|) + a(\Omega_0 - \omega)] \right\} - \\
 - \frac{U_0}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{2} A(\Omega_0 + \omega) \frac{d\omega}{\omega} \left\{ \cos[\omega(t - t_0) - a(\Omega_0 + \omega)] - \cos[\omega(t - |t_0 + T_p|) - a(\Omega_0 + \omega)] \right\} \quad (9b)
 \end{aligned}$$

A következőkben meghatározzuk a vívőfrekvenciára szimmetrikus sávátvitelű szimmetrikus fázistorzítású és aszimmetrikus fázistorzítású rendszerek komplex átviteli tényezőjét és — ezen keresztül — átvitelét.

2.1.2 Szimmetrikus fázistorzítású keskenysávú rendszer

A rendszer átvitelét az 5. ábra tünteti fel. Az átviteli tényezőt és átviteli szöget az alábbi egyenletek fejezik ki:

$$A(\Omega_0) = A(\Omega_0 + \omega) = A(\Omega_0 - \omega) = A_0 \quad (10a)$$

$$a(\Omega_0 + \omega) = a(\Omega_0) + a(\omega) \quad (10b)$$

$$a(\Omega_0 - \omega) = a(\Omega_0) - a(\omega) \quad (10c)$$

$$a(\Omega_0) = \Omega_0 t_f = a_0 \quad (10d)$$

$$0 < \omega < \frac{\Delta\omega}{2} \quad (10e)$$

Ha a (10) képletben szereplő kifejezéseket a (7) összefüggésbe helyettesítjük, átalakítás után az adásfüggvény a következő:

$$u = \frac{U_0 A_0}{\pi} \int_{-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\frac{\Delta\omega}{2}} \frac{d\omega}{\omega} \left\{ \sin [\omega(t - t_0) - a(\omega)] - \sin [\omega(t - |t_0 + T_p| - a(\omega))] \right\} \sin (\Omega_0 t + \varphi_0 - a_0) \quad (11)$$

Ha a fázistorzítás kicsi, az 5. ábra szerint értelmezett átviteli szög:

$$a(\omega) = \omega t_f + \Delta a \quad \text{és} \quad a_0 = \Omega_0 t_f \quad (12)$$

ahol az ábra jelöléseivel:

$$t_f = \text{tg } \gamma \quad (13)$$

$$s_2 = \frac{U_0 A_0}{\pi} \left\{ \int_0^{\frac{\Delta\omega}{2}} \frac{d\omega}{\omega} \sin [\omega(t - t_0 - t_f)] - \int_0^{\frac{\Delta\omega}{2}} \frac{d\omega}{\omega} \Delta a \cos [\omega(t - t_0 - t_f)] - \int_0^{\frac{\Delta\omega}{2}} \frac{d\omega}{\omega} \sin [\omega(t - |t_0 + T_p| - t_f)] + \int_0^{\frac{\Delta\omega}{2}} \frac{d\omega}{\omega} \Delta a \cos [\omega(t - |t_0 + T_p| - t_f)] \right\} \quad (18)$$

Példaképpen meghatározzuk a vételfüggvényt abban az esetben, ha a fázistorzítás négyzetes:

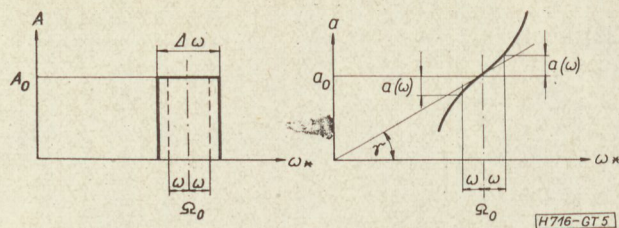
$$\Delta a = \alpha \omega^2 \quad (19)$$

Ebben az esetben a (12) összefüggés a következő:

$$a(\omega) = \omega t_f + \alpha \omega^2 \quad (20)$$

A (20) kifejezés ω szerinti deriválásából és az egyenlet átrendezéséből a következő kifejezés adódik:

$$\alpha \omega = \frac{a'(\omega) - t_f}{2} \quad (21)$$



5. ábra. Szimmetrikus fázistorzítású keskenysávú rendszer átviteli tényezője és átviteli szöge

Ebben az esetben a T_p időtartamú elemi jel adásfüggvénye:

$$u = \frac{U_0 A_0}{\pi} \int_{-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\frac{\Delta\omega}{2}} \frac{d\omega}{\omega} \left\{ \sin [\omega(t - t_0 - t_f) - \Delta a] - \sin [\omega(t - |t_0 + T_p| - t_f) - \Delta a] \right\} \sin [\Omega_0(t - t_f) + \varphi_0] \quad (14)$$

A (14) kifejezés

$$u = P(t) \sin [\Omega_0(t - t_f) + \varphi_0] \quad (15)$$

alakú. Elméleti burkoló demodulációt feltételezve a vételfüggvény:

$$s_2 = P(t) = \frac{U_0 A_0}{\pi} \int_{-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\frac{\Delta\omega}{2}} \frac{d\omega}{\omega} \left\{ \sin [\omega(t - t_0 - t_f) - \Delta a] - \sin [\omega(t - |t_0 + T_p| - t_f) - \Delta a] \right\} \quad (16)$$

A (16) vételfüggvényt kis Δa esetén

$$\sin \Delta a \approx \Delta a \quad \text{és} \quad \cos \Delta a \approx 1 \quad (17)$$

helyettesítéssel átalakítjuk:

A (21) összefüggés helyettesítési értéke $\omega = \frac{\Delta\omega}{2}$ helyen:

$$\alpha \frac{\Delta\omega}{2} = \frac{a' \left(\frac{\Delta\omega}{2} \right) - t_f}{2} = \frac{\Delta\vartheta}{2} \quad (22)$$

Mivel

$$a' \left(\frac{\Delta\omega}{2} \right) = \vartheta \left(\frac{\Delta\omega}{2} \right) \quad (23)$$

az $\omega = \frac{\Delta\omega}{2}$ frekvenciánál mért csoportfutási idő, a

(22) képletben szereplő

$$\Delta\vartheta = \vartheta \left(\frac{\Delta\omega}{2} \right) - t_f \quad (24)$$

nem más, mint az $\omega = \frac{\Delta\omega}{2}$ és $\omega = 0$ frekvenciához tartozó csoportfutási idők különbsége.

A (19) alatti kifejezést a (18) képletbe helyettesítve és az integrálást elvégezve a (22) és (24) alatti összefüggések figyelembevételével a következő vételfüggvény adódik:

$$s_2 = \frac{U_0 A(\Omega_0)}{\pi} \left\{ \text{Si} \left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) \right] - \text{Si} \left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) \right] - \right. \\ \left. - \frac{\Delta\vartheta \Delta\omega}{2} \left[\text{si} \frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) + \frac{\cos \frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) - 1}{\left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) \right]^2} - \text{si} \frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) - \frac{\cos \frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) - 1}{\left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) \right]^2} \right] \right\} \quad (25)$$

A (25) alatti vételfüggvény karakterisztikus torzítását a 2. ábra, illetve a hozzátartozó magyarázó szöveg szerint határozzuk meg. Itt a vevőjelfogót $s_0 = \frac{U_0 A_0}{2}$ értékre állítjuk be. A számítást elvégezve a következő végeredmény adódik:

$$\varepsilon = \frac{A}{B} \quad (26)$$

ahol

$$A = \left[2 \text{Si} \left(\frac{\Delta\omega \pi}{2 \omega_p} \right) - \pi \right] \left[\frac{\Delta\omega \pi}{2 \omega_p} - \sin \left(\frac{\Delta\omega \pi}{2 \omega_p} \right) \right] - \left(\frac{\Delta\vartheta}{2} \right)^2 \left(\frac{\Delta\omega}{2} \right)^2 \left[\cos \left(\frac{\Delta\omega \pi}{2 \omega_p} \right) - M \right] \left[1 - M \right] \quad (27a)$$

$$B = \left[\frac{\Delta\omega \pi}{2 \omega_p} - \sin \left(\frac{\Delta\omega \pi}{2 \omega_p} \right) \right]^2 - \left(\frac{\Delta\vartheta}{2} \right)^2 \left(\frac{\Delta\omega}{2} \right)^2 \left[\cos \left(\frac{\Delta\omega \pi}{2 \omega_p} \right) - M \right]^2 \quad (27b)$$

$$M = 2 \left[\text{si} \left(\frac{\Delta\omega \pi}{2 \omega_p} \right) + \frac{\cos \left(\frac{\Delta\omega \pi}{2 \omega_p} \right) - 1}{\left(\frac{\Delta\omega \pi}{2 \omega_p} \right)^2} \right] \quad (27c)$$

A (26) és (27) képletekben T_p helyett bevezettük az ω_p impulzus körfrekvenciát: $\omega_p = \frac{\pi}{T_p}$.

Abban az esetben, ha a rendszer fázistorzítás-mentes, azaz

$$\Delta\vartheta = 0 \quad (28)$$

$$s_2(t) = \frac{U_0}{\pi} \int_0^{\frac{\Delta\omega}{2}} \frac{d\omega}{\omega} \left\{ A(\omega) \cos \Delta a(\omega) [\sin \omega(t - t_0 - t_f) - \sin \omega(t - |t_0 + T_p| - t_f)] - \right. \\ \left. - A(\omega) \sin \Delta a(\omega) [\cos \omega(t - t_0 - t_f) - \cos \omega(t - |t_0 + T_p| - t_f)] \right\} \quad (31)$$

az elemi jel torzítás:

$$\varepsilon = \frac{2 \text{Si} \left(\frac{\Delta\omega \pi}{2 \omega_p} \right) - \pi}{\frac{\Delta\omega \pi}{2 \omega_p} - \sin \left(\frac{\Delta\omega \pi}{2 \omega_p} \right)} \quad (29)$$

ami teljesen egyezik Erhardt más módon levezetett eredményével [5].

A (26) képlet alapjául szolgáló (17) közelítés 10%-ra pontos, míg $(\Delta a)_{\max} = \alpha \left(\frac{\Delta\omega}{2} \right) < 0,436$. A (22) összefüggés figyelembevételével a (26) képlet mindaddig használható, míg a csoportfutási idő különbség $\Delta\vartheta < 0,278 \tau_0$, ahol τ_0 -val a fázistorzítás nélküli rendszer berezgési idejét jelöltük.

Határozzuk meg az átvitelt abban az esetben, ha a rendszernek szimmetrikus amplitúdótorzítása is van. Ekkor az átviteli tényező karakterisztikáját jellemző (10) egyenletrendszernek megfelelő egyenletrendszer:

$$A(\Omega_0 + \omega) = A(\Omega_0 - \omega) = A(\omega) \quad (30a)$$

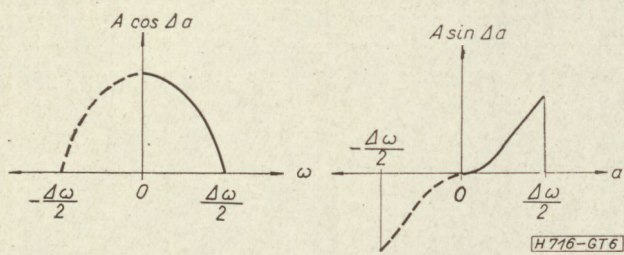
$$a(\Omega_0 + \omega) = a_0 + a(\omega) \quad (30b)$$

$$a(\Omega_0 - \omega) = a_0 - a(\omega) \quad (30c)$$

$$0 < \omega < \frac{\Delta\omega}{2} \quad (30d)$$

$$a(\omega) = \omega t_f + \Delta a(\omega) \quad \text{és} \quad a_0 = \Omega_0 t_f \quad (30e)$$

A vételfüggvény meghatározásánál a kis fázistorzítás esetén a (12) képlet kapcsán követett módszer szerint járunk el, most azonban nem érvényesek a (17) alatti összefüggések. A (18) egyenletnek megfelelő vételfüggvény a következő:



6. ábra. Szimmetrikus átviteli karakterisztika Fourier-sorba fejtése

A $0 < \omega < \frac{\Delta\omega}{2}$ tartományban értelmezett

$A(\omega) \cos \Delta a(\omega)$ és $A(\omega) \sin \Delta a(\omega)$ függvényeket Fourier-sorba fejtjük a 6. ábra szerint.

Az $A \cos \Delta a$ Fourier-sora csak páros, az $A \sin \Delta a$ Fourier-sora csak páratlan összetevőket tartalmaz. A periódus mindkét esetben $\Delta\omega$. Írható tehát:

$$A(\omega) \cos \Delta a(\omega) = \sum_{v=0}^{\infty} \alpha_v \cos \left[v\pi \frac{\omega}{\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right)} \right] \quad (32)$$

$$A(\omega) \sin \Delta a(\omega) = \sum_{v=0}^{\infty} \beta_v \sin \left[v\pi \frac{\omega}{\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right)} \right] \quad (33)$$

ahol

$$\alpha_0 = \frac{2}{\Delta\omega} \int_0^{\frac{\Delta\omega}{2}} A(\omega) \cos \Delta a(\omega) d\omega \quad (34)$$

$$\alpha_v = \frac{4}{\Delta\omega} \int_0^{\frac{\Delta\omega}{2}} A(\omega) \cos \Delta a(\omega) \cos \left[v\pi \frac{\omega}{\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right)} \right] d\omega \quad (35)$$

$$\beta_v = \frac{4}{\Delta\omega} \int_0^{\frac{\Delta\omega}{2}} A(\omega) \sin \Delta a(\omega) \sin \left[v\pi \frac{\omega}{\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right)} \right] d\omega \quad (36)$$

$$\alpha_v = A_0 \sqrt{\frac{2\pi}{\Delta\theta\Delta\omega}} \left\{ \cos \frac{\pi^2 v^2}{\Delta\theta\Delta\omega} \left[C \left(\sqrt{\frac{\Delta\theta\Delta\omega}{2\pi}} - v \sqrt{\frac{2\pi}{\Delta\theta\Delta\omega}} \right) + C \left(\sqrt{\frac{\Delta\theta\Delta\omega}{2\pi}} + v \sqrt{\frac{2\pi}{\Delta\theta\Delta\omega}} \right) \right] + \right. \\ \left. + \sin \frac{\pi^2 v^2}{\Delta\theta\Delta\omega} \left[S \left(\sqrt{\frac{\Delta\theta\Delta\omega}{2\pi}} - v \sqrt{\frac{2\pi}{\Delta\theta\Delta\omega}} \right) + S \left(\sqrt{\frac{\Delta\theta\Delta\omega}{2\pi}} + v \sqrt{\frac{2\pi}{\Delta\theta\Delta\omega}} \right) \right] \right\} \quad (40)$$

$$\beta_v = A_0 \sqrt{\frac{2\pi}{\Delta\theta\Delta\omega}} \left\{ \cos \frac{\pi^2 v^2}{\Delta\theta\Delta\omega} \left[2C \left(v \sqrt{\frac{2\pi}{\Delta\theta\Delta\omega}} \right) + C \left(\sqrt{\frac{\Delta\theta\Delta\omega}{2\pi}} - v \sqrt{\frac{2\pi}{\Delta\theta\Delta\omega}} \right) - C \left(\sqrt{\frac{\Delta\theta\Delta\omega}{2\pi}} + v \sqrt{\frac{2\pi}{\Delta\theta\Delta\omega}} \right) \right] + \right. \\ \left. + \sin \frac{\pi^2 v^2}{\Delta\theta\Delta\omega} \left[2S \left(v \sqrt{\frac{2\pi}{\Delta\theta\Delta\omega}} \right) + S \left(\sqrt{\frac{\Delta\theta\Delta\omega}{2\pi}} - v \sqrt{\frac{2\pi}{\Delta\theta\Delta\omega}} \right) - S \left(\sqrt{\frac{\Delta\theta\Delta\omega}{2\pi}} + v \sqrt{\frac{2\pi}{\Delta\theta\Delta\omega}} \right) \right] \right\} \quad (41)$$

Itt C és S a Fresnel-féle integrálokat jelentik. Gyakorlati számításoknál célszerű a (37) képletben az

$$x = \frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) \quad (42)$$

helyettesítést végrehajtani. A vételfüggvény megszerkesztésénél az összegezést x függvényében pontonként

A (31) egyenletbe a (32) és (33) kifejezéseket helyettesítve a vételfüggvény tetszőleges, a vivőfrekvenciára nézve szimmetrikus amplitúdó- és fázistorzítás esetén:

$$s_2(t) = \frac{U_0}{\pi} \sum_{v=0}^{\infty} \frac{\alpha_v + \beta_v}{2} \left\{ \text{Si} \left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) - v\pi \right] - \right. \\ \left. - \text{Si} \left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) - v\pi \right] \right\} + \\ + \frac{U_0}{\pi} \sum_{v=0}^{\infty} \frac{\alpha_v - \beta_v}{2} \left\{ \text{Si} \left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) + v\pi \right] - \right. \\ \left. - \text{Si} \left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) + v\pi \right] \right\} \quad (37)$$

A vételfüggvényt a kis fázistorzításnál kidolgozott példában is szereplő $\Delta a = \alpha\omega^2$ négyzetes fázistorzítású négyyszög alakú átvitel esetén nagy fázistorzítású rendszerrel — amikor nem érvényesek a (17) alatti összefüggések — a következőképpen határozzuk meg:

A (22) összefüggésből α -t kifejezzük, majd helyettesítjük a $\Delta a = \alpha\omega^2$ képletbe. Ezután az $A(\omega) = A_0$ és Δa nyert értékét helyettesítjük a (34) — (36) összefüggésekbe, majd elvégezzük az integrálást egy új x változó bevezetésével:

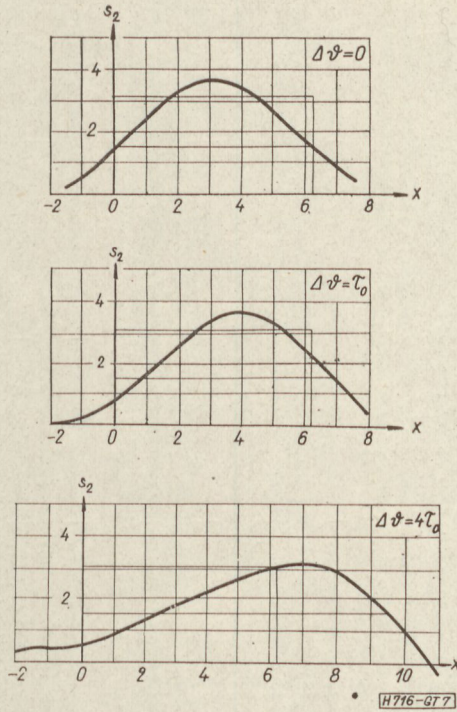
$$\Delta a = \frac{\Delta\omega}{2} \frac{\Delta\theta}{2} \left(\frac{\omega}{\Delta\omega} \right)^2 = \frac{\pi}{2} x^2 \quad (38)$$

A számítást elvégezve az alábbi Fourier-együtthatók adódnak:

$$\alpha_0 = \sqrt{\frac{2\pi}{\Delta\theta\Delta\omega}} A_0 C \left(\sqrt{\frac{\Delta\theta\Delta\omega}{2\pi}} \right) \quad (39)$$

kell elvégezni, ami meglehetősen hosszadalmas művelet.

A 7. ábrában megszerkesztettük az s_2 vételfüggvényt $U_0 = \pi$ és $A_0 = 1$ négyszög alakú átviteli karakterisztika felvételével 50 baudos távirósebesség mellett $\Delta\theta = 0$, $\Delta\theta = \tau_0$ és $\Delta\theta = 4\tau_0$ maximális csoportfutás-idő különbségek és $\frac{\Delta\omega}{2} = 2\omega_p$ sávszélesség esetén.



7. ábra. Vétel-függvény $\frac{\Delta\omega}{2} = 2\omega_p$ és szimmetrikus [fázis-torzítású négy-szög alakú átviteli karakterisztika esetén

Az ábrán berajzoltuk a torzítatlan impulzust és a vevőszervezet megszólalását jellemző, a torzítatlan jel fél-amplitudójának magasságában húzott vízszintes egyenest. Az ábrából látható, hogy a vétel-

$$u = \frac{U_0 A_0}{\pi} \left\{ \int_0^{\frac{\Delta\omega}{2}} \cos \Delta a \frac{d\omega}{\omega} \left[\sin \omega(t-t_0-t_f) - \sin \omega(t-|t_0+T_p|-t_f) \right] \right\} \sin [\Omega_0(t-t_f) + \varphi_0] -$$

$$- \frac{U_0 A_0}{\pi} \left\{ \int_0^{\frac{\Delta\omega}{2}} \sin \Delta a \frac{d\omega}{\omega} \left[\sin \omega(t-t_0-t_f) - \sin \omega(t-|t_0+T_p|-t_f) \right] \right\} \cos [\Omega_0(t-t_f) + \varphi_0] \quad (44)$$

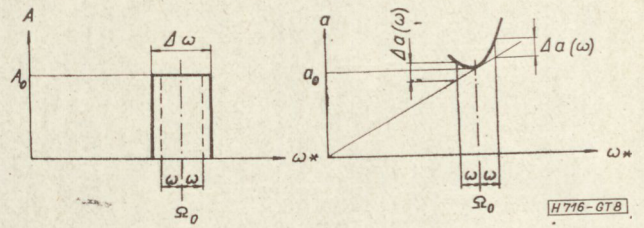
A (44) képletben szereplő $\cos \Delta a$ -t és $\sin \Delta a$ -t Fourier-sorával helyettesítjük a 9. ábra értelmében. A sorbafejtés eredménye a következő:

$$\cos \Delta a = \sum_{\nu=0}^{\infty} \alpha_{\nu} \cos \nu \pi \frac{\omega}{\frac{\Delta\omega}{2}} \quad (45)$$

$$\sin \Delta a = \sum_{\nu=0}^{\infty} \beta_{\nu} \cos \nu \pi \frac{\omega}{\frac{\Delta\omega}{2}} \quad (46)$$

A (45) és (46) képletekben szereplő Fourier-együtthatók az alábbi képletekből számíthatók:

$$\alpha_0 = \frac{2}{\Delta\omega} \int_0^{\frac{\Delta\omega}{2}} \cos \Delta a \, d\omega \quad (47)$$



8. ábra. Aszimmetrikus fázistorzítású keskenysávú rendszer átviteli tényezője és átviteli szöge

függvényt ábrázoló görbék $\Delta\theta$ növekedésével egyre erősebben eltorzulnak.

2.1.3 Aszimmetrikus fázistorzítású keskenysávú rendszer

A rendszer átvitelét a 8. ábra tünteti fel.

Az átviteli tényező amplitúdó- és fáziskarakteristikáját leíró egyenletek:

$$A(\Omega_0) = A(\Omega_0 + \omega) = A(\Omega_0 - \omega) = A_0 \quad (43a)$$

$$a(\Omega_0 + \omega) = (\Omega_0 + \omega)t_f + \Delta a \quad (43b)$$

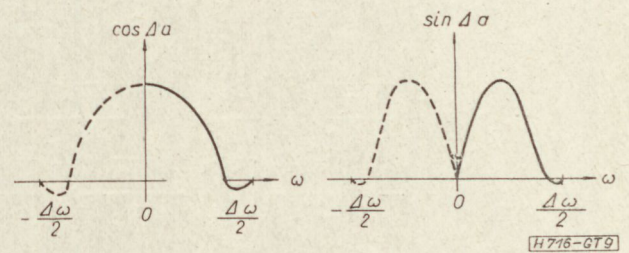
$$a(\Omega_0 - \omega) = (\Omega_0 - \omega)t_f + \Delta a \quad (43c)$$

$$0 < \omega < \frac{\Delta\omega}{2} \quad (43d)$$

$$a(\Omega_0) = \Omega_0 t_f \quad (43e)$$

Ezen értékeket helyettesítve a (7) összefüggésbe, trigonometriai átalakítás után az adásfüggvény a következő:

$$\alpha_{\nu} = \frac{4}{\Delta\omega} \int_0^{\frac{\Delta\omega}{2}} \cos \Delta a \cos \nu \pi \frac{\omega}{\frac{\Delta\omega}{2}} \, d\omega \quad (48)$$



9. ábra. A vivőfrekvenciához képest szimmetrikus négy-szög alakú átviteli tényezőjű, aszimmetrikus szögtényezőjű átvitel Fourier-sorba fejtséje

$$\beta_0 = \frac{2}{\Delta\omega} \int_0^{\frac{\Delta\omega}{2}} \sin \Delta a \, d\omega \quad (49)$$

$$\beta_v = \frac{4}{\Delta\omega} \int_0^{\frac{\Delta\omega}{2}} \sin \Delta a \cos v \pi \frac{\omega}{\Delta\omega} \, d\omega \quad (50)$$

Ezzel az adásfüggvény számításra alkalmas alakja trigonometriai átalakítás és az integrálás elvégzése után:

$$u = P(t) \sin [\Omega_0(t - t_f) + \varphi_0] - Q(t) \cos [\Omega_0(t - t_f) + \varphi_0] \quad (51)$$

ahol

$$P(t) = \frac{U_0 A_0}{\pi} \sum_{v=0}^{\infty} \frac{\alpha_v}{2} \left\{ \text{Si} \left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) - v\pi \right] + \text{Si} \left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) + v\pi \right] - \text{Si} \left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) - v\pi \right] - \text{Si} \left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) + v\pi \right] \right\} \quad (52)$$

$$Q(t) = \frac{U_0 A_0}{\pi} \sum_{v=0}^{\infty} \frac{\beta_v}{2} \left\{ \text{Si} \left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) - v\pi \right] + \text{Si} \left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - t_f) + v\pi \right] - \text{Si} \left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) - v\pi \right] - \text{Si} \left[\frac{\Delta\omega}{2} (t - |t_0 + T_p| - t_f) + v\pi \right] \right\} \quad (53)$$

A vételfüggvény elméleti burkoló amplitúdó-demoduláció esetén:

$$s_2(t) = \sqrt{[P(t)]^2 + [Q(t)]^2} \quad (54)$$

Alkalmazzuk nyert eredményeinket a (19) képlet szerinti $\Delta a = \alpha\omega^2$ esetre.

Végezzük el a (43b), illetve (43c) összefüggésekben a 8. ábrából követhető alábbi helyettesítéseket:

$$\omega^* = \Omega_0 + \omega \quad \text{ill.} \quad \omega^* = \Omega_0 - \omega \quad (55)$$

Ezzel a (43b) és (43c) kifejezések az alábbi alakban írhatók:

$$a(\omega^*) = \omega^* t_f + \alpha(\omega^* - \Omega_0)^2 \quad (56)$$

A csoportfutási idő az (56) képlet ω^* szerinti deriválásából adódik:

$$\vartheta = t_f + 2\alpha(\omega^* - \Omega_0) \quad (57)$$

Ennek a sáv széleken felvett értékei:

$$(\vartheta)_{\Omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}} = t_f - \alpha\Delta\omega \quad (58a)$$

$$(\vartheta)_{\Omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} = t_f + \alpha\Delta\omega \quad (58b)$$

Jelöljük $\Delta\vartheta$ -val a csoportfutási időnek növekedését az átviteli frekvenciatartományban:

$$\Delta\vartheta = (\vartheta)_{\Omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} - (\vartheta)_{\Omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}} = 2\alpha\Delta\omega \quad (59)$$

amiből:

$$\alpha = \frac{\Delta\vartheta}{2\Delta\omega} \quad (60)$$

éppen fele a (22) képletből adódó α -nak.

Példaképpen négyzetes fázistorzítás, azaz $\Delta a = \alpha\omega^2$ esetén a (60) képlet szerinti α mellett az alábbi Fourier-együtthatók adódnak:

$$\alpha_0 = \sqrt{\frac{4\pi}{\Delta\vartheta\Delta\omega}} \text{C} \left(\sqrt{\frac{\Delta\vartheta\Delta\omega}{4\pi}} \right) \quad (61)$$

$$\alpha_v = \sqrt{\frac{4\pi}{\Delta\vartheta\Delta\omega}} \left\{ \cos \frac{2\pi^2 v^2}{\Delta\vartheta\Delta\omega} \left[\text{C} \left(\sqrt{\frac{\Delta\vartheta\Delta\omega}{4\pi}} - v \sqrt{\frac{4\pi}{\Delta\vartheta\Delta\omega}} \right) + \text{C} \left(\sqrt{\frac{\Delta\vartheta\Delta\omega}{4\pi}} + v \sqrt{\frac{4\pi}{\Delta\vartheta\Delta\omega}} \right) \right] + \sin \frac{2\pi^2 v^2}{\Delta\vartheta\Delta\omega} \left[\text{S} \left(\sqrt{\frac{\Delta\vartheta\Delta\omega}{4\pi}} - v \sqrt{\frac{4\pi}{\Delta\vartheta\Delta\omega}} \right) + \text{S} \left(\sqrt{\frac{\Delta\vartheta\Delta\omega}{4\pi}} + v \sqrt{\frac{4\pi}{\Delta\vartheta\Delta\omega}} \right) \right] \right\} \quad (62)$$

$$\beta_0 = \sqrt{\frac{4\pi}{\Delta\vartheta\Delta\omega}} \text{S} \left(\sqrt{\frac{\Delta\vartheta\Delta\omega}{4\pi}} \right) \quad (63)$$

$$\beta_v = \sqrt{\frac{4\pi}{\Delta\vartheta\Delta\omega}} \left\{ \cos \frac{2\pi^2 v^2}{\Delta\vartheta\Delta\omega} \left[\text{S} \left(\sqrt{\frac{\Delta\vartheta\Delta\omega}{4\pi}} - v \sqrt{\frac{4\pi}{\Delta\vartheta\Delta\omega}} \right) + \text{S} \left(\sqrt{\frac{\Delta\vartheta\Delta\omega}{4\pi}} + v \sqrt{\frac{4\pi}{\Delta\vartheta\Delta\omega}} \right) \right] - \sin \frac{2\pi^2 v^2}{\Delta\vartheta\Delta\omega} \left[\text{C} \left(\sqrt{\frac{\Delta\vartheta\Delta\omega}{4\pi}} - v \sqrt{\frac{4\pi}{\Delta\vartheta\Delta\omega}} \right) + \text{C} \left(\sqrt{\frac{\Delta\vartheta\Delta\omega}{4\pi}} + v \sqrt{\frac{4\pi}{\Delta\vartheta\Delta\omega}} \right) \right] \right\} \quad (64)$$

A vételfüggvény a szimmetrikus fázistorzításnál alkalmazott eljárásához hasonlóan az (52), (53) és (54) képletekből határozható meg.

A vételfüggvényt a 10. ábrán tüntettük fel $U_0 = \pi$, $A_0 = 1$, 50 baudos távirósebesség esetén $\Delta\omega/2 = 2\omega_p$ és $\Delta\vartheta = \tau_0 \Delta\omega = 2\tau_0$ és $\Delta\vartheta = 4\tau_0$ értékek mellett.

A torzítás az ábrákból leolvashatóan nagyobb, mint szimmetrikus fázistorzítású rendszernél, viszont a jel karaktere nem válik aszimmetrikussá. A számítás egyszerűsítése érdekében itt is az $x = \frac{\Delta\omega}{2} (t-t_0-t_f)$ helyettesítést vezetjük be.

$$u = \frac{U_0}{\pi} \left\{ \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{\omega} [\sin \omega(t-t_0) - \sin \omega(t-t_0+T_p)] \right\} \sin(\Omega_0 t + \varphi_0) \quad (66)$$

A spektrum meghatározása céljából a (66) képletet

$$u = \int_0^{\infty} [P(\omega) \sin \omega t + Q(\omega) \cos \omega t] d\omega \quad (67)$$

alakra kell hoznunk, melyből az amplitúdó-spektrum a

$$S(\omega) = \sqrt{[P(\omega)]^2 + [Q(\omega)]^2} \quad (68)$$

a fázis-spektrum pedig a

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{Q(\omega)}{P(\omega)} \quad (69)$$

összefüggésből számítható.

Az adás spektruma tehát a következő alakú:

$$u = \int_0^{\infty} S(\omega) \sin[\omega t + \varphi(\omega)] d\omega \quad (70)$$

A (66) kifejezés átalakításánál felhasználjuk a következő trigonometriai összefüggést:

$$\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta) \quad (71)$$

A számítás részleteit azok bonyolult volta miatt nem közöljük, mindössze azt jegyezzük meg, hogy többszörös integrál-transzformációt kell végrehajtani, melynek kapcsán a 0-tól mért körfrekvenciát az 5. és 8. ábránál már alkalmazott jelölés szerint ω^* -gal jelöljük. A számítás végeredménye a következő:

$$u = \int_0^{\infty} [P(\omega^*) \sin \omega^* t + Q(\omega^*) \cos \omega^* t] d\omega^* \quad (72)$$

ahol

$$P(\omega^*) = \frac{U_0}{\pi} \frac{1}{\omega^{*2} - \Omega_0^2} \left\{ \omega^* \sin(\Omega_0 t_0 + \varphi_0) \cos \omega^* t_0 - \Omega_0 \cos(\Omega_0 t_0 + \varphi_0) \sin \omega^* t_0 + \right. \\ \left. + \Omega_0 \cos[\Omega_0(t_0 + T_p) + \varphi_0] \sin \omega^*(t_0 + T_p) - \omega^* \sin[\Omega_0(t_0 + T_p) + \varphi_0] \cos \omega^*(t_0 + T_p) \right\} \quad (73)$$

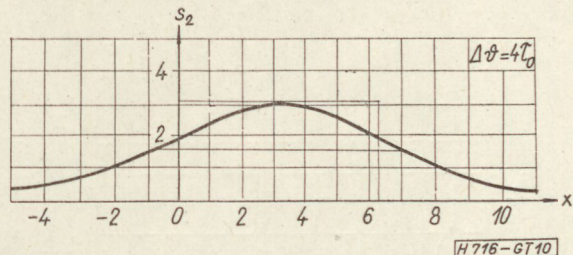
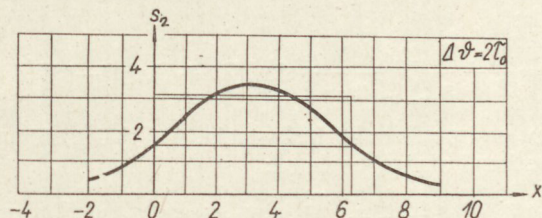
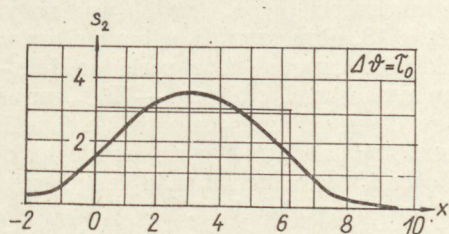
$$Q(\omega^*) = -\frac{U_0}{\pi} \frac{1}{\omega^{*2} - \Omega_0^2} \left\{ \omega^* \sin(\Omega_0 t_0 + \varphi_0) \sin \omega^* t_0 + \Omega_0 \cos(\Omega_0 t_0 + \varphi_0) \cos \omega^* t_0 - \Omega_0 \cos[\Omega_0(t_0 + T_p) + \varphi_0] \cos \omega^*(t_0 + T_p) - \right. \\ \left. + \omega^* \sin[\Omega_0(t_0 + T_p) + \varphi_0] \sin \omega^*(t_0 + T_p) \right\} \quad (74)$$

Ha a következőkben ω^* helyett ω -t írunk, a (72) képlet a (67) képlettel azonos.

$$S(\omega) = \frac{U_0}{\pi} \frac{1}{|\omega^2 - \Omega_0^2|} \sqrt{\Omega_0^2 + \omega^2 \sin^2 \Omega_0 T_p + \Omega_0^2 \cos^2 \Omega_0 T_p - 2\omega \Omega_0 \sin \omega T_p \sin \Omega_0 T_p - 2\Omega_0^2 \cos \omega T_p \cos \Omega_0 T_p} \quad (75)$$

2.1.4 Adás spektruma

Az adás spektruma a (11) összefüggésből számítható. Ez esetben feltételezzük, hogy a rendszer torzítás-mentes és a futási időt elhanyagoljuk, azaz $A_0 = 1$ és $a = 0$. Ezzel az adásfüggvény:



10. ábra. Vételfüggvény $\frac{\Delta\omega}{2} = 2\omega_p$ és aszimmetrikus fázistorzítású négyszög alakú átviteli karakterisztika esetén

vagy más, számításra, ábrázolásra alkalmasabb alakban:

$$S(\omega) = \frac{U_0}{\pi |\omega^2 - \Omega_0^2| \sqrt{2}} \sqrt{\{\omega^2 + \Omega_0^2\} \{2 - \cos(\omega - \Omega_0)T_p - \cos(\omega + \Omega_0)T_p\} + \sqrt{\{\omega^2 - \Omega_0^2\} \{\cos[(\omega - \Omega_0)T_p - 2\varphi_0 - 2\Omega_0 t_0] + \cos[(\Omega_0 + \omega)T_p + 2\varphi_0 + 2\Omega_0 t_0] - \cos(2\varphi_0 + 2\Omega_0 t_0) - \sqrt{\cos[2\Omega_0(t_0 + T_p) + 2\varphi_0]\} - 2\omega\Omega_0 \{\cos(\omega - \Omega_0)T_p - \cos(\omega + \Omega_0)T_p\}}} \quad (76)$$

Az amplitúdó-spektrumot két jellegzetes esetben ahol ábrázoltuk:

$T_p/T_0 = 2$ (11. ábra) és $T_p/T_0 = 7/4$ (12. ábra) esetre $\varphi_0 = 0$ és $t_0 = 0$ feltételezésével.

2.2 Szimmetrikus váltójellel történő moduláció

2.2.1 Adás spektrum

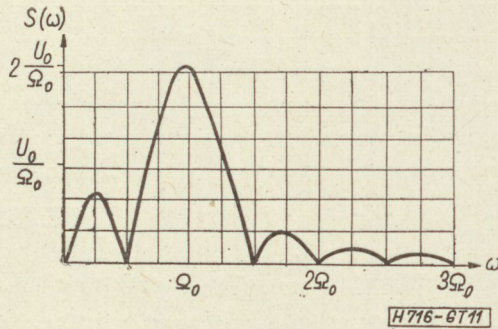
Az Ω_0 körfrekvenciájú, φ_0 kezdőfázisú nagyfrekvenciás jelet a 13. ábra szerinti szimmetrikus váltójellel moduláljuk. A moduláló jel periódus ideje — az irodalomban szokásostól eltérően — $2T_p$, mivel az előzőekben az elemi jel időtartamát T_p -vel jelöltük, mely a szimmetrikus váltójel periódus idejének fele. A moduláló jel a 13. ábra szerint az időtengelyre nézve aszimmetrikusan helyezkedik el.

A moduláló jel egyenlete Fourier-sorba fejtéssel adódik:

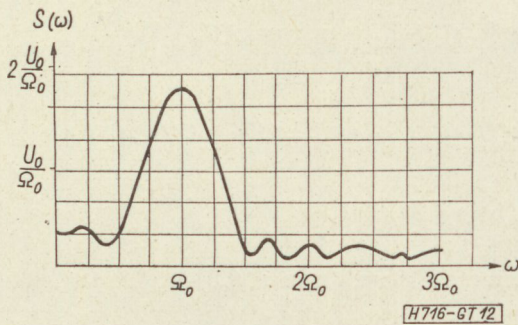
$$s_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin[(2n+1)\omega_p(t-t_0)] \quad (77)$$

ahol ω_p az impulzus körfrekvencia. A (77) összefüggés a következő alakra hozható:

$$s_1(t) = \frac{1}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} S_k \sin(k\omega_p t + \varphi_k) \quad (78)$$



11. ábra. T_p időre bekapcsolt Ω_0 körfrekvenciájú jel amplitúdó-spektruma $\frac{T_p}{T_0} = 2$ esetén



12. ábra. T_p időre bekapcsolt Ω_0 körfrekvenciájú jel amplitúdó-spektruma $\frac{T_p}{T_0} = \frac{7}{4}$ esetén

$$S_k = \frac{1}{k\pi} (1 - \cos k\pi) \quad (79a)$$

$$\varphi_k = -k\omega_p t_0 \quad (79b)$$

A (78) — (79) összefüggések felhasználásával meghatározható az amplitúdó- és fázis-spektrum (14. ábra). A modulált nagyfrekvenciás jel egyenlete:

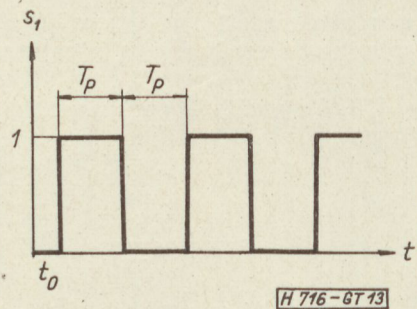
$$u(t) = U_0 s_1(t) e^{j(\Omega_0 t + \varphi_0)} \quad (80)$$

A (80) összefüggés átírható a következő alakra:

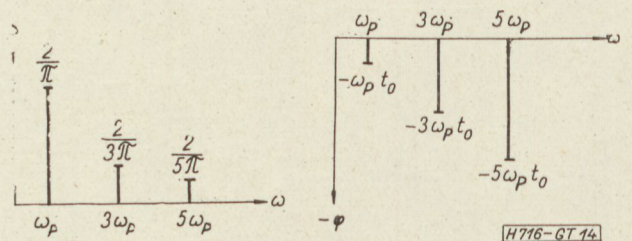
$$u = \frac{1}{2} U_0 e^{j(\Omega_0 t + \varphi_0)} + j \frac{1}{\pi} U_0 \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} e^{j[(\Omega_0 - k\omega_p)t + k\omega_p t_0 + \varphi_0]} - j \frac{1}{\pi} U_0 \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} e^{j[(\Omega_0 + k\omega_p)t - k\omega_p t_0 + \varphi_0]} \quad (81)$$

Az adás vektorábráját $\varphi_0 = 0$ esetén $t = 0$ pillanatban az első oldalfrekvenciákra a 15. ábra tünteti fel.

A (4) képlet szerint a modulálatlan jelet az $u = U_0 e^{j(\Omega_0 t + \varphi_0)}$ képzetes részével jellemeztük. Ugyanezen elvet követjük, midőn a modulált jel pillanatnyi ér-



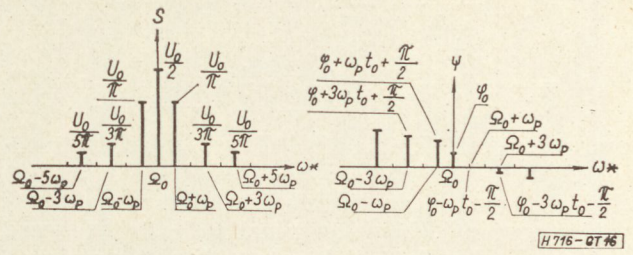
13. ábra. Moduláló szimmetrikus váltójel



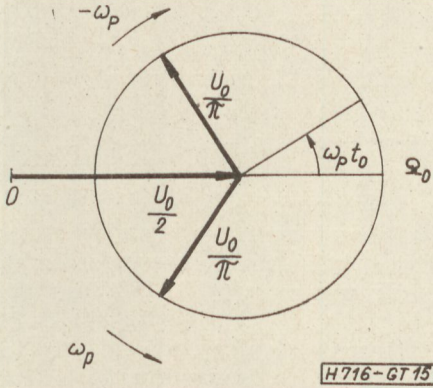
14. ábra. Szimmetrikus váltójel amplitúdó- és fázisspektruma

tékét a (81) kifejezés képzetes részeként határozzuk meg. A számítás eredménye a következő:

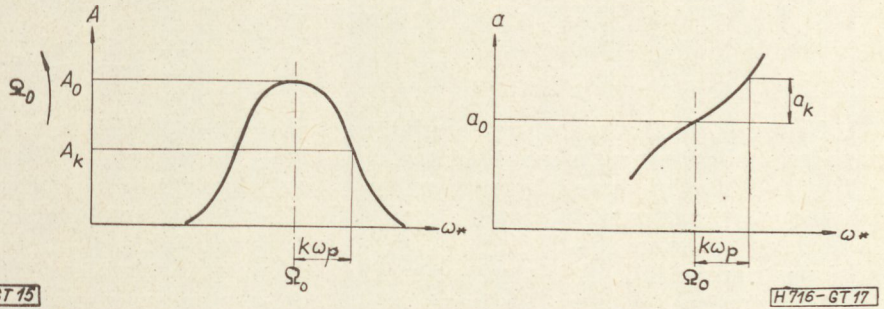
$$u = \frac{1}{2} U_0 \sin(\Omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_0}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \cos[(\Omega_0 - k\omega_p)t + k\omega_p t_0 + \varphi_0] - \frac{U_0}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin[(\Omega_0 + k\omega_p)t - k\omega_p t_0 + \varphi_0] \quad (82)$$



16. ábra. A1 adás amplitúdó- és fázis-spektruma szimmetrikus négyszögjellel történő moduláció esetén



15. ábra. A1 adás vektorábrája



17. ábra. A komplex átviteli tényező szerepe A1 üzemmódban ($k = 1, 3, 5, \dots$)

Ez átírható az alábbi formába:

$$u = \frac{1}{2} U_0 \sin(\Omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_0}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin\left[(\Omega_0 - k\omega_p)t + \varphi_0 + \left(k\omega_p t_0 + \frac{\pi}{2}\right)\right] + \frac{U_0}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin\left[(\Omega_0 + k\omega_p)t + \varphi_0 - \left(k\omega_p t_0 + \frac{\pi}{2}\right)\right] \quad (83)$$

A (83) képlet alkalmas az adás amplitúdó- és fázis-spektrumának megszerkesztésére. Az amplitúdó- és fázis-spektrumot a 16. ábrán tüntettük fel $U_0 = 2\pi$, $\varphi_0 = 2$, $\omega_p t_0 = 0,5$ esetére.

2.2.2 Komplex átviteli tényező hatása

A komplex átviteli tényezőnek a modulált adásra gyakorolt hatásának vizsgálatánál tételezzük fel, hogy

$$u = \frac{U_0 A_0}{2} \sin(\Omega_0 t - a_0) + \frac{U_0}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{A(\Omega_0 - k\omega_p)}{k} \cos[(\Omega_0 - k\omega_p)t - a(\Omega_0 - k\omega_p)] - \frac{U_0}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{A(\Omega_0 + k\omega_p)}{k} \cos[(\Omega_0 + k\omega_p)t - a(\Omega_0 + k\omega_p)] \quad (85)$$

A (85) képletbe a (84a) — (84f) alatti értékeket helyettesítve, rendezés után az adásfüggvény:

$$u = \left\{ \frac{U_0 A_0}{2} + \frac{2U_0}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{A_k}{k} \sin(k\omega_p t - a_k) \right\} \sin(\Omega_0 t - a_0) \quad (86)$$

az adó amplitúdó- és fázistorzítása a vivőfrekvenciára nézve szimmetrikus, a 17. ábra jelölései szerint. Képletilleg:

$$A(\Omega_0) = A_0 \quad (84a)$$

$$A(\Omega_0 + k\omega_p) = A(\Omega_0 - k\omega_p) = A_k \quad (84b)$$

$$a(\Omega_0) = a_0 \quad (84c)$$

$$a(\Omega_0 + k\omega_p) = a(\Omega_0) + a(k\omega_p) \quad (84d)$$

$$a(\Omega_0 - k\omega_p) = a(\Omega_0) - a(k\omega_p) \quad (84e)$$

$$a(k\omega_p) = a_k \quad (84f)$$

Az adásfüggvény meghatározásánál ebben az esetben egyszerűség kedvéért tételezzük fel, hogy t_0 és φ_0 egyenlők 0-val. A (82) képlet jelöléseivel, illetve felhasználásával az adásfüggvény a következő:

A vételfüggvény burkoló amplitúdó-demoduláció után:

$$s_2 = \frac{U_0 A_0}{2} + \frac{2U_0}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{A_k}{k} \sin(k\omega_p t - a_k) \quad (87)$$

ami az eredeti, (78) alatti jeltől csak abban különbözik, hogy megváltozik az egyes összetevők amplitúdója és fázisa, de a spektrum karaktere nem.

Megjegyezzük, hogy a komplex átviteli tényező hatásának vizsgálatánál követett eljárást aszimmetrikus váltójellel történő moduláció esetén is alkalmazhatjuk.

Az adásfüggvény általában

$$u = P(t) \sin(\Omega_0 t - a_0) + Q(t) \cos(\Omega_0 t - a_0) \quad (88)$$

alakú, amiből a vételfüggvény az (54) képlet szerint számítható.

2.2.3 Adás teljesítménye

A Nemzetközi Rádiószabályzat szerint egy adóberendezés teljesítményét a csúcsteljesítmény, a vívőhullámú teljesítmény és az átlagteljesítmény jellemzi. A hivatkozott szakirodalom megadja ezek definícióját (1. cikk, III. rész, 95—97).

Szimmetrikus váltójellel történő moduláció esetén az adás csúcshatárértéke a (80) összefüggésből kiolvashatóan és a 13. ábrából követhetően:

$$U_p = \max [U_0 s_1(t)] = U_0 \quad (89)$$

Az adás csúcsteljesítménye, feltételezve, hogy az adó R_0 ellenállású műantennára dolgozik:

$$P_p = \frac{U_0^2}{R_0} \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \sin^2 \Omega_0 t dt = \frac{U_0^2}{2R_0} = \frac{U^2}{R_0} \quad (90)$$

ahol T_0 az Ω_0 körfrekvenciájú jel periódus-ideje, U pedig effektív feszültsége.

Az átlagteljesítmény:

$$P_m = \frac{1}{R_0} \frac{1}{t} \int_0^t u^2(t) dt \quad (91)$$

ahol $u(t)$ helyébe a (82) alatti kifejezést kell helyettesíteni. Az integrálást, illetve átlagképzést a moduláció legkisebb frekvenciájú komponensének periódusidejéhez képest viszonylag hosszú t időn át (általában 1/10 sec) kell képezni.

A négyzetreemelés elvégezve, trigonometriai összefüggések felhasználásával a (91) alatti integrandus állandó és időben változó tagok összegére bontható. Az átlagérték-képzést elegendő hosszú időre végezve csak az állandó tagok maradnak meg:

$$P_m = \frac{U_0^2}{2R_0} \left[\frac{1}{4} + \frac{2}{\pi^2} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k^2} \right] = \frac{U_0^2}{4R_0} = 0,5 P_p \quad (92)$$

A (92) képlet számításánál felhasználtuk a

$$\sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k^2} = \frac{\pi^2}{8} \text{ összefüggést is.}$$

A (92) képlet tanúsága szerint az átlagteljesítményt formálisan úgy határozzuk meg, hogy a pillanatnyi feszültség képletében a különböző frekvenciájú összetevők amplitúdóinak négyzetösszegét $2 R_0$ -val elosztjuk.

A (92) képlet felhasználásával az adás átlagteljesítménye véges k érték mellett is számítható.

A vívőhullámú teljesítmény a csúcsteljesítménnyel azonos.

(Folyt. köv.)

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. 1959.
5. Erhardt, O.: Übertragungsleitwerte und Zeichen-Verzerrungen von Telegraphiersystemen mit linear von der Frequenz abhängiger Phase. ENT Bd. 11. H. 8. August, 1934., p. 267—281.

DIPLOMATERV-PÁLYÁZAT

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület PÁLYÁZATOT hirdet a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar Híradástechnikai Szakán 1966-ban végző nappali hallgatók részére az alábbi feltételekkel:

1. A PÁLYÁZATON azok a hallgatók vehetnek részt, akik államvizsgájukat legkésőbb 1966. október 31-ig jeles vagy jó eredménnyel leteszik.
2. A PÁLYÁZATON való részvétel feltétele az egyesületi tagság.

A PÁLYÁZAT célja a legjobb diplomatervet kidolgozó és jó tanulmányi eredményt elért fiatal szakemberek megbecsülése és munkájuk külön jutalmazása.

A PÁLYÁZATON való részvételi szándékot a hallgató az államvizsga alkalmával a vizsgáztató bizottságnak jelenti be.

Az illetékes tanszék a diplomaterveket a Híradástechnikai Tudományos Egyesületnek 1966. november 16-ig megküldi.

Az elbírálás határideje 1966. december 15. A bíráló bizottság elnökét és két tagját a HTE, további két tagját a BME Villamosmérnöki Kara jelöli ki.

PÁLYADÍJAK:

I. díj	1500 Ft
II. díj	1000 Ft
III. díj	800 Ft

A jutalmakat az Egyesület ünnepélyes ülésén nyújtják át a nyerteseknek.

A nyertesek az Egyesületben diplomatervükről előadást tarthatnak és a HÍRADÁSTECHNIKA c. folyóiratban — a témától és a kidolgozástól függően hosszabb vagy rövidebb — tanulmányban számolhatnak be.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Elnöksége

Változó kapacitású reflexió típusú parametrikus erősítők tervezése II.

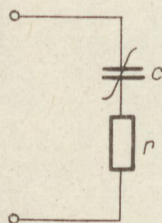
ETO 621.375.7.001.24

Ebben a cikkben a parametrikus erősítők pumpateljesítmény szükségletével és stabilitásával foglalkozunk. A stabilitási kérdések különösen fontosak, mivel más erősítőkhöz viszonyítva sokkal nagyobb mértékben változnak az erősítő jellemzői a tápenergiát adó pumposzcillátor teljesítményével. Ezért egy erősítő tervezésénél meg kell határozni a megengedhető erősítés-változást és elhangolódást, ezekből kiindulva elő kell írni a pumposzcillátor stabilitását. A számítások elvégzéséhez gyakorlatban használható görbéket adunk meg. A pumposzcillátoroknál használt stabilizálási módokkal nem foglalkozunk.

1. A pump teljesítmény számítása

A következőkben a diódán disszipálódott teljesítményt számítjuk ki. A szükséges pumpteljesítmény a disszipált teljesítmény és a kimenő és bemenő jel teljesítménykülönbségének az összege. Kisjelű erősítő esetén a jelteljesítmények kicsik a disszipált teljesítményhez képest, így a dióda kivezérléséhez szükséges teljesítményt a disszipált teljesítménnyel vesszük egyenlőnek.

Az 1. ábra megadja a dióda egyszerű helyettesítő képét.



1. ábra. Dióda helyettesítő képe

H 727-SZ1

A pump teljesítmény:

$$P = r \sum_k \frac{1}{2} |I_k|^2 \quad (1)$$

ahol I_k a megfelelő áramösszetevők komplex csúcserőértékét jelöli. Az áram felírható a töltés segítségével:

$$i = \frac{dq}{dt} \quad (2)$$

A töltést Fourier sorával adhatjuk meg:

$$q = \sum_k Q_k e^{jk\omega_p t} \quad (3)$$

A pump teljesítmény:

$$P = \frac{1}{2} r \omega_p^2 \sum_k k^2 |Q|^2 \quad (4)$$

A fenti kifejezésekben

$$Q_{-k} = Q_k^* \quad (3a)$$

mivel $q(t)$ valós.

A töltés felírható:

$$q = c \cdot u \quad (3b)$$

ahol:

$$c(t) = \sum_k C_k e^{jk\omega_p t} \quad (5)$$

u pedig a kapacitáson levő feszültség, mely közelítéssel:

$$u(t) = U_0 + U_p \cos \omega_p t = U_0 + \frac{U_p}{2} [e^{j\omega_p t} + e^{-j\omega_p t}] \quad (6)$$

Ha elvégezzük a kijelölt műveleteket, a következőket kapjuk a kapacitás első két tagját figyelembe véve:

$$P = \frac{\omega_p^2}{2} r C_0^2 U_0^2 \left\{ \left[\frac{U_p}{|U_0|} - 2\gamma \right]^2 + 4\gamma^2 \left(\frac{U_p}{U_0} \right)^2 \right\} \quad (7)$$

Az $|U_0|$ jelölést azért használjuk, hogy a záróirányú előfeszítésből adódó esetleges kétértelműséget elkerüljük. Ha bevezetjük a következő jelöléseket:

$$P_n = \frac{U_0^2}{r^2} \quad \text{normalizált teljesítmény}$$

$$\omega_c = \frac{1}{rC_0} \quad \text{határfrekvencia}$$

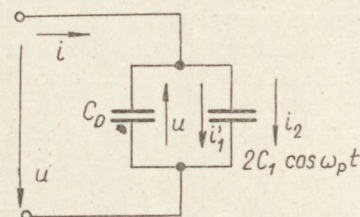
$$\gamma = \frac{|C_1|}{C_0} \quad \text{az ún. modulációs tényező}$$

A fenti helyettesítéseket elvégezve:

$$P = \frac{1}{2} P_n \left(\frac{\omega_p}{\omega_c} \right)^2 \left\{ \left[\frac{U_p}{|U_0|} - 2\gamma \right]^2 + 4\gamma^2 \left(\frac{U_p}{U_0} \right)^2 \right\} \quad (7a)$$

A kapott eredményt fizikailag egyszerűen értelmezhetjük (2. ábra). A szögletes zárójelben az első tag a C_0 kapacitáson az $U_p \cos \omega t$ hatására átfolyó áramból adódik:

$$i_1 = C_0 U_p \cos \omega_p t \quad (7b)$$



2. ábra. A kapacitáson fellépő feszültség és átfolyó áram

H 727-SZ2

A második tag kapacitás-változó részén az U_0 ahol: feszültség hatására átfolyó áramból:

$$i_1' = 2C_1 U_0 \cos \omega_p t \quad (7c)$$

A fennmaradó tag a változó kapacitáson az $U_p \cos \omega_p t$ hatására átfolyó áramból:

$$i_2 = 2C_1 U_p \cos^2 \omega_p t = C_1 U_p + C_1 U_p \cos 2 \omega_p t \quad (7d)$$

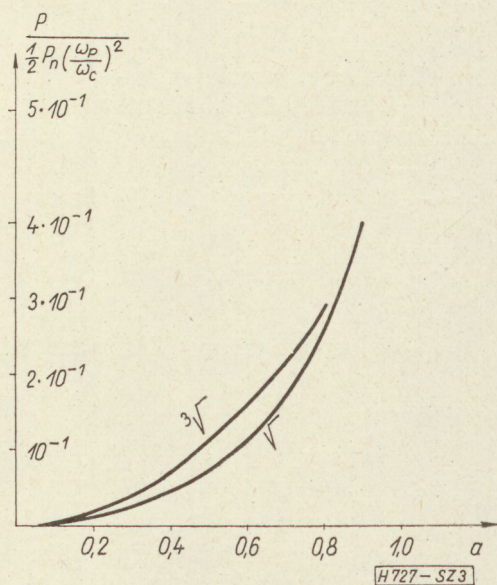
Mivel U_0 negatív feszültség, a $C_1 \cos \omega_p t$ pedig az $U_p \cos \omega_p t$ -vel megegyező fázisú, ezért az i_1 és i_1' között 180° -os eltérés van, vagyis éppen ellenkező előjelű. Ezért

$$I_1 = C_0 U_p - 2C_1 U_0 \quad (7e)$$

$$I_2 = C_1 U_p \quad (7f)$$

Ezeket behelyettesítve az (1) képletbe, közvetlenül megkapjuk a (7) kifejezést.

A (7) képletből láthatjuk, hogy minél nagyobb $|U_0|$, annál nagyobb pump teljesítmény szükséges, ami érthető, hiszen a kivezérlés $\frac{U_p}{|U_0|}$ -tól függ, tehát ugyanolyan kivezérléshez nagyobb $|U_0|$ esetén nagyobb U_p szükséges. A (7a) képletből pedig az látható, hogy ω_c növekedésével a szükséges pumpteljesítmény csökken. A 3. ábrán $\frac{U_p}{|U_0|}$ függvényében megadjuk a szükséges pumpteljesítményt $n = 2$ és $n = 3$ típusú diódákra.



3. ábra. Pumpteljesítményszükséglet

2. Pumpteljesítmény-változás

A pumpteljesítmény változásának két hatása van. Egyrészt megváltozik a γ és ezzel az erősítés, másrészt megváltozik a C_0 kapacitás és ezzel az erősítő elhanyagolódik. A következőkben ezt a két hatást vizsgáljuk.

2.1 Erősítésváltozás

Az erősítő teljesítmény erősítése sávközépen

$$G_0 = |\Gamma|^2 = \left[\frac{R_{be0} - R_g}{R_{be0} + R_g} \right]^2 \quad (8)$$

$$R_{be0} = -r \left[\frac{Q_{dj} Q_{dv}}{1 + \frac{R_v}{r}} - 1 \right] \quad (8a)$$

$$\frac{\partial G}{\partial \gamma} = 2\Gamma \quad (9)$$

$$\frac{\Delta G}{G_0} = \frac{2\Gamma}{G_0} \Delta \Gamma \quad (9a)$$

Írjuk fel a Γ megváltozását R_{be} megváltozásával:

$$\frac{\partial \Gamma}{\partial R_{be}} = \frac{2R_g}{(R_{be0} + R_g)^2} \quad (9b)$$

Ezt visszahelyettesítjük a (9a) kifejezésbe:

$$\frac{\Delta G}{G_0} = \frac{4R_g}{(R_{be0} - R_g)(R_{be0} + R_g)} \Delta R_{be} \quad (9c)$$

Az egyenletet átrendezve a következő egyszerű alakot kapjuk:

$$\frac{\Delta G}{G_0} = \frac{G_0 - 1}{\sqrt{G_0}} \frac{\Delta R_{be}}{R_{be0}} \quad (9d)$$

Ahhoz, hogy az erősítésváltozást a pumpteljesítmény-változás függvényében kapjuk meg, meg kell határozni a $\Delta R_{be} = f(\Delta P)$ függvényt.

$$\frac{\partial R_{be}}{\partial \gamma} = -2r\gamma \frac{Q_{dj} Q_{dv}}{1 + \frac{R_v}{r}} \quad (10)$$

Nagy erősítés esetén a (8a) képletben a zárójelen belül az 1 elhanyagolható és így:

$$\frac{\Delta R_{be}}{R_{be0}} = 2 \frac{\Delta \gamma}{\gamma} \quad (10a)$$

Vezessük be az $\frac{U_p}{|U_0|} = a$ jelölést. Ebben az esetben:

$$\frac{d\gamma}{dP} = \frac{\partial \gamma}{\partial a} \frac{da}{dP} \quad (10b)$$

Felírható, hogy

$$a = c_1 \sqrt{P} \quad (10c)$$

Így:

$$\frac{da}{dP} = \frac{c_1}{2} \frac{1}{\sqrt{P}} \quad (10d)$$

A (10b)-be a (10d)-t behelyettesítjük és megfelelően átrendezzük:

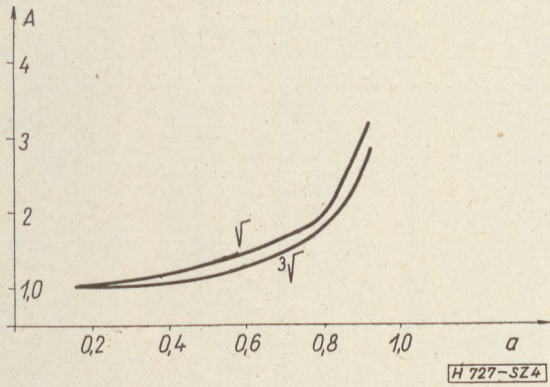
$$\frac{\Delta \gamma}{\gamma} = \frac{1}{2} \frac{a}{\gamma} \frac{\partial \gamma}{\partial a} \frac{\Delta P}{P} = \frac{1}{2} A \frac{\Delta P}{P} \quad (10e)$$

Ezt a (10a) képlet segítségével a (9d) kifejezésbe behelyettesítve megkapjuk a végeredményt:

$$\frac{\Delta G}{G_0} = A \frac{G_0 - 1}{\sqrt{G_0}} \frac{\Delta P}{P} \quad (9e)$$

$A = \frac{a}{\gamma} \frac{\partial \gamma}{\partial a}$ értékét az a függvényében a 4. ábrán

diagramban ábrázoltuk, a két dióda típusra. A értéke 1 és 2 között változik. Az irodalomban hol az egyik szélső esettel, hol a másikkal találkozunk [2], [3].



4. ábra. A konstans \bar{a} függvényében

2.2 Frekvenciaváltozás

A bemenő impedancia képzetes része:

$$X_{be} = \eta_j Q_j - \eta_v Q_v \frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv}}{\left(1 + \frac{R_v}{r}\right) \left(1 + \eta_v^2 Q_v^2\right)} \quad (11)$$

Mivel kis elhangolódást tételezünk fel, a második tag nevezőjében, a második zárójelben az 1 mellett levő tagot elhanyagolhatjuk, azonkívül a Q -kat állandónak vesszük. Rezonancia ott van, ahol $X_{be} = 0$, ha a pumpteljesítmény megváltozik, megváltozik a C_0 is és ugyanakkor megváltozik a rezonancia frekvencia is. Ezen a frekvencián is fennáll $X'_{be} = 0$, ezért:

$$\Delta X_{be} = \frac{\partial X_{be}}{\partial C_0} \Delta C_0 + \frac{\partial X_{be}}{\partial \omega} \Delta \omega = 0 \quad (11a)$$

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \quad (11b)$$

$$\frac{\partial \eta}{\partial \omega} = \frac{1}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega^2}, \quad (11c)$$

kis elhangolásnál $\omega \approx \omega_0$, és így

$$\frac{\partial \eta}{\partial \omega} \approx \frac{2}{\omega_0} \quad (11d)$$

$$\frac{\partial \eta}{\partial C} = \frac{\partial \eta}{\partial \omega_0} \frac{d\omega_0}{dC} = -\frac{2}{\omega_0} \frac{d\omega_0}{dC} = \frac{1}{C} \quad (11e)$$

Mivel:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (11f)$$

$$\frac{d\omega_0}{dC} = -\frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{LC^3}} \quad (11g)$$

Vegyük figyelembe, hogy:

$$\Delta \omega_j = -\Delta \omega_v \quad (11h)$$

Így a megfelelő behelyettesítés után (11a) a következő alakra hozható:

$$\begin{aligned} & \frac{\Delta C}{C} \left[Q_j - Q_v \frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv}}{1 + \frac{R_v}{r}} \right] + \\ & + 2 \left[\frac{Q_j}{\omega_j} + \frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv} Q_v}{1 + \frac{R_v}{r} \omega_v} \right] s \omega_j = 0 \end{aligned} \quad (11j)$$

Az egyszerűség kedvéért vegyük $R_v = 0$ feltételt, ami azt jelenti, hogy a vaskör veszteségmentes. Megfelelő átrendezés után:

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_j} = \frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv} Q_v - Q_j}{\gamma^2 \omega_j Q_{dj} Q_{dv} Q_v - Q_j \omega_v} \frac{\omega_v}{2} \frac{\Delta C}{C} \quad (12)$$

A rezgőkörben szereplő $C = C'_0 = C_0(1 - \gamma^2)$ helyett a számításokban azonban $C = C_0$ vehető.

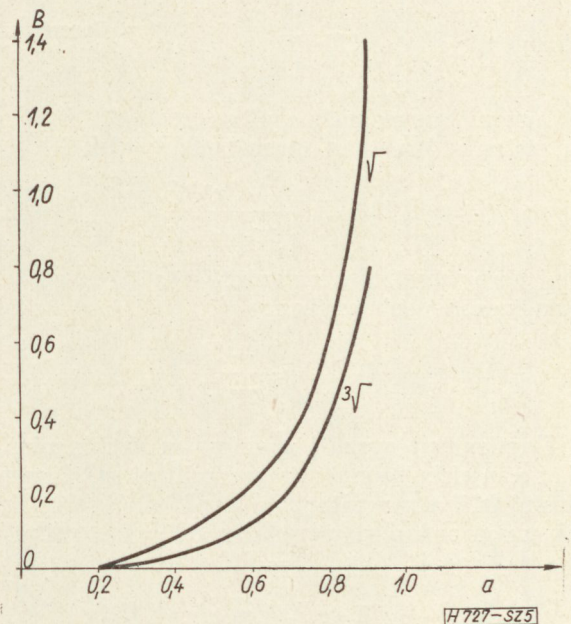
A (10e) kifejezés levezetéséhez teljesen hasonlóan kapjuk:

$$\frac{\Delta C_0}{C_0} = \frac{1}{2} B \frac{\Delta P}{P} \quad (12a)$$

ahol

$$B = \frac{a}{C_0/C(U_0)} \frac{\partial C(U_0)}{\partial a} \quad (12b)$$

A B értékét a függvényében az 5. ábrán diagramban ábrázoltuk.



5. ábra. B konstans a függvényében

Ha figyelembe vesszük a pumposzcillátor frekvencia változását is, felírhatjuk a végeredményt:

$$\frac{\Delta\omega_j}{\omega_j} = \frac{1}{4} \omega_v \frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv} Q_v - Q_j}{\gamma^2 \omega_j Q_v Q_{dj} Q_{dv} + \omega_v Q_j} B \frac{\Delta P}{P} + \frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} \frac{\omega_p}{\omega_j} \quad (12c)$$

3. A meghajtó generátor impedanciaváltozása

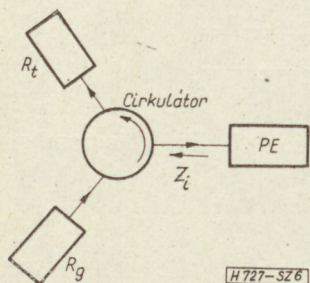
A generátor impedanciaváltozás hatása az erősítés és zajtényező megváltozásában jelentkezik. Ilyen eset fordul elő, ha egy erősítőt mérőhelyen beállítunk, majd hozzákapcsoljuk egy, a névlegestől eltérő impedanciájú antennához. Lokátoroknál a TR cső átütésekör rövidzár kerül a vevő bemenetére, ami nagy erősítés esetén kedvezőtlen esetben a zaj megnövekedését, esetleg az erősítő begerjedését okozhatja.

Hasonló módon, mint ahogy a (9d) kifejezést megkaptuk, felírható:

$$\frac{\Delta G}{G_0} = - \frac{G_0 - 1}{\sqrt{G_0}} \frac{\Delta R'_g}{R_g} \quad (13)$$

A $\Delta R'_g$ azt a változást jelöli, amit az erősítő közvetlen bemenetén lát. Ennek meghatározásához induljunk ki a 6. ábrából. A generátor impedanciája változzon meg ΔR_g -vel, ekkor ott fellép Γ_g reflexió tényező:

$$\Gamma_g = \frac{R_g - R'_g}{R'_g + R_g} \approx \frac{\Delta R_g}{2R_g} \quad (13a)$$



6. ábra. Generátor és erősítő összekapcsolása

Legyen Z_i impedancia, amit az erősítő lát. Ezt, mint ismeretes, a következő formában írhatjuk fel:

$$Z_i = R_0 \frac{1 + \Gamma e^{-2j\beta l}}{1 - \Gamma e^{-2j\beta l}} \quad (13b)$$

ahol l a generátor és az erősítő közötti távolság. A legkedvezőtlenebb esetben:

$$Z_i = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (13c)$$

A Γ reflexió tényező $\sqrt{\alpha_z}$ arányban kisebb, mint Γ_g , ahol α_z a cirkulátor záróirányú csillapítása, hiszen az erősítő felől a generátor felé menő jel d_z -vel csillapodik, majd onnan visszaverődve csillapítás nélkül jut vissza. Fennáll, hogy $R_0 = R_g$, ezért:

$$\frac{\Delta R'_g}{R_g} = \frac{Z_i}{R_g} - 1 = \frac{1 + \Gamma_g / \sqrt{\alpha_z}}{1 - \Gamma_g / \sqrt{\alpha_z}} - 1 = \frac{\Delta R_g}{R_g} \frac{1}{\sqrt{\alpha_z}} \quad (13d)$$

Ezt behelyettesítve a (13) képletbe:

$$\frac{\Delta G}{G_0} = - \frac{G_0 - 1}{\sqrt{G_0}} \frac{\Delta R_g}{R_g} \frac{1}{\sqrt{\alpha_z}} \quad (13e)$$

4. Hőmérsékletváltozás

A hőmérséklet változásával megváltozik a dióda soros ellenállása és a kapacitása. Az ellenállás változás az erősítést változtatja meg, a kapacitás változás pedig az erősítő elhangolódását eredményezi. Az eddigiekhez teljesen hasonlóan:

$$\frac{\Delta G}{G_0} = - \frac{G_0 - 1}{\sqrt{G_0}} \frac{\Delta r}{r} \quad (14)$$

Az ellenállás fordítva arányos a mozgékonyással:

$$r = \frac{K}{\mu} \quad (14a)$$

$$\mu = K_1 T_g \quad (14b)$$

ahol T az abszolút hőmérséklet, q a különböző diódákra változó, kísérleti úton lehet meghatározni. A számításokban $(q) = 1 - 2$ vehető. Elvégezve a megfelelő műveleteket és helyettesítéseket:

$$\frac{\Delta G}{G_0} = q \frac{G_0 - 1}{\sqrt{G_0}} \frac{\Delta T}{T} \quad (14c)$$

A kapacitás megváltozására az irodalomban [3] a következőt találjuk:

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{-1/np}{\left(1 - \frac{U_0}{\varnothing}\right)} \frac{\Delta T}{T}, \quad (15)$$

ahol $n = 2$, vagy $n = 3$ a dióda karakterisztikára jellemző, $p = 0,2$ -re vehető. A most felírt összefüggést behelyettesíthetjük a (12) képletbe:

$$\frac{\Delta\omega_j}{\omega_j} = \frac{\omega_v}{2} \frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv} Q_v - Q_j}{\omega_j \gamma^2 Q_{dj} Q_{dv} Q_v + \omega_v Q_j} \frac{-1/np}{\left(1 - \frac{U_0}{\varnothing}\right)} \frac{\Delta T}{T} \quad (15a)$$

5. Összefoglalás

A cikkben meghatároztuk a szükséges pumpteljesítményt:

$$P = \frac{1}{2} P_n \left(\frac{\omega_p}{\omega_c}\right)^2 \left\{ \left[\frac{U_p}{|U_0|} - 2\gamma^2 \right]^2 + 4\gamma^2 \left(\frac{U_p}{U_0}\right)^2 \right\} \quad (16)$$

Adott erősítéshez a dióda adatai alapján meghatározható a szükséges γ , valamint $\frac{U_p}{|U_0|}$. Számítással vagy diagramból megkaphatjuk a szükséges pumpteljesítményt.

Meghatároztuk azokat a tényezőket, amelyek az erősítést befolyásolják:

$$\frac{\Delta G}{G_0} = \frac{G_0 - 1}{\sqrt{G_0}} \left[A \frac{\Delta P}{P} + \frac{\Delta R_g}{R_g} \frac{1}{\sqrt{\alpha_z}} + q \frac{\Delta T}{T} \right] \quad (17)$$

Az erősítő frekvenciájának a megváltozására a következőt kaptuk:

$$\frac{\Delta\omega_j}{\omega_j} = \frac{1}{4} \omega_v \frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv} Q_v - Q_j}{\gamma^2 \omega_j Q_v Q_{dj} Q_{dv} + \omega_v Q_j} \left[B \frac{\Delta P}{P} + \frac{2-1/np}{1-\frac{U_0}{\varnothing}} \frac{\Delta T}{T} \right] + \frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} \frac{\omega_p}{\omega_j}$$

Végül vizsgáljunk meg egy adott erősítőt:

$$\begin{aligned} G_0 &= 31,4 = 15 \text{ dB} \\ \gamma &= 0,25 \\ n &= 2 \\ p &= 0,2 \\ q &= 1 \\ T &= 20 \text{ K}^\circ \\ T &= 293 \text{ K}^\circ \\ \omega_j &= 400 \text{ MHz} \\ \omega_v &= 1000 \text{ MHz} \\ Q_{dv} &= 40 \\ Q_v &= 60 \\ Q_{dj} &= Q_j = 100 \\ U_0 &= -1,5 \text{ V} \\ \varnothing &= 0,5 \text{ V} \\ r &= 1,2 \\ \frac{U_p}{|U_0|} &= 0,8 \\ P &= \frac{1}{2} P_n \left(\frac{\omega_p}{\omega_c} \right)^2 = 0,26. \\ A &= 1,9 \\ B &= 0,6 \end{aligned}$$

Erősítés változás:
illesztetlenségből: 0,4 dB
hőmérsékletváltozásból: 1,3 dB

A megengedhető pumteljesítmény ingadozás, ha a megengedett erősítés változás

$$1 \text{ dB} \quad \text{akkor} \quad \frac{\Delta P}{P} = 2,5\%$$

$$2 \text{ dB} \quad \text{akkor} \quad \frac{\Delta P}{P} = 5,7\%$$

Elhangolódás:

hőmérsékletváltozás miatt: 0,2%

2,5%-os pumteljesítmény változás miatt 0,8%.

Amint látható, a pumteljesítmény-stabilitás nagyon fontos.

IRODALOM

1. *Dr. Bozsóki István*: Változó kapacitású, reflexiós típusú parametrikus erősítők tervezése. I. Magyar Híradástechnika, 1966.
2. *P. Penfield, R. P. Rajuse*: Varactor Applications, MIT Press, 1962.
3. *K. Johnson*: Improving the Gain Stability of Parametric Amplifiers Microwave Journal 1961. dec.



MAGYAR KÁBEL MŰVEK

IGAZGATÓSÁG ÉS KÖZPONTI GYÁR,

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

ZOMÁNCBUZALGYÁR 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 zománchuzalok

Mikroszeperátor lemezek

Zárt-acélkötevek

Hullámosított lemez

Kábeldobozok

Újabb fejlődés az integrált áramkörök területén

ETO 621.3.049.7—111:621.382.334

A múlt évben folyóiratunk egy rövid közleménye tájékoztatást adott az integrált áramkörök technológiájáról [1]. Mivel olyan irányzatról van szó, amelyben rendkívül gyors a fejlődés üteme az egész világon és amely a legnagyobb befolyást gyakorolja a jelenkori híradástechnika egész területére, célszerűnek látszott újabb áttekintést adni az utolsó esztendő eredményeiről.

A „hibrid” technológia előretörése

Amint ismeretes, az integrált áramkörök technológiájában alapvetően kétféle korszerű irányzatot különböztetünk meg. Az elsőt, amelyet eddig többnyire „vékony-réteg” technológiának neveztek, az jellemzi, hogy szigetelő lemezkéből mint alapból indul ki. Az üveg vagy kerámia lemezke elhatárolt helyeire viszik fel párologtatással, katódporlasztással, vagy más vákuumeljárással az egyes áramköri elemeket, valamint azok összeköttetéseit alkotó, különböző kémiai összetételű rétegeket. A másik irányzat, amelyre szűkített értelemben a „szilárdtest áramkör” kifejezést szokták alkalmazni, de nevezik „monolit” irányzatnak is, kis szennyezettségű szilícium lemezkéből indul ki. Ennek elhatárolt helyein alakítják ki a planártranszisztor technológiájából ismert lépésekkel az egyes áramköri elemeket; majd pedig vákuumpárologtatással a szükséges fémes összeköttetéseket. Tipikus méret az első esetben 5×10 mm, a második esetben 1×1 mm. (Természetesen mindkét esetben egyidejűleg nagyobb számú áramkör készül egy nagyobb lemezen, amelyet utólag darabolnak szét.)

Mivel szigetelőlemezen eddig gyakorlatilag nem sikerült egykristályos félvezetőréteget az aktív áramköri elemek (tranzisztorok, diódák) által igényelt tisztaságban és minőségben előállítani, a vékonyréteg áramkörök csak a passzív elemeket tartalmazzák és kiegészítésre szorulnak különálló aktív elemekkel. A jelenlegi tendencia az, hogy a tranzisztorokat és diódákat külön tok nélkül rögzítik a szigetelőlemezen, lehetőleg egyesítve az elektromos összeköttetést és mechanikai rögzítést. Ennek az igénynek az előlapos kötés (face bonding) tesz leginkább eleget. Lényege az, hogy a szigetelő alaplemez felső felületén létrehozott fémes csatlakozásokat hozzák érintkezésbe a félvezető kristálynak fémes kivezetésekkel ellátott, lefelé fordított lapjával. A kötést többnyire forrasztás vagy ultrahangos hegesztés hozza létre.

Magától értetődő, hogy az áramkör összes aktív elemeit egyetlen félvezetőkristályon lehet elhelyezni, sőt egyes passzív áramköri elemeket is lehet a monolit technológia segítségével abban a kristályban létrehozni, amelyet a szigetelő alaplemezhez kötnek. Így tehát széles skálája van a kétféle technológiai irányzat különböző fokú kombinációinak. Ezeket összefoglaló szóval hibrid áramköri technológiáknak ne-

vezzük. Az elnevezés használatában az irodalom nem következetes; mivel minden szigetelőalapú áramkört ki kell egészítenünk félvezető elemekkel, olykor mindezeket hibridnek nevezik, olykor viszont a hibrid elnevezést alkalmazzák olyan áramkörre, amely lényegileg egyetlen monolit félvezető kristályból áll, ha az előlapos kötéssel van rögzítve szigetelő lemezen. Ez az utóbb említett technológiai megoldás azért kezd elterjedni, mert a félvezetőkristály túlságosan kicsiny mérete miatt az elektromos összeköttetés szokásos megvalósítása aranyhuzalokkal, a tokból kivezető csapokhoz, nehézségeket okoz. Ez lényegesen kényelmesebben valósítható meg a viszonylag nagyobb méretű szigetelő lemezen elhelyezett fémsíkok segítségével.

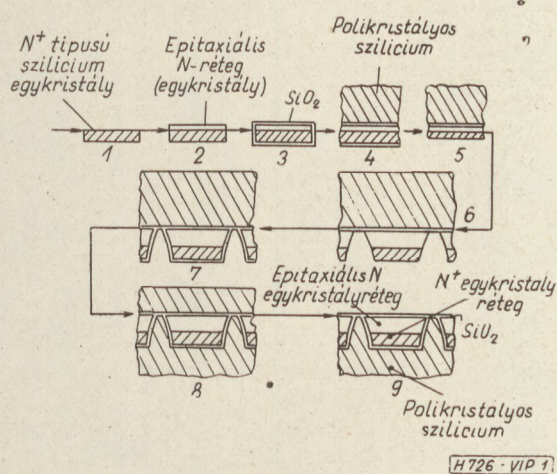
A monolit technológia aktív és passzív áramköri elemek megvalósítására alkalmas, azonban a passzív elemek tűréshatára tágabb, értékválasztéka pedig szűkebb, mint akár a klasszikus alkatrésztechnológiában, akár a szigetelőalapú integrált szilárdtest technológiában. Ezt a hátrányt küszöböli ki a technológiának egy új változata, amely abból indul ki, hogy a szilíciumkristály felületét védő oxidréteg is szigetelő alapnak tekinthető. Így ezen a szigetelőalapú technológia bevált lépéseivel lehet létrehozni szűkebb tűréshatárú passzív áramköri elemeket. Ezt nevezik kompatibilis hibrid eljárásnak.

A hibrid eljárások továbbfejlesztésében felismerhető az a törekvés, hogy lehetőleg megszabaduljanak a vákuumot igénylő műveletektől. Ennek jegyében születtek meg a különböző „vastag-réteg” eljárások, amelyek lényege az, hogy a megfelelő geometriai mintájú rétegeket, mint fém és kerámiaport, valamint szerves kötőanyagot tartalmazó pasztát viszik fel a kerámialemezre, amelyet utána izzítanak.

A monolit technológia egy újabb tökéletesítése egészen más módon hozza egymáshoz közelebb az eredetileg teljesen különálló kétféle technológiai elvet. A monolit áramköröknek megvolt az a hátrányuk, hogy a közös félvezető hordozó nemkívánatos csatlakozásokat teremtett az egyes áramköri elemek között és amellett azonos kiinduló anyagból nem mindig lehetett optimálisan létrehozni különböző elemeket. Szokásos például, hogy nagy működési sebességű tranzisztorok gyártásánál a kisebbségi töltéshordozók élettartamát aranydiffúzióval lecsökkentik; ugyanezen áramkör más elemeinél az aranydiffúzió hátrányos. Az integrált áramkör gyártásában azonban nem volt meggátolható, hogy az arany szét diffundáljon az egész lemezen.

Mindezen segített az a gondolat, hogy a szilíciumon növesztett oxidréteget ne csak a felület passzíválására használják fel, hanem az egyes áramköri elemek tökéletesebb egymástól való elszigetelésére is. Így lényegileg a szigetelőalapú áramkörrel egyenértékű

felépítéshez lehet jutni. A gyakorlati eljárásban a félvezetőlemezen először is árkok bemarásával különálló, kiemelkedő dombokat hoznak létre. Ezután a felületen vastag oxidréteget növesztenek és ezen az oxidrétegen igen vastag szennyezetlen szilíciumréteget hoznak létre epitaxiális eljárással. Ez a réteg természetesen nem lesz egykristályos és elektronikus szempontból sok más tulajdonsága is rossz. Szerepe azonban mindössze a mechanikai alap biztosítása. A lemeztől ugyanis ezek után a másik oldal felől csiszolással vagy marással eltávolítják az eredeti szilíciumréteget az árkok mélységéig. Így teljesen különválnak az egykristályos szilíciumszigetek, amelyeket többi oldalukról már az oxidréteg vesz körül. A szigetekben most már a szokásos módon, de egymástól ha kell, függetlenül lehet kialakítani a szükséges áramköri elemeket. A módszernek több különböző változata van (1. ábra).



1. ábra. Az oxidos szigetelés eljárása

Kiterjednek a változások a tokozások területére is. A múltban szinte általános volt a T05-höz hasonló tok. A hengeres megoldás azonban megnehezítette a további kicsinyítést, valamint annak a lehetőségét, hogy a tokba bonyolult, sok kivezetéses áramkör kerüljön. Nem állnak fenn ilyen hátrányok a lapos négyszögletes toknál. A kivezető csapok itt vagy a legnagyobb keresztmetszettel párhuzamos síkban, vagy arra merőleges két sorban nyernek elhelyezést. Itt azonban még súlyosabbak a szivárgásmentes lezárás követelményei a kisebb méretek miatt. Kísérletek folynak arra is, hogy igen kis fogyasztású áramköröket üvegzománccal védve, műanyagban kiöntve, külön tok nélkül hozzanak ki.

Tervezési eljárások

Az utóbbi időben számos közlemény tárgyalta meg az áramkörtervezés általános elveit. A problémák nem mindig tárgyalhatók a klasszikus áramköri módszerekkel (koncentrált paraméterek stb.). Előnyös viszont a hálózatelmélet más területen kidolgozott eszközeinek alkalmazása (szintézis, osztott paraméterű RC-vonalak elmélete stb.). Az elmélet általánosítása magában foglalja a nem elektromos, illetve energiaátalakítással kapcsolatos (termikus, optikai,

akusztikai stb.) jelenségek tárgyalását is, amelyekre az integrált áramkörök további fejlődésében egyre nagyobb szerep vár. Ezeket az eredményeket részletesen tárgyalta többek között a Csehszlovák Akadémia 1965-ben rendezett hálózatelméleti nyári iskolája [2].

A gyakorlatibb jellegű munkák főbb törekvése az, hogy jól használható algoritmust adjanak a tervező kezébe. Ennek első lépése a kívánt elektronikus funkció optimális áramköri megvalósítása. Az optimumot a monolit körökben nem a minimális darabszám (és ezen belül minimális darabszámú aktív elem) feltétele jelenti, hanem a minimális kristályfelület igénybevétele és a lehető legkisebb érzékenység az értéktűrésekkel szemben. Mivel a felhasznált tranzisztorok és diódák igen kis méretűek, az első feltételből az következik, hogy az aktív elemek arányszámát célszerű növelni. Ez szakítást jelent az áramkörtervezők megszokott mentalitásával.

A tervezés további lépése a káros csatolások megvizsgálása és annak eldöntése, hogy hány egymástól izolált különálló szigetből kell állnia a teljes áramkörnek és egy-egy szigeten mely áramköri elemeket lehet egymásmellett elhelyezni?

A következő lépésben megvizsgálják a geometriai elrendezést. Az áramkörök szerepéből és egymáshoz való csatlakozásából általában következik, hogy a tok egyes kivezető csapjaihoz az áramkör mely pontjait lenne kívánatos kötni. Ennek figyelembevételével a geometriai elrendezést úgy kell variálni, hogy a félvezető kristályon a lehető legkevesebb keresztvezésre legyen szükség.

A tervezést kiegészíti a tűrésekkel szemben való érzékenység vizsgálata. Itt figyelembe kell venni, hogy egyes értéktűrések az azonos technológiai lépések folytán egymással korrelációban vannak, mások viszont egymástól függetlenek. A tűrésszámításnál a „legrosszabb eset” helyett célszerű a független tűrések legvalószínűbb eloszlását venni alapul. A számítás Monte Carlo-módszerrel hajtható végre. Ugyancsak meg kell vizsgálni a hőmérséklet-változásokkal szemben fennálló érzékenységet. Itt természetesen valamennyi változás korrelációban van.

Az új technológia előretörése

A digitális áramkör területén egyik legérdekesebb új esemény a MOS (fém-oxid-félvezető) tervezérlésű tranzisztorok elterjedése. Technológiájuk egyszerű, kevesebb lépést igényel; helyigényük még a hagyományos tranzisztorokhoz képest is roppant csekély; emellett rendkívül kicsiny teljesítményt fogyasztanak. Utóbbi tulajdonságuk miatt alkalmazásuk memóriaegységekben is számításba vehető. Hátrányuk egyelőre az, hogy működésük viszonylag lassú. Egyéb különleges félvezetőeszközöket, például tunneldiódákat vagy optoelektronikus elemeket egyelőre csak elsősorban, inkább kísérletezési céllal alkalmaznak.

A digitális áramkörökben nem valószínű a teljes szabványosítás, bár vannak olyan berendezések (pl. az Apollo űrhajó számítógépének számítógégsége), amelyet egyetlen alapáramkörrel terveztek meg. Nagyobb jelentősége van az olyan eljárásnak, amely-

ben a félvezetőlemezen létrehozott áramköri elemek adottak, de az összeköttetések mintájának megváltoztatásával különböző áramkörök valósíthatók meg (Master slice).

Az integrált áramkörök elterjedésére jellemző az az adat, hogy az Egyesült Államokban nincs olyan számítógép tervezés alatt, amely ne használna fel integrált áramkört. Integrált áramkörös mérőműszerek (analóg-digitál konverterek), valamint számítógépek már az angol piacon is megjelentek.

Az integrált technológia alkalmazása lineáris áramkörökben az utóbbi esztendőben túljutott a kezdeményezés és kísérletezés korszakán. Ezt jól vissza-tükrözte egyebek között, a mikroelektronika alkalmazásairól 1965-ben Southamptonban megtartott konferencia számos előadása. Bár alapáramkörökben teljes szabványosítás nem várható, bizonyos univerzális építőkövek kialakítására van tendencia. Ilyen pl. egy jó paraméterekkel rendelkező egyenáramú erősítő, valamint a 2—3 tranzistorból álló szélessávú erősítőelem. Az utóbbi mint keskenysávú erősítő is használható, ha frekvencia-meghatározó elemekkel, pl. keramikus szűrővel kombinálják. Ez megkerüli azt a nehézséget, hogy rezonáns körök és induktivitások megvalósítására magán az integrált rendszeren belül még mindig nincsen kielégítő megoldás. (Hangol integrált köröket készítenek speciális esetben mechanikai-elektromos átalakítás felhasználásával.)

A lineáris integrált áramkörök alkalmazásának érdekes példája az Angliában kidolgozott 28 000 csatornás frekvencia szintetizáló berendezés, amelynek mérete 10 köbhüvelyk (165 cm³).

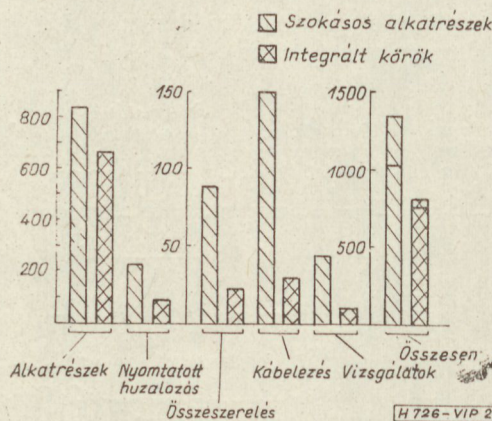
Gazdasági megfontolások alapján erősen foglalkoznak a lineáris integrált körök alkalmazásával tartós fogyasztási cikkekben is. Hollandiában rádiókészülékekben és erősítőkben, japán vállalatok pedig televíziókészülékekben kezdik ezeket alkalmazni.

Gazdasági szempontok

A döntő kérdés kétségtelenül az, hogy a népgazdaság egésze számára előnyös-e az integrált áramkörök bevezetése. Ez nem egyszerűen az áramkörök gyártási költségétől függ. Megtakarítás jelentkezik ugyanis a felhasználó összköltségeiben, ha a karbantartási, javítási költségek és a meghibásodási kiesések okozta károk csekélyek, még akkor is, ha az egyszeri beszerzési költségek magasabbak, mint a hagyományos technológián alapuló berendezésben. A jobb megbízhatóság [3] és a javítási munka egyszerűsödése miatt ezek az előnyök már egy-két év előtt is kimutathatók voltak, amikor az elektronikus berendezések gyártási szintjén költségcsökkenés még

nem jelentkezett. Újabb adatok szerint azonban a berendezések költségeiben is megtakarítás várható, mert az integrált körök alkalmazásával lényegesen egyszerűbbé válik a huzalozás, összeszerelés és bemérés munkája (2. ábra).

Maguknak az integrált áramköröknek az önköltségét eddig még nem lehetett reálisan összehasonlítani a hagyományosan felépített áramkörök költségével, mert a legutóbbi időkig az európai vállalatokban csak kísérleti gyártás folyt, Amerikában viszont az egyébként már jelentős (1965-ben 70 mill. \$) termelés rendkívül sok vállalat között forgácsolódott szét. Ez irreális bevezetési költségeket jelentett. Nagy darabszámú gyártás esetében a bevezetési költségek elenyésznek.



2. ábra. Nagyberendezések gyártási költségei (tetszőleges egységekben)

A számítás kimutatja, hogy egy 10 tranzisztort tartalmazó teljes integrált monolit áramkör gyártása kevesebbe kerül, mint két különálló tranzisztoré. Ezen túlmenő eltolódás várható, ha figyelembe vesszük, hogy a bonyolultabb áramkörök előállítására a költségeket nem növeli lényegesen mindaddig, amíg az áramkör túlságos bonyolultsága nem csökkenti le erősen a kihozatali százalékot. Ez a határ viszont a technológia mindenkori állásától függ és évről évre eltolódik a nagyszámú elemet tartalmazó bonyolultabb áramkörök felé.

I R O D A L O M

1. Valkó Iván Péter: Integrált szilárdtest áramkörök. Híradástechnika, 1965. (XVI.) 309. old.
2. Géher Károly—Gordos Géza—Halász Edit: Hálózatelméleti nyári iskola — Prága. Híradástechnika 1966. (XVII.) 21. old.
3. Valkó Iván Péter: Integrált áramkörök megbízhatósága. HIKI Közlemények, 1965. (5.) 73. old.

EGYESÜLETI HÍREK

Összeállította: VALKÓ PÉTERNÉ

A HTE 1966. OKTÓBER HAVI RENDEZVÉNYEI

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

Alk.	: Alkatrész Sz. o.	Elnök: <i>Dr. Katona János</i>
R-TV	: Rádió és TV Sz. o.	Elnök: <i>Makó Zoltán</i>
Telek.	: Telekommunikáció Sz. o.	Elnök: <i>Nyári György</i>
Váktechn.	: Vákuumtechnikai Sz. o.	Elnök: <i>Dr. Erdélyi János</i>
Aa.	: Alapanyag Sz. o.	Elnök: <i>Dr. Pataky Balázs</i>
Távbb.	: Távbeszélő Sz. o.	Elnök: <i>Budai Lajos</i>

1966. október Szakosztály E L Ő A D Á S

11. <i>kedd</i>	R-TV	<i>Dr. Katona János</i> (HIKI)
16 óra		<i>Bráda Ferenc</i> (HIKI) <i>Balogh Albert</i> (HIKI) Alkatrészek megbízhatósága.

12. <i>szerda</i>	Telek. és R-TV	<i>Szónyi István</i>
17 óra		A klasszikus rádióhírközlő-hálózatok fejlődési perspektívái.

21. <i>péntek</i>	Váktechn.	<i>Dr. Budincsevics Andor</i> (TKI)
17 óra		Integrált áramkörök technológiai kérdései.

25. <i>kedd</i>	Aa.	<i>F. Tóth István</i> (TKI)
15 óra		Négyszögghisztérezis-hurkú ferritek mágneses jellemzőinek mérése és értékelése.

27. <i>csütörtök</i>	Távbb.	<i>Gosztony Géza</i> (BHG) és <i>Rét Andrásné</i> (BHG)
17 óra		Telefon-forgalomutánczás módszerei, elért eredmények.

28. <i>péntek</i>	Váktechn.	<i>Magó Kálmán</i> (TKI)
17 óra		Színes tv-képcső megoldások összehasonlítása. Árnyékoló-maszkos, színvezérlő-huzalrácson, színikiválasztó és fókuszálló huzalrácson, sugárjelzős stb. képcsőtípusok alkalmazási és technológiai kérdései, valamint a perspektivikus fejlesztés iránya.

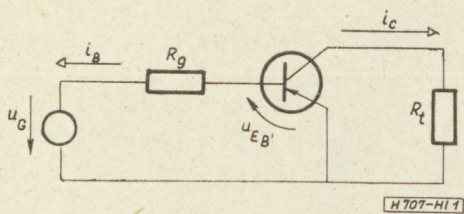
Nagyjelű tranzisztoros erősítők méretezése

ETO 621.375.426 (083.57)

Nagyjelűnek tekintjük azokat az — általában vég-erősítő-fokozatnak alkalmazott — erősítőket, amelyek tervezésénél nem használhatjuk a kisjelű paramétereiket. Ezen erősítőfokozatok elsődleges jellemzője a nagy kivehető teljesítmény, ami termikus meggondolások eredményeként jó hatásfok kialakítását kívánja meg.

A terhelő ellenállást nem az elérhető maximális teljesítményerősítést biztosító, illesztést adó értékre választjuk, hanem a jó hatásfok elérése céljából annál általában sokkal kisebbre. A tranzisztor kimenőoldala így — váltakozó áramúlag — közel-rövidzárban dolgozik.

A következőkben meghatározzuk a közel-rövidzárban dolgozó, R_t kollektorköri ellenállással lezárt (földelt emitteres kapcsolású), egyfrekvenciás és széles-sávú, nagyjelű erősítők kimenőoldali és átviteli jellemzőit numerikus módszerrel.

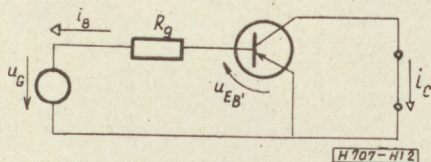


1. ábra. Földelt emitteres erősítő váltakozó áramú jellemzése

A tranzisztor nagyjelű üzemére érvényes elektromos egyenleteit különböző fizikai-geometriai adatokkal és különböző lezárásokkal véve figyelembe, numerikus számítással a méretezés alapját képező grafikonokat állítunk elő, amelyek segítségével a nagyjelű erősítők jellemzői meghatározhatók. A módszer maga ismert [1], rétegtranzisztorokra számításokat azonban eddig még nem végeztek. A számítás menetét és a tervezés céljaira felhasználható legfontosabb grafikonokat a következő alfejezetek tartalmazzák.

1. Alapegyenletek

Numerikus számítás alapjául a 2. ábra áramkörét választjuk. A tranzisztorra vonatkozó alapegyenleteket nagy injekciós szinten érvényes, közelítő formájukban [2] írjuk fel. Elhanyagoljuk a felületi áramo-



2. ábra. A számítás alapjául szolgáló áramkör

kat, a rekombinációs-generációs áramot, továbbá a kisebbségi hordozókra vonatkozó élettartam és diffúziós állandó függését az injekciós szinttől. Mind-ezen elhanyagolások szokásosak és kimutatható, hogy az áramegyenleteket alig befolyásolják. Kis injekciós szinten $\beta_t = 50$ átlagos értéket veszünk figyelembe, ez a választás az általánosságot csorbítja, de szintén lényegtelen hibát okoz a nagyjelű vezérlésnél.

Az emitteráramot az emitter lyuk- és elektronáram összegeként vesszük figyelembe, a kollektoráramot a kollektor lyukáram adja:

$$i_E = i_{Ep} + i_{En}, \quad (1)$$

$$i_C = i_{Cp}. \quad (2)$$

(A nagybetűs indexű kisbetűs jelölés a pillanatértékre utal.)

Az áramösszetevők értéke alacsony frekvencián:

$$i_{Ep} = I_{E0}^{**} \frac{1}{B} \left[\frac{2}{n^2} \left(\sqrt{1 + n^2 \exp \frac{u_{EB'}}{U_T}} - 1 \right) - (1 - B) \right], \quad (3)$$

$$i_{En} = I_{E0}^{**} \frac{1}{\beta_n} \left(\exp \frac{u_{EB'}}{U_T} - 1 \right), \quad (4)$$

$$i_{Cp} = I_{E0}^{**} \left[\frac{2}{n^2} \left(\sqrt{1 + n^2 \exp \frac{u_{EB'}}{U_T}} - 1 \right) + \left(\frac{1}{B} - 1 \right) \right], \quad (5)$$

ahol:

$$I_{E0}^{**} = A_E \frac{qD_p n_i^2}{N_d L_p \text{sh } w/L_p} \eta,$$

$$B = \frac{1}{\text{ch } w/L_p},$$

$$\beta_n = \frac{\gamma_E L_n E}{\gamma_B L_p \text{sh } w/L_p},$$

$$n = 2n_i/N_d.$$

(Az I_{E0}^{**} kifejezésben szereplő η tényező értéke 1—2 között változik (pl.: [2], [3]) az injekciós szint függvényében. A továbbiakban $\eta = 1$ közelítéssel élünk, ami a pontosságot észrevehetően nem rontja.)

A soros ellenállások feszültségeseésének figyelembevételéhez a hurokegyenlet (2. ábra):

$$u_G = u_{EB'} - (i_{Ep} + i_{En} - i_{Cp})(R_G + r_{bb'}), \quad (6)$$

ahol az $r_{bb'}$ bázisellenállás az injekciós szint függvényében a következő formába írható [3]:

$$r_{bb'} = \frac{4r_{10}}{3 + \sqrt{1 + n^2 \exp \frac{u_{EB'}}{U_T}}} + r_2. \quad (7)$$

A (7)-ben szereplő r_{10} , a kis injekciós szinten jelentkező „belső” bázisellenállás értéke [4] alapján:

$$r_{10} = \frac{1}{8\pi w \gamma_B}, \quad (8)$$

az r_2 „külső” bázisellenállás pedig:

$$r_2 = \frac{1}{2\pi \gamma_B} \left(\frac{1}{w_1} \ln \frac{r_C}{r_E} + \frac{1}{w_2} \ln \frac{r_B}{r_C} \right) \quad (9)$$

alakban adható meg.

2. Normálás

Áramegységnek választjuk az i_{CP} együtthatóját:

$$\frac{2I_{E0}^{**}}{n^2} \doteq 1, \quad (10)$$

a feszültségegység pedig célszerűen a hőmérsékleti feszültség:

$$U_T \doteq 1, \quad (11)$$

következőleg az ellenállasegység:

$$\frac{U_T n^2}{2I_{E0}^{**}} = 1. \quad (12)$$

Mennyiségi értékeket illetően — példaként — a következőt mondhatjuk: legyen

$$n = 1/10,$$

ami az esetek 90%-ában helytálló, eltérő érték esetén korrekció vehető. TUNGSRAM OC 1071 tranzisztorra $I_{E0}^{**} \cong 10 \mu\text{A}$, így az áramegység:

$$\frac{2 \cdot 10}{10^{-2}} \mu\text{A} = 2 \text{ mA} \doteq 1.$$

A feszültségegység szobahőmérsékleten: $26 \text{ mV} \doteq 1$, következőleg:

$$13 \Omega \doteq 1,$$

A (3)—(5) áramegyenletek normált alakja:

$$y_1 = \frac{i_{EP}}{2I_{E0}^{**}} + \frac{n^2}{2} \left(\frac{1}{B} - 1 \right) = \frac{1}{B} (\sqrt{1 + n^2 \exp x_E} - 1), \quad (3a)$$

$$y_2 = \frac{i_{En}}{2I_{E0}^{**}} = m (\exp x_E - 1), \quad (4a)$$

$$y_3 = \frac{i_{CP}}{2I_{E0}^{**}} - \frac{n^2}{2} \left(\frac{1}{B} - 1 \right) = \sqrt{1 + n^2 \exp x_E} - 1, \quad (5a)$$

ahol:

$$m = \frac{n^2}{2\beta_n},$$

$$x_E = \frac{u_{EB'}}{U_T}.$$

A normált (6) hurokegyenlet pedig:

$$x_G = x_E - (y_1 + y_2 - y_3) \cdot \left(\varrho_1 \frac{4}{3 + \sqrt{1 + n \exp x_E}} + \varrho_2 \right), \quad (6a)$$

ahol továbbá:

$$x_G = \frac{u_G}{U_T},$$

$$\varrho_1 = \frac{r_{10}}{U_T n^2},$$

$$\varrho_2 = \frac{R_G + r_2}{2I_{E0}^{**}}.$$

valamint $(y_1 - y_3)$ -ből az $n^2(1/B - 1)$ tagot elhanyagoltuk.

Az elektronáram normált együtthatójának tipikus értéke:

$$m = (1 - 10) \cdot 10^{-6}.$$

Számításainknál $m = 3 \cdot 10^{-6}$ -ból indultunk ki, de számoltunk görbéket $m = 1 \cdot 10^{-6}$ és $m = 10 \cdot 10^{-6}$ esetére is.

Mint tipikus értéket, $r_{10} = 26$ ohmot, azaz $\varrho_1 = 2$ értéket választottuk. Általában r_2 sem kisebb 26 ohmnál, így a

$$\varrho_2 = 2, 10, 30, 100$$

értékkészlettel számoltunk. $\varrho_2 = 2$ jelenti a feszültség-generátoros vezérlést, $\varrho_2 = 100$ gyakorlatilag végtelen generátorellenállást, áramgenerátoros vezérlést jelent. A nagyáramos szakaszon a $\varrho_2 = 30$ és $\varrho_2 = 100$ mellett adódó relatív értékekben jelentős különbséget sok vonatkozásban nem kaptunk. Ebben a rövidített leírásban a $\varrho_2 = 2$ és $\varrho_2 = 30$ -hoz tartozó grafikonokat közöljük.

3. A számítás menete, eredménye

Az előző pontban összefoglalt egyenletekkel és értékekkel jellemzett tranzisztorra a numerikus számításokat olyan

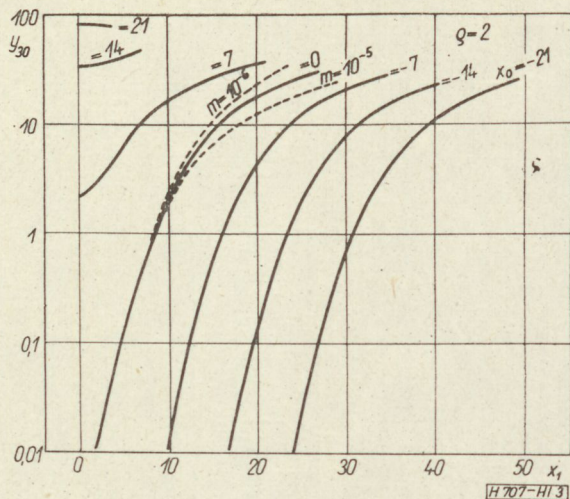
$$x_G = x_0 + x_1 \cos \omega t \quad (13)$$

normált generátorfeszültség-tartományra végeztük el, ami $y_3 \leq 120$ értéket eredményez. $x_0 = 0$ érték az egyenáramú előfeszítéstől mentes vezérlésmódot jelent, $x_0 < 0$ záróirányú, $x_0 > 0$ nyitóirányú egyenfeszültségű előfeszítést jelent. A tranzisztor nagyjelű viselkedését elsősorban az $x_0 \leq 0$ tartományban vizsgáltuk, ez az a terület ugyanis, ahol egyéb számítási módszerekkel igen nehéz eredményt elérni.

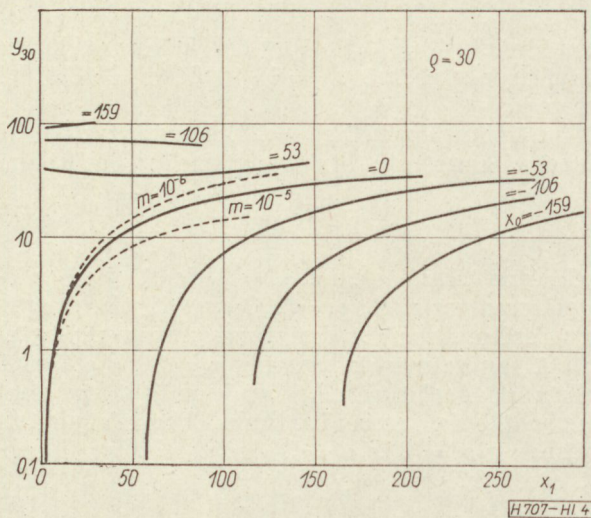
A kimenőáramot Fourier-sor alakjában írjuk fel:

$$y_3 = y_{30} + y_{31} \cos \omega t + y_{32} \cos 2\omega t + y_{33} \cos 3\omega t + \dots$$

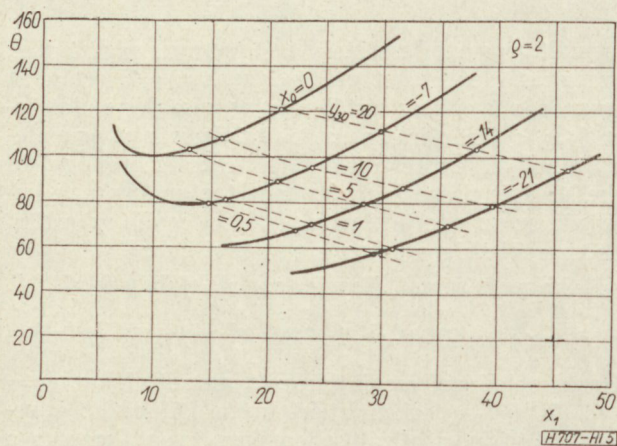
A számológéppel meghatározott amplitúdókat $m = 3 \cdot 10^{-6}$ (+ variációk) értékre, a különböző ϱ_2 generátorköri normalizált ellenállásra vonatkozólag a következő grafikonokon közöljük (3—15. ábra).



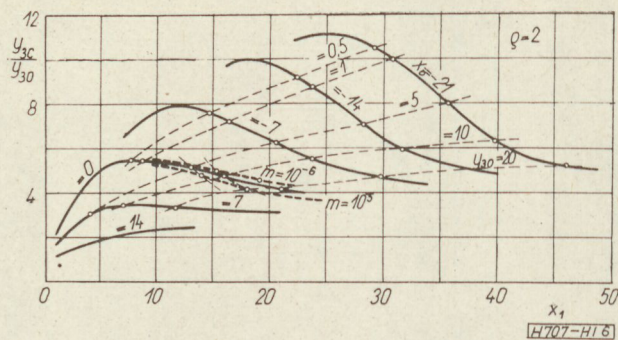
3. ábra. Normalizált egyenáram $q_2 = 2$ esetében



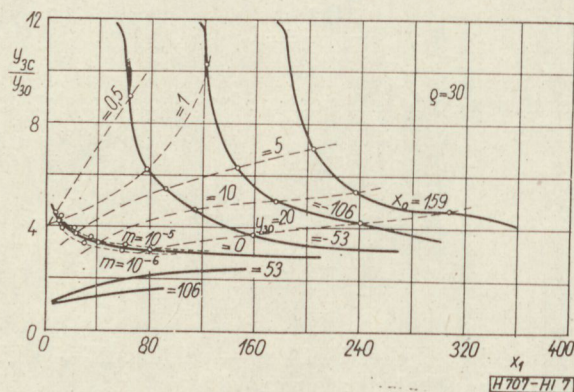
4. ábra. Normalizált egyenáram $q_2 = 30$ esetében



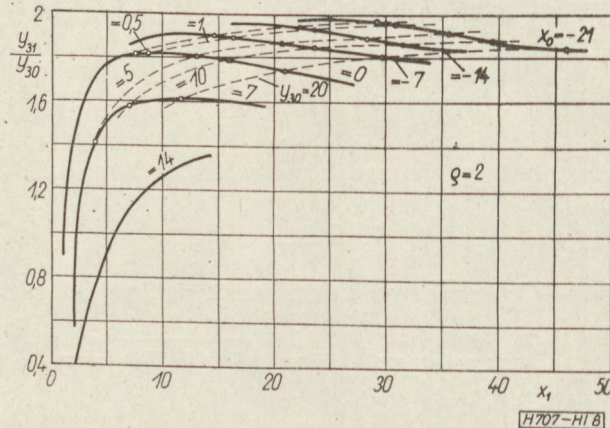
5. ábra. A folyási szög értéke $q_2 = 2$ esetében



6. ábra. A csúcsáram egyenáramra vonatkoztatott értéke $q_2 = 2$ esetében



7. ábra. A csúcsáram egyenáramra vonatkoztatott értéke $q_2 = 30$ esetében

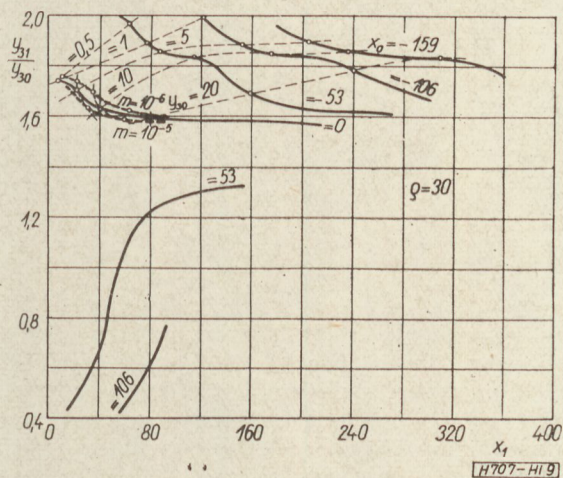


8. ábra. Az egyenáramra vonatkoztatott alapharmonikus $q_2 = 2$ esetében

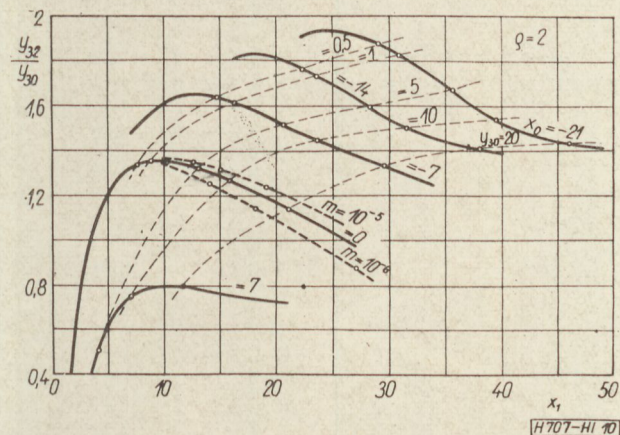
Legelőször adjuk y_{30} abszolút értékét az egyenfeszültségű előfeszítés paraméterezésével a váltakozó vezérlő feszültségamplitúdó függvényében. A további áramösszetevő amplitúdókat y_{30} -ra normálva, relatív értékben adjuk (6–13. ábra). y_{3c} jelenti a ($t = 0$ időpillanatban jelentkező) csúcsáramot, ismerete fontos a tranzistor csúcsáram-igénybevételének meghatározása céljából.

A további grafikonok az alap- és első három felharmonikus relatív amplitúdóját tartalmazzák. Önmagában is felrajzoltuk (14–15. ábra) az alapharmonikus és vezérlőjel közötti összefüggést a linearitás tanul-

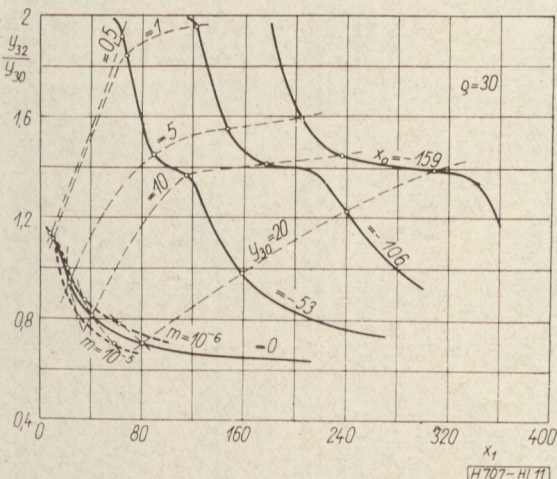
mányozására, valamint a folyási szög (5. ábra) értékét ($\varrho_2 = 2$ -re). Ez utóbbi értelmezésénél figyelembe kell azt venni, hogy — mivel valamekkora kollektoráram mindig folyik — a folyási szög meghatározása céljából a kimenő áramgörbét a legjobban közelítő szinuszszelettel helyettesítettük.



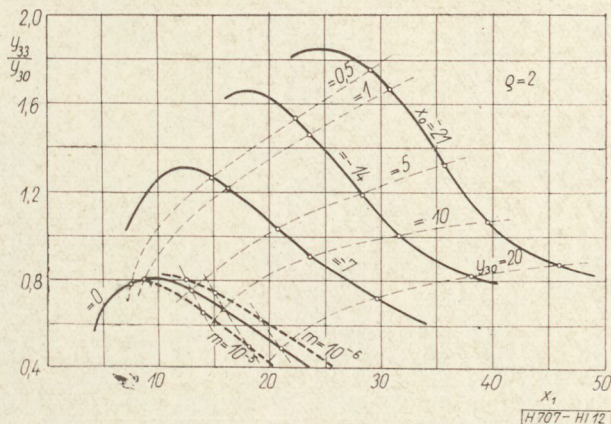
9. ábra. Az egyenáramra vonatkoztatott alapharmonikus $\varrho_2 = 30$ esetében



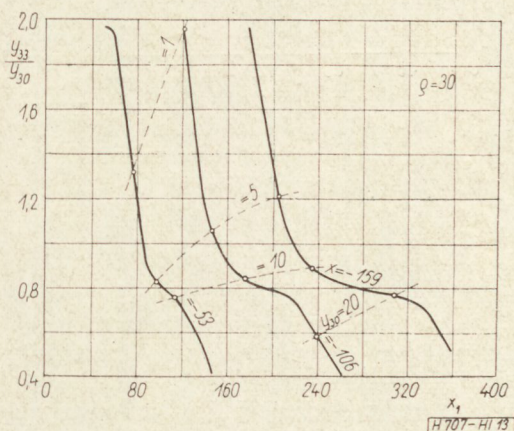
10. ábra. Az egyenáramra vonatkoztatott második harmonikus $\varrho_2 = 2$ esetében



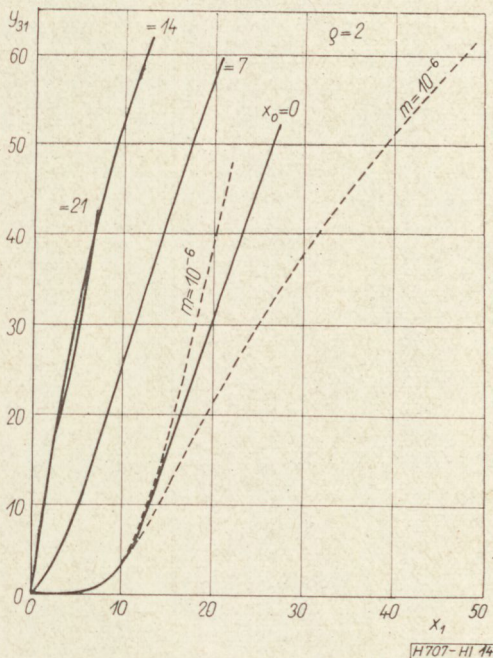
11. ábra. Az egyenáramra vonatkoztatott második harmonikus $\varrho_2 = 30$ esetében



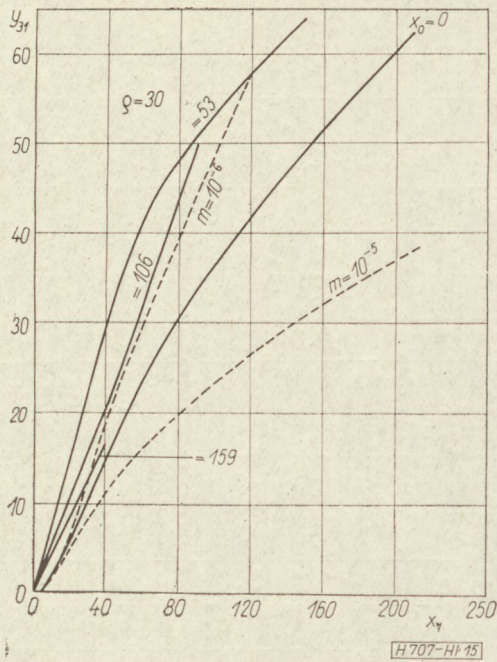
12. ábra. Az egyenáramra vonatkoztatott harmadik harmonikus $\varrho_2 = 2$ esetében



13. ábra. Az egyenáramra vonatkoztatott harmadik harmonikus $\varrho_2 = 30$ esetében



14. ábra. Az alapharmonikus normalizált értéke $\varrho_2 = 2$ esetében



15. ábra. Az alapharmonikus normalizált értéke $\rho_2 = 30$ esetében

4. Egyfrekvenciás nagyjelű erősítők

Egyfrekvenciás nagyjelű erősítőnek nevezzük azt a viszonylag nagy kimenőteljesítményt leadó fokozatot, melynek kimenőkörében a terhelőellenállás — egyetlen frekvencia kivételével — a teljes frekvenciasávban közel zérusértékű. Az elnevezés a szokásoshoz képest nagyobb általánosítást jelent: általában egyfrekvenciás erősítő alatt olyan fokozatokat értünk, melyeknél a vezérlőjel frekvenciája és a kimenőjel frekvenciája megegyezik. Jelen cikkben — az analóg tárgyalásmódra való tekintettel — a frekvenciasokszorozókat is e fogalomkörbe foglaljuk, bár ezeknél a kimenőjel frekvenciája a bemenővel nem azonos, hanem annak kis egész számú többszöröse.

A kimenőkörben alkalmazott rezgőkör a kimenőjel frekvenciáján R_t terhelőellenállást képvisel. U_t alkalmazott telepfeszültségnél, y_{30} normált kimenőköri egyenáram mellett a fokozat által felvett teljesítmény félig normált értéke:

$$P_t = U_t y_{30}, \tag{14}$$

amiből az

$$I_1 = \frac{2I_{E0}^{**}}{n^2}$$

áramegységgel szorozva kapunk valóságos teljesítményt:

$$(P_t)_{val} = U_t \cdot y_{30} \cdot I_1.$$

A kimenőkör frekvenciáján jelentkező áramamplitúdó: y_{3i} , ahol $i = 1$ a nagyjelű erősítőknél, $i = 2, 3, 4, \dots$ a frekvenciasokszorozóknál.

A váltakozó feszültség amplitúdója:

$$u_i = R_t y_{3i},$$

ahol természetesen $u_i \leq U_t$. Legyen:

$$\frac{u_i}{U_t} = \varphi.$$

φ a feszültségkivezérlési viszony. Értéke kisebb egynél, túlvezérlés elkerülése céljából általában kisebb 0,8-nál:

$$\frac{u_i}{U_t} = \varphi < 1.$$

A hasznos teljesítmény:

$$P_h = \frac{u_i y_{3i}}{2}, \tag{15}$$

a hatások pedig:

$$\frac{P_h}{P_t} = \frac{1}{2} \cdot \frac{y_{3i}}{y_{30}} \cdot \varphi. \tag{16}$$

Az y_{3i}/y_{30} optimális értéke 2, így az elérhető hatások kisebb-egyenlő φ -vel.

A fokozat erősítésjellemzőinek meghatározását az előzőek alapján a következőképpen végezzük: először meghatározzuk a rendelkezésre álló generátor-ellenállást, ebből ρ_2 -t, továbbá i értékét. Ezek ismeretében az y_{3i}/y_{30} grafikonokból kiválasztható a megfelelő.

Következő lépésben felvesszük az egyenfeszültségű előfeszítést, azaz x_0 -t. $i = 1$ esetében általában $x_0 = 0$ is elegendően jó hatásokot biztosít, $i > 1$ esetében célszerű záróirányú egyenfeszültségű előfeszítést alkalmazni.

y_{3i} szükséges értéke számolható:

$$y_{3i} = \frac{u_i}{R_t} = \frac{U_t}{R_t} \varphi.$$

x_0 kiválasztása után a grafikonokból y_{3i} fenti értéke kikereshető, ha figyelembe vesszük, hogy:

$$y_{3i} = \frac{y_{3i}}{y_{30}} y_{30}.$$

A grafikonokból kísérletileg választott x_1 -hez meghatározzuk az y_{3i}/y_{30} viszonyt (ezt lehetőleg olyan x_1 -re végezzük el, amelynek környezetében y_{3i}/y_{30} viszonylag állandónak tekinthető). Majd ezen y_{3i}/y_{30} értékkel (ami a 0...2 intervallumban változhatik) a fenti összefüggésből kiszámoljuk y_{30} -t, a grafikonokból az ehhez tartozó x_1 -et. Ha ez utóbbi megegyezik a kísérletileg felvett értékkel, akkor készen vagyunk, ha nem, akkor újonnan felvett x_1 -gyel határozzuk meg az y_{3i}/y_{30} viszonyt, sít. x_1 felvett értékét addig módosítjuk, amíg végeredményként a kiindulóértéket kapjuk vissza.

x_1 így meghatározott értéke adja a kivezérléshez szükséges relatív feszültségamplitúdót, amelynek ismeretében az y_{3c} görbékből ellenőrizzük, hogy a fel lépő csúcsáram nem haladja-e meg az alkalmazott tranzisztorra megengedett értéket, majd kiszámoljuk a valóságos hatásfokot, a tranzisztor disszipációs teljesítményét, ami a termikus méretezéshez szükséges adat. Így az összes szükséges adat a rendelkezésünkre áll.

Felmerülhet az erősítő linearitásának kérdése (első sorban erősítőknél, f. ekvenciasokszorozóknál ritkán!);

vajon a bemenőjel függvényében hogyan változik a kimenőáram alapharmonikusa, azaz a kimenőfeszültség. Erre az y_{31} görbék (14—15. ábra) adnak felvilágosítást, amelyekből általános következtetésként megállapítható, hogy jó linearitást az áramgenerátoros vezérlésmód biztosít.

5. Szélessávú nagyjelű erősítők

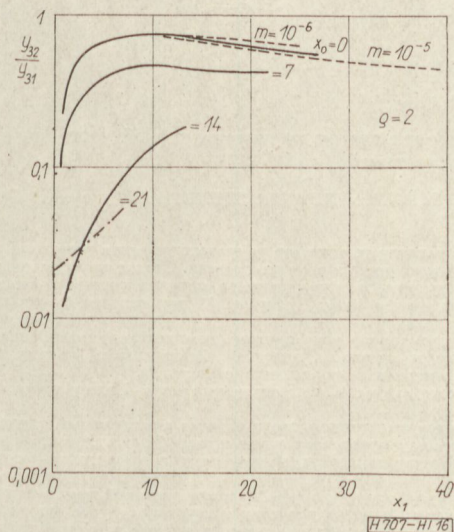
A nem egyfrekvenciás nagyjelű erősítők kimenő-körében — viszonylag széles frekvenciasávban állandó értéket mutató — terhelőellenállás van alkalmazva, így azon nemcsak a vezérlőjel frekvenciájával vagy annak többszörösével, hanem a vezérlőfrekvenciás és annak többszörösével egyenlő frekvenciás feszültség jelenik meg egy időben. Ilyen erősítőknél általában követelmény a ki- és bemenőjel arányossága, tehát a vezérlőjel frekvenciájának többszörösei a kimenőjel felesleges, távoltartandó hányadát adják.

A következő (16—19.) ábrákon az alapharmonikus-hoz viszonyított 2—3. harmonikus áramösszetevőt rajzoltuk fel különböző q_2 és $x_0 \cong 0$ értékekre. (A harmonikusok fázisát is jelöltük: a folytonos, ill. szakadozott vonallal rajzolt harmonikusok $t = 0$ -nál pozitív, az eredményvonallal rajzoltak negatív szélső értéket vesznek fel.) A különböző vezérlésmódokban jelentkező nemlineáris torzítás a fenti ábrákból közvetlenül kiértékelhető akár egy-, akár ellenütemű erősítőtípus alkalmazása esetében.

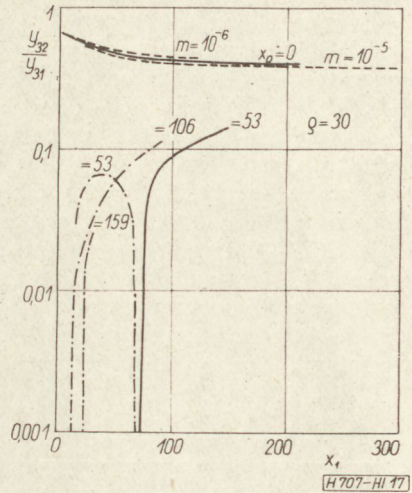
Megjegyezzük, hogy felharmonikus görbéink a jellegzetes, durva torzítások meghatározására alkalmasak, kis torzítás esetében nem mindig adnak jó eredményt. Következik ez a számításához felvett közelítések és a számológép eredményeinek pontatlansága hatásából, továbbá nem szabad elfelejteni, hogy a felhasznált tranzisztorok egyéni jellemzőit az átlaghoz illesztett egyenletek soha nem fejezik ki pontosan.

6. Mérési eredmények

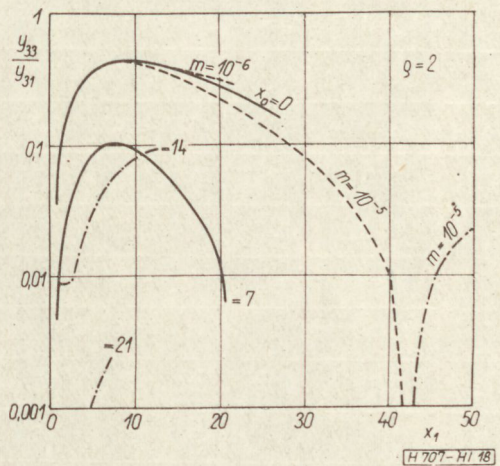
A nagyjelű erősítők méretezésére szolgáló grafikonok alkalmazhatóságát az 1. ábra szerinti kapcsolatban vizsgáltuk. Mérési eredményeket $x_0 = 0$, pontosabban $U_{E0} = 0$ esetre közlünk. A bemeneten al-



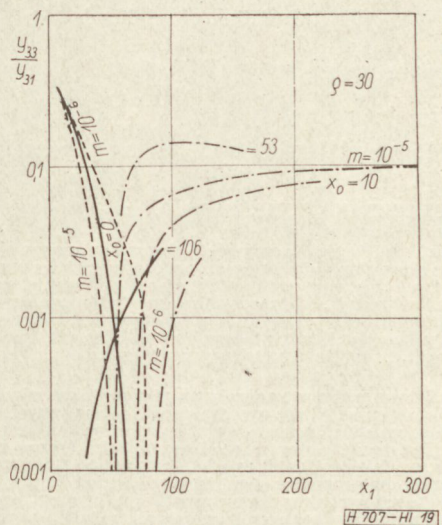
16. ábra. Az alapra vonatkoztatott második harmonikus $q_2 = 2$ esetében



17. ábra. Az alapra vonatkoztatott második harmoniku $q_2 = 30$ esetében



18. ábra. Az alapra vonatkoztatott harmadik harmonikus $q_2 = 2$ esetében



19. ábra. Az alapra vonatkoztatott harmadik harmonikus $q_2 = 30$ esetében

kalmazott kis belső ellenállású generátor és a fojtótekeres mind váltakozó, mint egyenáramú szempontból zérus generátorellenállást biztosít. A kimenőrezgőkör 50 kHz (kb. $\omega_T/10$) frekvenciára volt hangolva. A mérés első fázisában $R_0 = 80$ ohm terhelő ellenállást valósítottunk meg, ami praktike rövidzárt jelent. Az így mért értékeket az 1. táblázat tartalmazza. Feltüntetjük a grafikonokból kiolvasott és négy TUNGSRAM OC 1071 típusú tranzisztorpéldányon mért értékeket. A számolt értéktől való eltérés $y_{30} = 0,5$ esetében elhanyagolható, $y_{30} = 5$ esetében sem jelentős, de látható, hogy az egyéni tranzisztorjellemzők (mint r_{bb} , m , n stb.) jobban befolyásolnak.

1. táblázat

Nagyjelű vezérlés jellemzői

	számolt		t_1	t_2	t_3	t_4
			mért			
	$\varrho_2 = 2 \quad \varrho_2 = 10$		$R_G = 0$			
	$y_{30} = 0,5; \quad x_0 = 0$		$I_C = 1 \text{ mA}; \quad U_{E_0} = 0$			
x_1	7,6	7,6	7,3	7,0	7,0	7,0
y_{31}/y_{30}	1,815	1,78	1,81	1,75	1,75	1,81
y_{32}/y_{30}	1,33	1,25	1,31	1,25	1,25	1,25
y_{33}/y_{30}	0,78	0,68	0,75	0,75	0,70	0,75
	$y_{30} = 5; \quad x_0 = 0$		$I_C = 10 \text{ mA}; \quad U_{E_0} = 0$			
x_1	13	17	14	15,3	14	14,7
y_{31}/y_{30}	1,81	1,72	1,69	1,69	1,75	1,69
y_{32}/y_{30}	1,32	1,12	1,0	1,0	1,06	1,02
y_{33}/y_{30}	0,75	0,48	0,42	0,47	0,5	0,52

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.394.32 : 621.396.22

Dr. Györy T.:

Amplitúdómodulált rádiótávíróadás rendszerelméleti alapjai

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 9. sz.

A különböző rádiótávíró üzemmódok tárgyalása azonos alapelvek és modulációs séma alapján lehetséges. A cikk ismerteti az amplitúdó- és fázistorzítással bíró rendszerek katekterisztikus elemi jel torzításának új számítási módszerét. Al 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 eltorzul. A cikk meghatározza az elemi jel torzítást, 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 fázisspektrumát, a komplex átviteli tényező hatását és az adás teljesítményét (III. rész).

A mérés második fázisában R_0 értékét megnöveltük oly mértékben, hogy $\varphi > 0,9$ feszültségkivezést kapjunk. Változatlan x_1 mellett — a különböző esetekben különböző mértékű, de soha nem nagyobb, mint — 5—12% csökkenést mértünk az I_C egyenáramban és a várhatóhoz képest hasonló mértékben kisebb kimenő váltakozó feszültséget kaptunk. A kis R_0 -hoz tartozó y_{31}/y_{30} viszony mért értéke a mérési hibahatáron belül visszaállítható volt a bemenőfeszültség 5—10 mV-os növelésével, amellyel tehát a tranzisztor véges kimenőellenállásának a hatását kompenzáltuk. Ezzel — részben — igazoltnak tekinthető a tranzisztor véges kimenőellenállásának elhanyagolható volta.

Végül köszönetemet fejezem ki a KGM Híradásipari Igazgatóságának a számológépes munka anyagi fedezetének biztosításáért, a Híradástechnikai Kutató Intézet vezetőinek a szükséges mérések elvégzésének lehetővé tételéért, személy szerint dr. Valkó Iván Péter egyetemi tanárnak számos hasznos tanácsáért és Koppány Levente villamosmérnöknek a számológépes munka lebonyolításának szervezéséért.

IRODALOM

- [1] W. Newel—L. Depian—A. Milnes: Frequency characteristics of a semiconductor rectifier at voltages greater than kT/q . IRE Trans. on ED. 6. 125—132. (1959. ápr.)
- [2] Házman István: Diffúziós működésű tranzisztorok jellemzése, nagyjelű erősítők méretezése. 1966. Kandidátusi értekezés.
- [3] N. Meyer: On the variation of transistor small-signal parameters with emitter current and collector voltage. J. of El. and Control. 4. 4. 305—334. (1958. ápr.)
N. Meyer: Supplementary note to the paper: „On the variation . . .”. J. of El. and Control. 6. 329—337. (1959.)
- [4] J. Early: Design theory of junction transistors. Bell STJ. 32. 6. 1271—1312. (1953. nov.)

Обобщения

ДК 621.394.32:621.396.22

Д-р Т. Дьёри:

Основы теории систем радиотелеграфной передачи с амплитудной модуляцией

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 9.

Изложение различных режимов радиотелеграфования возможно на основе идентичных принципов и схем модуляции. Статья трактует новый метод расчёта характерного элементарного сигнала систем имеющих искажения амплитуды и фазы. В режиме А1 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 с Часть 1). Исмытывается режим А2 с точек зрения части I для режима А1 (Часть II).

Функция передачи однополосного режима с модуляцией одним элементарным сигналом определяется для систем без искажений фазы. Огибающая сигнала искажается в зависимости коэффициента модуляции и асимметрии сигнала. Определяется искажение элементарного сигнала, передача с кософ симметричной характеристикой предложенной Науковством, 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).

ETO 621.375.7.001.24

Szabó Z.:

Változó kapacitású, reflexiós típusú parametrikus erősítők tervezése II. rész.

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 9. sz.

A cikk foglalkozik a reflexiós típusú parametrikus erősítők pumpletjesítmény szükségletével. A szerző megvizsgálja a teljesítményváltozás, illesztetlenség és hőfokingadozás hatását az erősítő erősítésére és frekvenciájára. A számítások megkönnyítésére diagramokat közöl. Végül egy adott erősítőre konkrét számítási példát dolgoz ki.

ETO 621.3.049.7—111:621.382.334

Dr. Valkó I. P.:

Újabb fejlődés az integrált áramkörök területén

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 9. sz.

A cikk ismerteti az integrált áramkörök területén az utóbbi időben bekövetkezett gyors fejlődést. Röviden tárgyalja a hibrid technológiát, a monolit technológiát, továbbá az áramkör tervezés főbb szempontjait. Végül az integrált áramkörök gazdaságosságának kérdésével foglalkozik.

ETO 621.375.426(083.57)

Házman I.:

Nagyjelű tranzisztoros erősítők méretezése

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 9. sz.

A cikk a diffúziós tranzisztorok nagyjelű erősítőikben való alkalmazásának jellemzésére szolgáló grafikonok gyűjteményét tartalmazza és ismerteti ezen grafikonok numerikus kiszámolásának és alkalmazásának módszerét. Az irodalomban először kísérli meg tranzisztoros, nagy jelű hangolt erősítők és frekvenciasokszorozók méretezésének elméleti tárgyalását az említett grafikonok alkalmazásán keresztül. A szerző bemutatja a különböző idealizálásokkal számított grafikonok használhatóságát a mérési eredményekkel való egybevetés útján. Bár a mérések során csak a közönséges, kis felületű diffúziós tranzisztoron mért és a számított eredményeket veti egybe, a grafikonok használhatósága koránt sincs erre korlátozva. Jó eredménnyel használhatók a grafikonok a legkülönbözőbb diffúziós, valamint a drift-tranzisztorokhoz is, mivel ezek vezérlési karakterisztikái is közel azonos összefüggésekkel írhatók le. A konkrét típusra érvényes normálási szabályokat a szövegben, a számítógépes eljárás részleteit pedig a függelékben adja meg.

Zusammenfassungen

DK 621.394.32 : 621.396.22

Dr. T. Györy:

Systemtechnische Grundlagen der amplitudenmodulierten Radiotelegraphiesendung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 9.

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 Empfanges, 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 asymmetrischem 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.)

DK 621.375.7.001.24

3. Сабо:

Проектирование параметрических усилителей отражательного типа переменной емкости. Часть II.

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 9.

Определяется потребность насосной мощности параметрических усилителей отражательного типа. Испытываются влияние изменения мощности, рассогласованности и колебаний температуры на усиление и частоту усилителя. Даны графики для облегчения расчета. Наконец разработан конкретный пример.

DK 621.3.049.7—111:621.382.334

Д-р И. П. Валко:

Новые прогрессы в области интегрированных цепей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 9.

Излагается быстрый прогресс в области интегрированных цепей в последнее время. Кратко описываются гибридная технология, монолитная технология, дальше основные точки зрения проектирования цепей. Наконец трактуются экономические вопросы цепей.

DK 621.375.426(083.57)

И. Хазман:

Проектирование усилителей больших сигналов на транзисторах

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 9.

Статья содержит сборник графиков для определения применения дрейфовых транзисторов в усилителях больших сигналов и излагает метод расчета и применения этих графиков. В первый раз в литературе попробована теоретическое изложение проектирования настроенных усилителей и умножителей частоты больших сигналов на транзисторах с помощью данных графиков. Показывается пригодность графиков, вычисленных графиками с различными идеализациями, по сравнению измеренными результатами. Хотя сравнение вычисленных и измеренных результатов было исполнено только на простых дрейфовых транзисторах с малой поверхностью, применение графиков не ограничивается только на эту область. Графики могут быть применены с хорошими результатами на различные типы диффузионных транзисторов, а также дрейфовых транзисторов, так как характеристики управления этих описываются тоже приблизительно аналогичными соотношениями. Правила нормирования конкретных типов даны в тексте, а процедуры для вычислительных машин в приложении.

Summaries

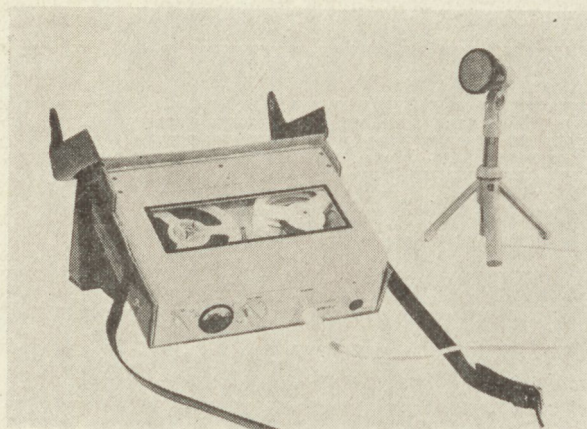
UDC 621.395.32 : 621.396.22

Dr. T. Györy:

Basic Principles of the System Theory of Amplitude Modulated Radio Telegraphy

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 9.

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 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.)

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 $\pm 2\%$.

Frekvenciartomány: 60 Hz — 10 kHz.

Behallgatás: fejhallgatóval vagy saját hangszóróval.

A készülék áramellátását 6 db 1,5 V-os Góliát rúdelem 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 telepegység 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 tranzistorizált 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 paramétereit az üzembiztonságot tekintve az elérhető legjobbakat nyújtja.

Minden erősítője teljesen tranzistorizált.

A blokkrendszert — 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 gyorstekercselés-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.

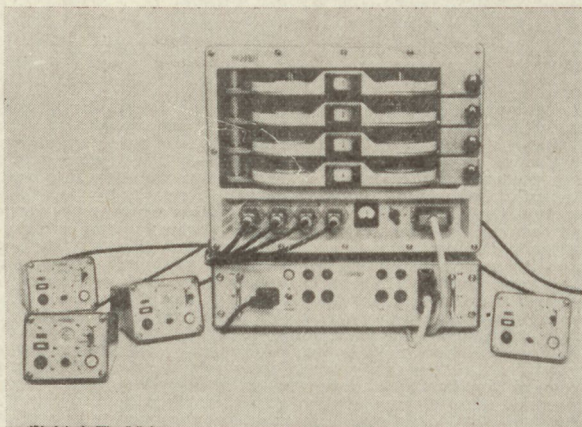
Teljesítményfelvétel: 160 W.

A készülék súlya futóművel, erősítővel 73 kg.

Méretek: 870 × 565 × 420 mm.

Állvánnyal: 870 × 565 × 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 lekapcsolódnak.

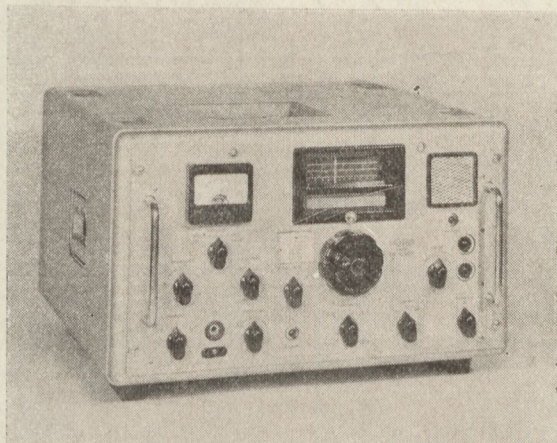
Mechanikai kivitele lehetővé teszi a szállíthatóságot és gépkocsiba való beépítését.

A készülékhez max. 130 mm átmérőjű orsók használhatók.

Szalagsebessége: 9,5 cm/mp $\pm 3\%$.

A készülék teljesítményfelvétele: a hálózathoz kb. 160 VA.

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 kvarevezérlésű állásban tetszőlegesen választhatunk a 6 db beépített kristályoszillátor frekvenciája között.

Az egyes kvarekristályok könnyen cserélhetők a készülék kidobozolása nélkül is.

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

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

Kétféle üzemmódban működtethető:

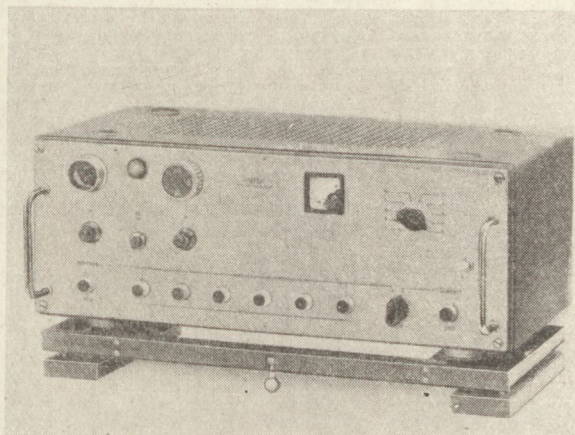
1. *Antennaelosztó erősítő* üzemmódban lehetővé teszi több vevő egyidejű üzemeltetését egy antennáról a 20...100 MHz-es frekvenciatartományban.

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**

DK 621.3757.001.24

Z. Szabó:

Entwurf parametrischer Verstärker vom Reflexionstyp mit Varaktoren (Teil II.)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 9.

Der Artikel erörtert den Pumpenleistungsbedarf des parametrischen Verstärkers vom Reflexionstyp. Es werden die Einflüsse der Leistungsänderung, der Fehlanpassung und Temperaturschwankung auf die Verstärkung der Verstärker untersucht. Zur Erleichterung der Berechnungen werden Diagramme gegeben und zuletzt wird ein konkreter Berechnungsbeispiel für einen gegebenen Verstärker ausgearbeitet.

DK 621.3.049.7—111:621.382.334

Dr. I. P. Valkó:

Neue Entwicklungen auf dem Gebiete der integrierten Stromkreise

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 9.

In dem Artikel werden die in den letzten Zeiten stattgefundenen raschen Entwicklungen auf dem Gebiete der integrierten Stromkreise erörtert. Es werden kurz die Hybridtechnologie, monolithische Technologie und die wichtigsten Gesichtspunkte des Stromkreislösungsbeschriebes beschrieben. Zuletzt wird es mit den ökonomischen Fragen der integrierten Stromkreise beschäftigt.

DK 621.375.426(083.57)

I. Házman:

Entwurf von Grosssignaltransistorverstärker

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 9.

Dieser Artikel enthält eine Diagrammsammlung, die zur Charakterisierung der Anwendung der Diffusionstransistoren in den Grosssignalverstärkern dient und erörtert die Methode der numerischen Berechnung und Anwendung jener Diagramme. In der Literatur wird zuerst versucht die theoretische Diskussion des Entwurfes der abgestimmten Grosssignal-Transistorverstärker und Frequenzvielfacher durch die Anwendung der erwähnten Diagramme. Der Verfasser macht die Anwendbarkeit der mit verschiedenen Idealisierungen ausgerechneten Diagramme durch die Vergleichung der Messergebnisse bekannt. Zwar werden nur die auf Kleinpegel-Diffusionstransistoren gemessenen und ausgerechneten Ergebnisse verglichen, ist die Anwendbarkeit der Diagramme durchaus nicht darauf beschränkt. Die Diagramme sind auch gut verwendbar für die verschiedenen Diffusions- und Drifttransistoren, weil die Steuerungscharakteristiken derselben mit fast identischen Zusammenhängen beschreibbar sind. Die Normalisierungsregeln, die für die konkreten Typen gültig sind, werden in dem Text, die Einzelheiten des Verfahrens mit Rechenmaschine in dem Abhang gegeben.

CDU 621.394.32 : 621.396.22

Dr. T. Györy:

Bases de la théorie des systèmes de radiotélégraphie

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 9.

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 ayant 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 calculées (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 la manipulation de la fréquence d modulation (partie III).

CDU 621.375.7.001.24

Z. Szabó:

Projet des amplificateurs paramétriques à réflexion avec capacités variables. (Partie II.)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 9.

L'article traite le besoin de puissance de pompage des amplificateurs paramétriques à réflexion. L'influence de la variation de puissance,

UDC 621.375.7.001.24

Z. Szabó:

Design of Parametric Amplifier of Reflexion Type with Varactors (Part II.)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 9.

The paper deals with the pump power requirement of the parametric amplifiers of reflexion type. It examines the effect of power change, mismatch and temperature change on the gain and frequency of the amplifier. It presents diagrams to facilitate the calculations and finally works out a concrete example of calculation for a given amplifier.

UDC 621.3.049.7—111:621.382.334

Dr. I. P. Valkó:

Recent Development in the Field of Integrated Circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 9.

The recent rapid development in the field of integrated circuits is briefly presented. The hybrid technology, the monolithic technology and the main aspects of the circuit design are discussed. Finally the question of economy of integrated circuits is dealt with.

UDC 621.375.426(083.57)

I. Házman:

Design of Large Signal Transistor Amplifiers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 9.

The paper presents a collection of graphs which characterise the use of the diffusion transistors for large signal transistor amplifiers and gives the method of their numerical calculation and application. This is the first attempt made in literature to discuss theoretically the design of tuned amplifiers with large signal level and of frequency multipliers by the use of graphs. The author presents the use of graphs computed with different idealization by comparison with the measured results. Though during the measurements only the results measured and computed on ordinary small level diffusion transistors were considered the use of the graphs is not at all limited to this transistor type. The graphs can be correctly used for different diffusion transistors and drift transistors, because their control characteristics can be described nearly by the same relations. The normalization rules valid for a concrete type are given in the and the details of the procedure with a computer in the Appendix.

Résumés

d'adaptation incorrecte et de la variation de température sur le gain et fréquence de l'amplificateurs. Diagrammes sont donnés pour faciliter le calcul. Un exemple numérique est aussi calculé.

CDU 621.3.049.7—111:621.382.334

Dr. I. P. Valkó:

Nouveau développement dans le domaine des circuits intégrés

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 9.

L'article expose le développement rapide du temps récent dans le domaine des circuits intégrés. Les technologies hybride et monolithiques, ensuite les points de vue principaux du projet des circuits sont traités. Enfin les questions économiques des circuits sont indiquées.

CDU 621.375.426(083.57)

I. Házman:

Projet des amplificateurs transistorisés à grands signaux

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 9.

L'article contient une collection des diagrammes caractérisants l'application des transistors à diffusion dans des amplificateurs à grands signaux et expose la méthode du calcul numérique et l'application des diagrammes. Pour la première fois dans la littérature, il essaie traiter le projet des amplificateurs accordés et des multiplieurs de fréquence transistorisés à grands signaux par les diagrammes mentionnés. L'auteur démontre l'emploi des diagrammes calculés par différentes idéalizations en comparant avec les résultats des mesures. Quoiqu'il ne compare les résultats des calculs et des mesures qu'aux transistors ordinaires de diffusion à petite surface, l'application des diagrammes n'est pas du tout limitée à ceux. Les diagrammes peuvent être bien utilisés aussi avec bon résultat aux certains transistors à diffusion et transistors à drift, puisque les caractéristiques de commande de ceux peuvent être décrites avec des corrélations presque identiques. Les règles de normalisation applicables à un type concret sont données dans le texte, les détails du procédé pour la machine à calculer dans l'annexe.



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

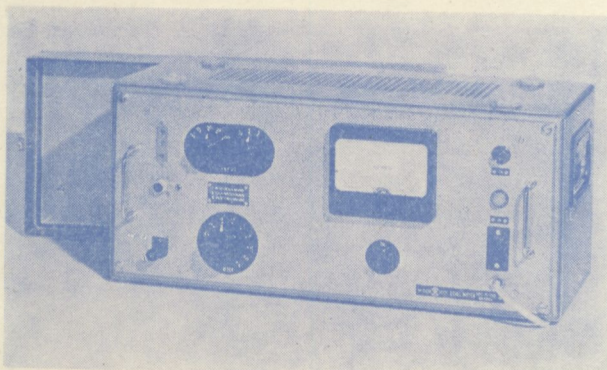
Transzformátorok:

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

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

A korszerű távbeszélőtechnika minden területén előnyösen használható. Vivőfrekvenciás berendezések, sokcsatornás láncok fejlesztésénél, üzembehelyezésénél, karbantartásánál nélkülözhetetlen eszköz.

Széles frekvenciasávban (30 Hz—1 MHz) nagy érzékenységgel rendelkezik (—10 N). Jól használható hídméréseknél, 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 CSÖVEK: 5 db 18 042, E83F.

PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

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



GYÁRTÓKAPACITÁST KERESÜNK

híradástechnikai, műszeripari célra felhasználható

KORSZERŰ és I. o. MINŐSÉGŰ FORGATÓGOMBOK

készítésére!

Ajánlatokat
kapacitás adatokkal a



Műszaki Osztályához
kérjük beküldeni

KÖZÉPGÉPIPARI KÉSZLETEZŐ ÉS KERESKEDELMI VÁLLALAT

Budapest, XIII., Visegrádi u. 47. a—b.

495-340 : 495-940

Telex : 219

Felvilágosítást ad: Nits Károly osztályvezető