

50.165



XVII. ÉVFOLYAM, 3. SZÁM, 65-96 OLDAL
BUDAPEST, 1966. MÁRCIUS HÓ

3

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

VÁRALJAI VILMOS	65
A HTE április havi rendezvényei	66
Köszöntjük a mikrohullámú összeköttetések kollokviumot	67
DR. SZÉP IVÁN—TIHANYI JENŐ: Nem-homogén bázisú ötvözött tranzisztorok nagyjelű áramerősítése.	68
DR. BÍRÓ VIKTOR: Párhuzamos csatolású varaktoros frekvenciaduplázó elektromos tervezése	76
PUSKÁS TIVADAR- és VIRÁG—POLLÁK-DÍJASAINK	82
OTTÓ HENKLER: Hibavédelem az adatátvitelben	83
FORGÓ MIHÁLY: A plumbikon	86
Mikrohullámú Összeköttetések Kollokvium előzetes programja	88
Diplomaterv pályázat eredménye	91
Egyesületi hírek	66, 91
Szemle	92
Tartalmi összefoglalások	92
Обобщения	92
Zusammenfassungen	93
Summaries	93
Résumés	94

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

Szerkesztő bizottság tagjai: ALMÁSSY GYÖRGY kandidátus, BARTA ISTVÁN akadémikus,
BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY,
ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GERGELY ÖDÖN, GIBER JÁNOS kandidátus, KATONA
JÁNOS, a műszaki tudományok doktora, KÖMÜVES 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.
Csekkzámlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,065 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető:
„KULTÚRA”: P. O. B. Budapest 62.

65.8937 Egyetemi Nyomda, Budapest

VÁRALJAI VILMOS



Fájdalommal jelentjük, hogy *Váraljai Vilmos* posta műszaki igazgató, a Posta Kísérleti Intézet igazgatóhelyettese, a Híradástechnika tudományos szerkesztője, szeretett munkatársunk és barátunk, hosszas betegség után február 18-án elhunyt.

Kiváló képességű és nagy műveltségű kollégánkat veszítettük el, akit élete és alkotótevékenysége derekán ragadott el körünkből a halál.

Váraljai Vilmos 1912. május 15-én született Komáromban. 1938-ban a József Nádor Műszaki Egyetemen gépészmérnöki oklevelet szerzett, majd a postánál kapott állást. 1940-ben áthelyezték a Központi Táviróhivatalhoz, ahol alig egy év múlva műszaki főosztályvezetői megbízást kapott. Ő irányította az új távkábel-hálózat táviró berendezéseinek tervezését és szerelését. Ettől kezdve Váraljai Vilmos neve a távirótechnikával hazánkban összefonódik. 1945 szeptemberében áthelyezték a Postaműszaki Igazgatóságra, majd 1947-ben a Posta Vezérigazgatóságra. 1946-tól hosszú időn át a Gyáli úti műszerész iskolában oktatott is. 1952-től az Országos Tervhivatalnál dolgozott a szó legnemesebb értelmében vett mérnöki színvonalon, hogy a híradástechnikai ipar leküzdhesse a kizárólagos „mennyiségi szemléletet” és megindulhasson a műszaki fejlődés útján. 1955-ben saját kérelmére a Központi Táviróhivatalhoz helyezték. 1961-ben főmérnöki megbízással kinevezték a Posta Kísérleti Intézet igazgatóhelyettesévé.

Váraljai Vilmos évtizedeken keresztül a magyar táviróhálózat korszerűsítéséért küzdött és ebben a munkában irányító szerepet töltött be. A magyarországi előfizetői táviróhálózat automatizálásának előkészítésében és kivitelezésében jelentősen közreműködött. Többek között ezen tevékenységéért 1951-ben a Munkaérdemrend ezüstfokozatával tüntették ki, 1956-ban a Posta Kiváló Dolgozója kitüntetést kapta.

Gyakorlati tevékenységén kívül Váraljai Vilmos tudományos műszaki tevékenysége is kimagasló.

Egyik társszerzője volt a „Távirótechnika” című könyvnek, mely a Műszaki Egyetem kötelező oktatási anyagaként is szerepel. Az utóbbi időben első sorban adatátvitellel foglalkozott, az ő irányításával kezdték meg a Posta Kísérleti Intézetben az „adatátvitel” kutatási témát. Ezeken túlmenően az intézetében folyó minden kutatást nagy figyelemmel kísért, minden munkatársát segítette tehetségével és tudásával.

Váraljai Vilmos 1958-tól a nemzetközi együttműködés területén folyó munkából is kivette részét. A KGST-nek a híradástechnikai ipari együttműködéssel foglalkozó hazai munkaszerveiben tevékenykedett.

Folyóiratunknak régóta volt munkatársa Váraljai Vilmos mint lektor és mint szerző, 1963 óta a szűkebb körű állandó szerkesztő bizottságban mint tudományos szerkesztő dolgozott rendszeresen, szinte az utolsó pillanatig. Néhány dolgot, melynek ő volt a kezdeményezője, még csak ezután jelenik meg lapunkban.

Váraljai Vilmos minden munkájában párosult a nagyvonalú koncepció az aprólékos gondossággal. Szerény volt a végtelenségig, de határozott, amikor meggyőződéséről volt szó.

Hűséges, becsületes jó barátot és kiemelkedő értékű munkatársat veszítettünk el benne.

A HTE 1966. április havi rendezvényei

Összeállította: VALKÓ PÉTERNÉ

A rendezvények helye: *Technika Háza*, Budapest, V., Szabadság tér 17. III. 376.

1966. április 7-én, csütörtökön du. 4 órákor	Távbeszélő Szakosztály Vezető: <i>Budai Lajos</i>	Az előadás címe: „Magneto-elektronikus jelfogó és alkalmazása.”	Előadó: <i>Dr. Gál József</i> docens
--	--	---	---

Érintkezők eliminálásának feltételei és lehetőségei, elektromechanikus áramkörökben.

A magnetoelektronikus jelfogó felépítése és működése. A feszültség-kapcsoló logikai rendszer s összefüggése a relés áramkörökkel. Áramkörtervezés feszültség-kapcsoló rendszerben. Példák. 10 vonalas elektronikus vezérlésű kísérleti központ bemutatása.

1966. április 8-án, pénteken du. 5 órákor	Technológiai Szakosztály Vezető: <i>Vig István</i>	Előadás címe: A híradástechnikai iparág II. 5-éves gyártásfejlesztési munkájának elemzése, értékelése. A tapasztalatok és tanulmányok összefogó ismertetése	Előadó: <i>Vida Béla</i>
--	--	---	-----------------------------

1966. április 13-án, szerdán du. 5 órákor	Oktatási Bizottság Vezető: <i>Dr. Ambrózy András</i> Mikrohullámú Szakosztály Vezető: <i>Battistig György</i> Rádió és TV Szakosztály Vezető: <i>Makó Zoltán</i>	Előadás címe: Mikrohullámú csövek zajának mérése Kivezérlésmérő	Előadó: <i>Musztács István</i> <i>Száraz György</i>
---	--	--	---

Az 1965. évi DIPLOMATERV-PÁLYÁZATON III. díjat nyertek előadásai.

Az előadók beszámolnak a diplomatervből kifizűtött feladatok megoldásáról. A mikrohullámú csövekben különböző okoknál fogva keletkező zaj, különösen a sokcsatornás összeköttetésekben okoz problémákat. A terv a moduláció útján létrejövő zajokat tárgyalja.

A második előadás félvezetővel megtervezett kivezérlésmérőt ismertet, és kitér az itt fellépő méretezési problémákra.

1966. április 19—22. A MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA és a HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET rendezésében	III. MIKROHULLÁMÚ ÖSSZEKÖTTETÉSEK KOLLOKVIUM	A RENDEZŐ BIZOTTSÁG ELNÖKE: <i>Bognár Géza</i> akadémikus
---	--	---

AZ ELŐADÁSOK ELŐZETES PROGRAMJA a 88—91. oldalon

A HTE *Ipargazdasági Szakosztályának* rendezésében 1966. január 28-án dr. SUSÁNSZKY JÁNOS tanszékvezető egyetemi docens nagy érdeklődéssel kísért előadást tartott a folyamatszervezés kérdéseiről és az építőszekrény elvnek a folyamatszervezésben való alkalmazási lehetőségeiről.

A szervezés elméleti és gyakorlati problémáit teljesen újszerűen megvilágító előadás élénk vitát váltott ki.

A vitában részt vettek: dr. *Végh Tibor*, a KGM Híradástechnikai Igazgatóság munkatársa; dr. *Farkas Gyula*, a Beloiannisz Híradástechnikai Gyár üzemszervezője; dr. *Fekete István*, az Egyesült Izzó üzemszervezője; *Bálint Róbert*, a Beloiannisz Híradás-

technikai Gyár üzemgazdasági főosztályvezetője; *Móga Győző*, az Egyesült Izzó üzemszervezője; *Lehoczky István*, a Technológiai Intézet munkatársa; *Hartai András*, az Elektroakusztikai Gyár főmérnöke.

A vita során kialakult az a nézet, hogy statikus és dinamikus szervezésre való szétbontást folyamatában kell vizsgálni és abban a korszakban is találunk jelentős dinamikus szervezést, melyben a történelmi szükségesség nagyobb súlyt adott. A dinamikus szervezés során alaposan kell elemezni azt, hogy a folyamatok közül melyeket lehet tipikusnak tekinteni és melyeknél szükséges egyedi megoldásokat kidolgozni. A gyakorlati példákkal gazdagon illusztrált előadással méltó módon indította be a Szakosztály ez évi munkáját.

Köszöntjük a Mikrohullámú Összeköttetések Kollokviumot

Szeretettel köszöntjük kedves külföldi vendégeinket és hazai szakembereinket, akik április 19—22. között előadásaikkal, hozzászólásaikkal és részvételükkel a magyar híradástechnika eme reprezentáns nemzetközi találkozásán közreműködnek, melyet a Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Tudományos Osztálya és a Híradástechnikai Tudományos Egyesület rendez.

Jelen kollokvium a harmadik, az elsőt 1959-ben, a másodikat 1962-ben tartották. A „Mikrohullámú összeköttetések” elnevezés csak ezt a hagyományt tükrözi, mert az előadások a hírközlés- és rendszerelmélet, a hálózatelmélet, az elektromágneses térelmélet, a mérések és műszerek, a mikrohullámú elektronika és áramkörök kérdéseivel foglalkoznak. Így a kollokvium valójában a korszerű hírközlélmélet és híradástechnika igen sok kutatási területét érinti, amint az jelen számunkban a 88—91. oldalakon található előzetes programból is kitűnik.

A kollokvium nemcsak előadások és viták sorozata, hanem elsősorban tudósok és szakemberek személyes találkozása. A megismerkedés egymás munkásságának jobb megértéséhez vezet, a közvetlen baráti beszélgetések új gondolatok forrásai, és ezek nélkül tudományos haladás elképzelhetetlen.

Kívánjuk a Harmadik Mikrohullámú Összeköttetések Kollokvium résztvevőinek, hogy eredményes, jó munkát végezzenek.

Boglár Gyula
a HÍRADÁSTECHNIKA
szerkesztője

Nem-homogén bázisú ötözött tranzisztorok nagyjelű áramerősítése

ETO 621.382.333.33

Ismeretes, hogy a tranzisztorok áramerősítési tényezője változik a kollektorárammal. Az áramfüggés jellegét a tranzisztorban lejátszódó fizikai folyamatok határozzák meg. A felületi és térfogati rekombináció, valamint az emitteráram lyuk és elektronkomponensének az ún. emitter hatásfokban szereplő viszonya együttesen állítja be az áramerősítési tényező értékét, azonban az egyes komponensek az adott tranzisztor-struktúrától függő mértékben befolyásolják az eredő áramerősítés-kollektoráram függvényt. A bázisstartományban homogén donor, illetve akceptor adalék eloszlású ötözött tranzisztorokra Webster [1] dolgozta ki az áramerősítés áramfüggésének elméletét. Ez az elmélet a tapasztalatokkal jól egyező eredményt ad homogén bázisú tranzisztoroknál, nem-homogén bázisú ún. drift tranzisztorokra azonban csak igen nagy áramú közelítésben alkalmazható [2]. Jelen dolgozat a nem-homogén bázisszennyezés eloszlású ötözött tranzisztorok áramerősítésével foglalkozik. A kapott eredmények a Webster által levezetett képleteket határesetként tartalmazzák.

A továbbiakban az (1) mennyiséget értjük nagyjelű áramerősítési tényezőnek, vagy egyszerűen áramerősítésen (földelt emitteres kapcsolásban).

$$B = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}} \approx \frac{I_C}{I_B} \quad (1)$$

Az I_C kollektoráramot a bázisstartományon átfolyó kisebbségi töltéshordozó árammal azonosítjuk. Az I_{CBO} kollektor visszáram olyan kicsi, hogy elhanyagolása nem okoz hibát. Az I_B bázisáram három lényeges összetevőből áll:

$$I_B = I_F + I_T + I_I \quad (2)$$

I_F az emitter környezetében a félvezető felületre kijutó kisebbségi töltéshordozók és a bázis többségi töltéshordozóinak rekombinációja következtében felépő ún. felületi rekombinációs komponens, I_T a bázis belsejében lejátszódó lyuk-elektron rekombinációt figyelembe vevő ún. térfogati rekombinációs komponens, I_I pedig a bázisból az emitter tartományba injektált, tehát a kollektor áramban nem jelentkező töltéshordozók áramát jelöli.

Ezen összetevők figyelembe vételével a B így írható:

$$B = \frac{I_C}{I_F + I_T + I_I} \quad (3)$$

Célszerűbb azonban (3)-t az alábbi alakban felírni:

$$\frac{1}{B} = \frac{1}{B_F} + \frac{1}{B_T} + \frac{1}{B_I} \quad (4)$$

ahol

$$B_F = \frac{I_C}{I_F}; \quad B_T = \frac{I_C}{I_T}; \quad B_I = \frac{I_C}{I_I} \quad (4)$$

Látható, hogy B_I az injekciós veszteséget, B_T a transzport veszteséget, B_F pedig a felületi rekombináció hatását veszi figyelembe.

A továbbiakban részletesen megvizsgáljuk B egyes komponenseit. A számításokat $p-n-p$ szerkezetre végezzük el, a jelölések értelemszerű átírásával az eredmények $n-p-n$ struktúrára is érvényesek. A számításoknál egydimenziós közelítéseket alkalmazunk, ami kisteljesítményű ($I_C < 0,5$ A) drift tranzisztoroknál még megengedhető.

Az injekciós komponens befolyása (B_I)

Definíció szerint B_I a kollektoregyenáram és a bázisból az emitterbe folyó elektron egyenáram hányadosa. Az emitter elektronáramot a következő képletel adhatjuk meg:

$$I_I = \frac{dn}{dx} q A_e D_n(e) = \frac{N_e - n_p}{L_e} q A_e D_n(e) \quad (5)$$

A képletben A_e az emitter területe, q az elemi töltés, $D_n(e)$ az elektronok diffúziós állandója a p -típusú emittertartományban, $\frac{dn}{dx}$ az elektronok koncentráció gradiense, L_e az elektronok diffúziós távolsága, n_p a termikus egyensúlyi elektronkoncentráció az emitter tartományban. Ha az emitter vékonyabb a diffúziós távolságnál, akkor L_e az emitterzóna vastagságát jelenti. N_e az emitter réteg bázis felőli oldalán érvényes injektált elektronkoncentráció. A Függelék 1. pontja alapján az $(N_e - n_p)$ mennyiséget kifejezhetjük a bázisba injektált lyukkonzentráció kezdeti értékével (P_e):

$$N_e - n_p = \frac{N_d(0)}{N_a(e)} \left(1 + \frac{P_e(I_C)}{N_d(0)} \right) P_e(I_C) \quad (6)$$

$N_d(0)$ a bázis donorkonzentrációja az emitternél, $N_a(e)$ az emitter tartomány akceptor-konzentrációja, $P_e(I_C)$ az injektált lyukkonzentráció közvetlenül az emitter tértöltési tartomány határán. Ez a mennyiség a kollektoráramtól függ.

A (6) és (5) összevonásából kapjuk az emitterbe injektált elektronáramra az alábbi kifejezést:

$$I_I = \frac{q A_e D_n(e)}{L_e} \frac{N_d(0)}{N_a(e)} \left(1 + \frac{P_e(I_C)}{N_d(0)} \right) P_e(I_C) \quad (7)$$

A (4) alapján B_I a következő alakban adható meg:

$$B_I = \frac{I_C}{I_I} \left(\frac{L_e N_d(e)}{D_n(e)} \right) \cdot \frac{1}{q A_e N_d(0)} \left(\frac{I_C}{\left(1 + \frac{P_e(I_C)}{N_d(0)} \right) P_e(I_C)} \right) \quad (8)$$

Általában az emitterre vonatkozó adatokat, tehát az ötvözött p -tartományban az adalékkoncentrációt, az elektronok diffúziós állandóját és élettartamát nem ismerjük, ezért célszerű, ha az $\frac{L_e N_d(e)}{D_n(e)}$ mennyiséget egy, az emitterre jellemző konstansnak tekintjük és bevezetjük az $\frac{L_e N_d(e)}{D_n(e)} = K_e$ jelölést. Ezt felhasználva a (8) kifejezés így írható:

$$B_I = \frac{K_e}{q A_e N_d(0)} \frac{I_C}{\left(1 + \frac{P_e(I_C)}{N_d(0)} \right) P_e(I_C)} \quad (9)$$

Szükségünk van még $P_e(I_C)$ függvény ismeretére. Adott I_C kollektoráramnál $p(x)$ -et, a lyukak eloszlásfüggvényét a bázisban a Függelék 2. pontja alapján a következő differenciálegyenlet megoldása adja, ahol határfeltételként figyelembe kell venni, hogy a záróirányban előfeszített kollektorátmenetnél a lyukkonzentráció zérus, $p(w) = 0$:

$$\frac{I_C}{q A_e D_p} = - \frac{dp}{dx} \left(\frac{2p + N_d}{p + N_d} \right) - \frac{dN_d}{dx} \left(\frac{p}{p + N_d} \right) \quad (10)$$

(10) nem lineáris differenciálegyenlet, amely grafikusán, vagy numerikusan a bázis tetszőleges geometriai alakjára és $N_d(x)$ donoreloszlásra megoldható (a közelítő módszer jellegéből adódó bizonyos nem nagy hibával), és kifejezhető a $p(x)$ eloszlásfüggvény I_C , mint paraméter mellett. A $p(x)I$ görbeseregéből a $p(0) = f(I_C)$ függvényt kell képezni, ez a keresett $P_e(I_C)$ függvény.

A (9)-ben megadott kifejezést két tag reciprok összegeként írhatjuk fel:

$$\frac{1}{B_I} = \frac{1}{B_{1I}} + \frac{1}{B_{2I}} \quad (11)$$

ahol

$$B_{1I} = \frac{K_e}{q A_e N_d(0)} \frac{I_C}{P_e(I_C)}; \quad B_{2I} = \frac{K_e}{q A_e} \frac{I_C}{P_e(I_C)^2}$$

Ha $I_C \rightarrow 0$, akkor $B_I \rightarrow B_{1I}$, mivel B_{2I} az erősebben áramfüggő tag. Kis áramoknál a (10) egyenlet $p \ll N$ feltételezéssel egyszerűen megoldható:

$$P_e = \frac{I_C}{q A_e D_p} \frac{1}{N_d(0)} \int_0^w N_d(x) dx \quad (12)$$

(12)-ből behelyettesítve P_e/I_C -t (11)-be kapjuk $I_C \rightarrow 0$ esetére:

$$B_I(I_C \rightarrow 0) = K_e \frac{D_p}{w} \frac{1}{\int_0^w N_d(x) dx} \quad (13)$$

A levezetett képletek tetszőleges donoreloszlásra érvényesek, az egyes konkrét tranzisztorstruktúrákra a megfelelő $P_e(I_C)$ függvény meghatározásával lehet az elméleti eredményeket alkalmazni. Homogén bázisú tranzisztoroknál egyszerűsödik a helyzet, a (10) differenciálegyenlet analitikusan megoldható és $P_e(I_C)$ -re kapjuk:

$$P_e(I_C) = \frac{I_C w}{q A_e D_p} \text{ kis áramoknál, ha } p \ll N_d \quad (14)$$

$$P_e(I_C) = \frac{I_C w}{q A_e D_p} \frac{1}{2} \text{ nagy áramoknál, ha } p \gg N_d$$

a (14)-et (11)-be helyettesítve kapjuk:

$$B_{1I} = \frac{K_e D_p}{N_d w}; \quad B_{2I} = \frac{K_e q A_e}{w^2} D_p^2 \frac{1}{I_C} \text{ kis áramnál} \quad (15)$$

$$B_{2I} = 4 \frac{K_e q A_e}{w^2} D_p^2 \frac{1}{I_C} \text{ nagy áramnál}$$

A nagy áramoknál fellépő 4-es faktort az injektálási szint növekedésekor fellépő belső elektromos tér hatásaként lehet értelmezni. A fenti eredmény egyezik a Webster által homogén bázisú tranzisztorokra kapott eredménnyel.

A felületi rekombinációs komponens hatása (B_F)

A felületi rekombinációból eredő bázisáram komponensre csak közelítést tehetünk. Feltételezzük, hogy az emitter körüli területen s cm/s a felületi rekombináció sebessége és ez nem függ az injektált töltéshordozók koncentrációjától. Feltételezzük továbbá, hogy a rekombináció döntően az emitter közvetlen környezetében játszódik le. Webster szerint az emitter körüli, a bázisvastagsággal azonos w szélességű körgyűrű területe a hatásos rekombináló felület, A_{es} . Ezen feltevések mellett a felületi rekombinációs áramot (15) képlettel adhatjuk meg [4].

$$I_F = q \cdot A_{es} \cdot P_e(I_C) \cdot s. \quad (16)$$

A (4) alapján B_F -re kapjuk:

$$B_F = \frac{I_C}{P_e(I_C)} \frac{1}{q A_{es} \cdot s} \quad (17)$$

A B_F áramfüggéséhez a fentiekben részletezett úton meghatározható $P_e(I_C)$ függvényt kell ismerni. Homogén bázisú tranzisztoroknál megint egyszerűsödik a helyzet amiatt, hogy a $P_e(I_C)$ függvény egyszerű alakú. A (14) figyelembevételével

$$B_F = \frac{A_e D_p}{A_{es} \cdot s \cdot w} \text{ kis áramnál} \quad (18)$$

$$B_F = \frac{A_e D_p}{A_{es} \cdot s \cdot w} \cdot 2 \text{ nagy áramnál}$$

A térfogati rekombinációs komponens (B_T)

A harmadik bázisáram komponens a térfogati rekombinációs tag (I_T). A rekombináció időfüggését tisztán exponenciálisnak tekinthetjük [3], így ha $t = 0$ időpontban $p(0)$ volt az egyensúlyi koncentrá-

ción felüli lyukkonzentráció, akkor az idő (t) függvényében az alábbi szerint változik

$$p(t) = p(0) e^{-\frac{t}{\tau_p}} \quad (19)$$

ahol τ_p az ún. élettartam. Stacioner esetben a térfogategységben eltűnő rekombinációs áram a következő képlettel adható meg.

$$i = q \frac{dp}{dt} = -\frac{p}{\tau_p} q \quad (20)$$

Ha a bázisstartományban bekövetkező összes rekombinációs veszteséget akarjuk kiszámítani, a (20) kifejezést a bázisstartományra integrálni kell.

$$I_T = q A_e \int_0^w \frac{p(x)}{\tau_p(x)} dx \quad (21)$$

A τ azért függhet a helytől, mert egyrészt az élettartam függhet a szennyezéskonzentrációtól, másrészt függhet az injektált töltéshordozók koncentrációjától. E függéseket az irodalomban használatos módszerekkel figyelembevéve [3], [6] és a gyakorlatilag mért élettartamértékeket megvizsgálva megállapítható, hogy a kisebbségi lyukak élettartama extrém esetben sem csökken egy τ_0 határérték alá, amely 2–3 μ s körüli érték. A $\tau = \tau_0$ helyettesítést alkalmazva (21) így alakul:

$$I_T \leq q A_e \frac{1}{\tau_0} \int_0^w p(x) dx = \frac{Q(I_C)}{\tau_0} \quad (22)$$

$Q(I_C)$ a bázisban tárolt töltés, függ az emitteráramtól, a geometriától, a donoreloszlástól.

A $Q = \int_0^w p(x) dx \cdot q A_e$ kifejezés mutatja, hogy a térfogati rekombinációs áramban megint csak a (10) differenciálegyenlet megoldásaként kapható $p(x)$ függvény, illetve ennek az integrálja játszik szerepet. A töltéstárolási elmélet alapján a bázisban tárolt töltést a (23) formula adja meg:

$$Q = I_C \cdot T(I_C) \quad (23)$$

ahol T az ún. futási idő, amely a donoreloszlás és a lyukáram közötti kölcsönhatás miatt függvénye az I_C kollektoráramnak. A (22) és a (23) összekapcsolásából:

$$I_T \leq \frac{I_C T(I_C)}{\tau_0} \quad (24)$$

Ezek alapján a térfogati rekombinációt figyelembe vevő áramerősítés komponens:

$$B_T \geq \frac{\tau_0}{T(I_C)} \quad (25)$$

A fenti számolás az elhanyagolások és feltételezések ellenére jól adja a $B_T(I_C)$ függés jellegét és nagyságrendi becslésre alkalmas, mivel mint látni fogjuk, e komponens az injekciós komponenshez viszonyítva általában alárendelt szerepet játszik.

A levezetett eredmények áttekintése

A különböző összetevők figyelembevételével az áramerősítési tényező a következő alakban írható fel:

$$\frac{1}{B} = \left(\frac{1}{q A_{e_s} s P_e(I_C)} \right)^{-1} + \left(\frac{K_e}{q A_e N_d(0)} \frac{I_C}{\left(1 + \frac{P_e(I_C)}{N_d(0)} \right) P_e(I_C)} \right)^{-1} + \left(\frac{\tau_0}{T(I_C)} \right)^{-1} = \frac{1}{B_F} + \frac{1}{B_I} + \frac{1}{B_T} \quad (26)$$

A $T(I_C)$ és $P_e(I_C)$ függvényt a (10) differenciálegyenlet megoldásaként tetszőleges $N_d(x)$ donoreloszlásra megkaphatjuk a geometria ismeretében. A térfogati rekombinációs tagban szereplő futási időt a (21), (22), (23) képletek alapján kell kiszámítani. Homogén bázisú tranzisztoroknál a $P_e(I_C)$ megadható analitikus alakban, így nincs szükség a (10) differenciálegyenlet grafikus megoldására. Az elméleti eredmények alkalmazásához a K_e , a τ_0 és az s mennyiségeket, amelyek a technológia függvényei, kísérleti úton kell meghatározni.

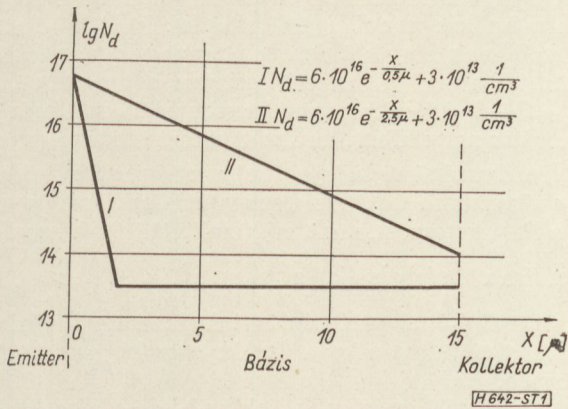
Következtetések. Diskusszió

A (26) kifejezésből láthatóan az s felületi rekombinációs sebességnek kicsinek, a K_e -nek nagynak kell lenni ahhoz, hogy a B értéke is nagy legyen. B fordítva arányos az emitteráram sűrűséggel, azaz azonos áramnál annak a tranzisztornak jobb az áramerősítése, amelynek nagyobb az emitter területe. Ezek az adatok — az emitter terület, a K_e , a felületi rekombinációs sebesség — technológiai paraméterek. Ha ezeket rögzítjük, akkor már csak a bázisstartomány vastagságától és a donoreloszlástól függ az áramerősítési tényező. A korszerű tranzisztorok bázisstartományában a donoreloszlás általában nem homogén. A leggyakrabban az adalékanyag gőzfázisból vagy szilárd fázisból történő diffúziójával állítják elő a kívánt donoreloszlást. Ahhoz, hogy a különböző bázisstruktúrájú tranzisztorok viselkedésében fellelhető különbségeket megmutassuk, legegyszerűbb, ha két lényegesen eltérő diffúziós donoreloszlást, de a többi adatban egyezőnek feltételezett tranzisztorstruktúrát hasonlítunk össze.

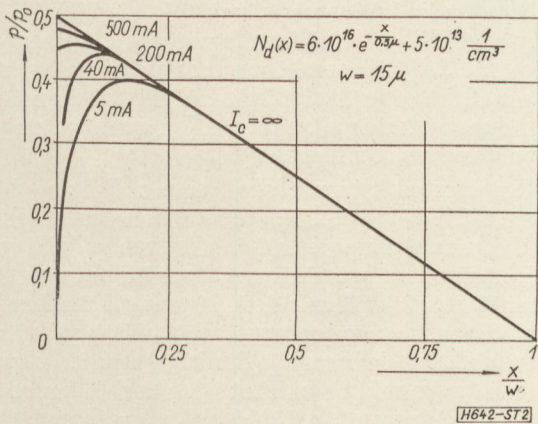
Legyenek a konstrukciós adatok $A_e = 2 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$, $w = 15 \mu$, a donoreloszlások az 1. ábra szerintiék. A fenti adatok mellett a különböző kollektoráramokhoz tartozó $p(x)$ függvényeket a 2. és 3. ábra mutatja. (Az x távolságot az x/w normált alakban, a $p(x)$ függvényt a $p(x)/p_0$ normált értékekben rajzoltuk fel, ahol $p_0 = \frac{I_C w}{q A_e D_p}$ normálási tényező. Ez a lépték azonnal mutatja a bázisvastagság szerepét: a koncentráció értékek lineárisan függenek a bázisvastagságtól.) A görbéket a (10) differenciálegyenlet közelítő megoldásával határoztuk meg.

A $p_e(x) - I_C$ görbeseregek birtokában felrajzolhatjuk a $P_e(I_C)$ és a $T(I_C) \sim \int_0^w p(x) dx$ függvé-

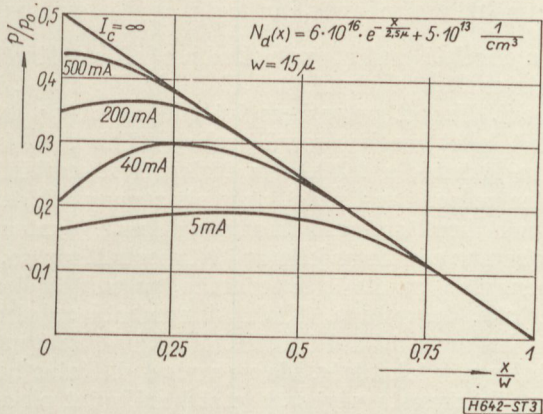
nyeket (4. és 5. ábra). Az ábrázolásnál a P_e/p_0 , illetve az $\int_0^w p dx/p_0 w$ normált alakot alkalmaztuk. Mint látható, nem homogén bázisú tranzisztorokban az emittornél a P_e töltéshordozó koncentráció a bázisban levő gyorsító tér hatása miatt azonos áramsűrűségnél kisebb mint a homogén tranzisztorok p_0 koncentrációja ($P_e/p_0 < 1$). Az áramsűrűség növekedésével a gyorsító tér hatásának csökkenése miatt ez a különbség fokozatosan csökken.



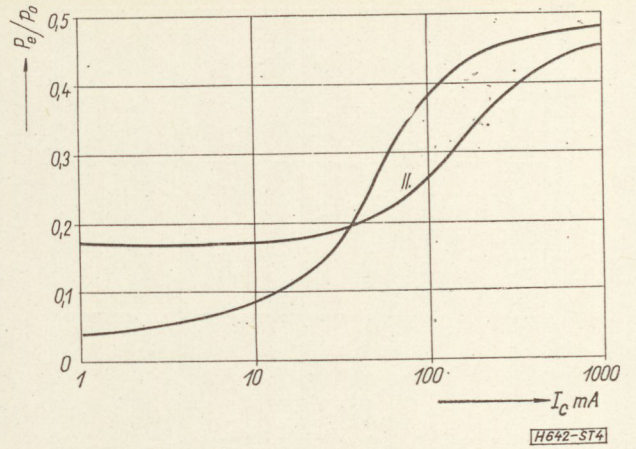
1. ábra. Az összehasonlított két donoreloszlás



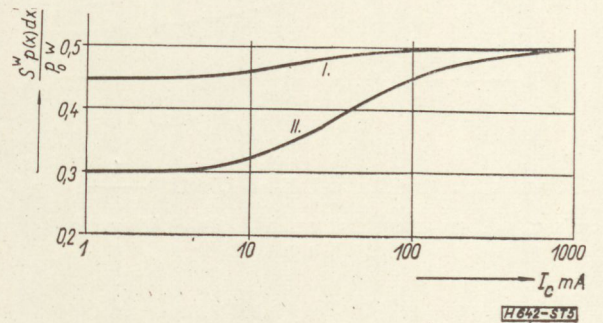
2. ábra. Az injektált lyukkonzentrációk az I. eloszlású bázisban, a kollektoráram, mint paraméter mellett



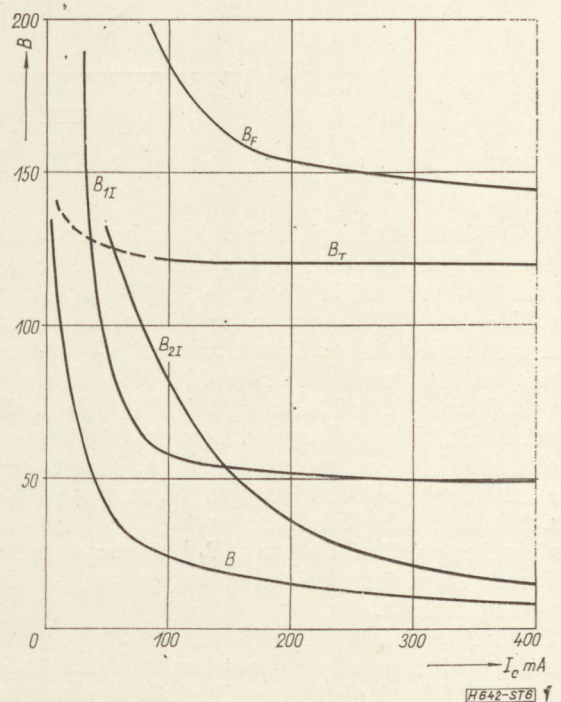
3. ábra. Az injektált lyukkonzentrációk a II. eloszlású bázisban a kollektoráram, mint paraméter mellett



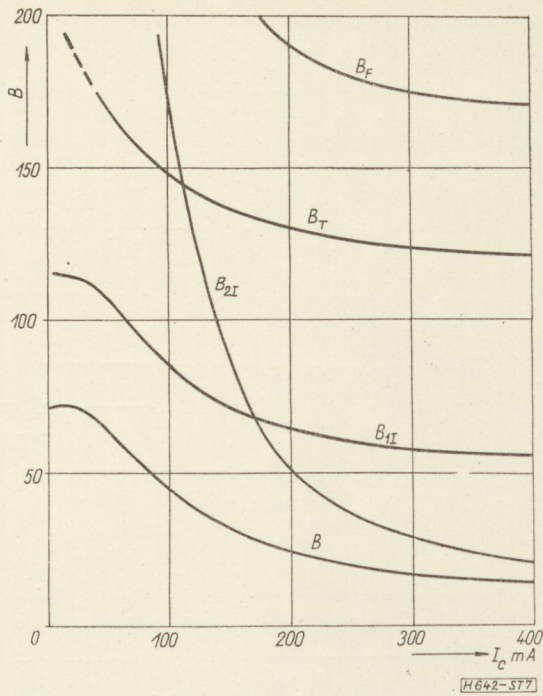
4. ábra. Az emitter átmenetnél érvényes $P_e(I_C)$ lyuksűrűség függvények az I. és II. donoreloszlásnál, a 2. és 3. ábrák alapján meghatározva



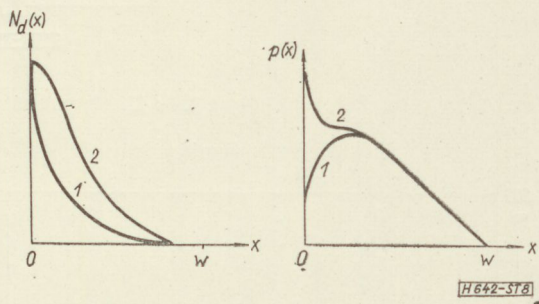
5. ábra. Az $\int_0^w p(x) dx$; $T(I_C)$ görbék az I. és II. eloszlásnál a 2. és 3. ábrák alapján



6. ábra. Az I. strukturánál $K_e = 4,5 \cdot 10^{13} \frac{1}{\text{cm}^4 \text{s}}$, $a = 1000 \text{ cm/s}$, $\tau_0 = 3 \mu\text{s}$ adatokkal számított $B(I_C)$ függvény komponensei



7. ábra. A II. struktúránál $K_e = 4,5 \cdot 10^{13} \frac{1}{\text{cm}^4 \text{s}}$, $s = 1000$ cm/s $\tau_0 = 3 \mu\text{s}$ adatokkal számolt $B(I_C)$ függvény komponensei



8. ábra. A donoreloszlás hatása az injektált töltéshordozó eloszlásra

A $B(I_C)$ görbék meghatározásához ismerni kellene a technológiai adatokat. A reális adatokhoz közel állnak a következő értékek: $s < 1000$ cm/s, $\tau_0 > 3 \mu\text{s}$, $K_e \sim 4,5 \cdot 10^{13}$. Az összehasonlításhoz kiszámoltuk ezen adatokkal az I. és II. bázisstruktúrára a B egyes komponenseit és az eredő $B(I_C)$ függvényt. Az adatokat a 6. és 7. ábra mutatja. Összehasonlítva a két ábrát, látható, hogy az I. szerkezetnél magas a kisáramú B , de ez gyorsan csökken. Nagyobb áramoknál nagyobb B -t biztosít a II. szennyezéseloszlás. Mindkét fajta bázisszerkezetnél az áram növekedtével egyre döntőbb lesz a B_T komponens szerepe, 200 mA felett lényegében ez szabja meg a $B(I_C)$ függvény alakját.

Hasonló eljárással meg lehetne vizsgálni, melyik eloszlás biztosítja adott geometria mellett a legkedvezőbb $B(I_C)$ függést. A gyakorlatban nincs az 1. ábrának megfelelő tiszta exponenciális donoreloszlás a tranzistorok bázisában. Általában erfc eloszlással (a hibaintegrált 1-re kiegészítő függvény) szokták közelíteni a diffúziós profilt, de előfordulnak sokkal

bonyolultabb eloszlások is, mint pl. a részleges kidiffundálással előállított bázisstruktúrák. A (10) differenciálegyenlet szerkezetéből következően P_e adott tranzisztor-geometria és adott I_C mellett annál kisebb lesz, minél nagyobb az $\frac{N'_d(x)}{N_d(x)}$ mennyiség, ezért a B áramerősítés szempontjából a kidiffundált donoreloszlás kedvezőtlenebb, mint az exponenciális, vagy a tiszta erfc eloszlás. Egy exponenciális és egy kidiffundált eloszlásnál előálló $p(x)$ függvényt hasonlít össze vázlatosan a 8. ábra.

A (10) differenciálegyenlet megoldásánál figyelembe kellene venni a töltéshordozók D_p diffúzióállandójának függését az adalékanyag koncentrációjától. Ez a grafikus megoldást nem bonyolítaná, de $N_d = 5-6 \cdot 10^{16}$ atom/cm³ koncentrációknál még az sem okoz nagy hibát, ha ezt a hatást elhanyagoljuk.

Nem beszéltünk még a bázisvastagság szerepéről. A w közvetlenül a (26) képletben nem szerepel ugyan, de a P_e -n keresztül, mint már említettük, egyszerűen lineárisan befolyásolja a $p(x)$ értékeit. Az $\frac{I_C}{P_e^2(I_C)}$ miatt a $B(I_C)$ négyzetesen tartalmazza tehát a bázisvastagságot, így a w a leglényegesebb geometriai tényező.

A bázisvastagság a kollektor-bázis előfeszítéstől függ. Amikor a fenti összehasonlításnál a geometriai bázisvastagsággal számoltunk, hallgatólagosan feltettük, hogy a kollektor-bázisfeszültség kicsi, kb. -1 V, és így a kollektor kiürült tartomány vastagsága elhanyagolható. Általános esetben az effektív bázisvastagság a kollektorfeszültségtől és a kollektoráramtól is függ, ennek a hatásnak a tárgyalása azonban nagyon bonyolítaná a számításokat [7].

A tranzistorok tervezésénél nem a B az egyetlen paraméter, amelynek a lehető legjobbnak kell lennie. Általában az elektromos adatok és technológiai realitások között kompromisszumot kell találni egy tranzisztor típus kialakításánál. A következő részben egy kapcsoló tranzisztor tervezési megfontolásait foglalkozunk. Itt a lényeges körülmény a nagy erősáramú B érték, ugyanakkor a lehető legkisebb kapcsolási idők biztosítása volt, a többi elektromos adat (letörési feszültségek, visszáramok stb.) megfelelő értéken tartása mellett.

Az elméleti eredmények konstruációs alkalmazása

Az elméleti eredmények alkalmazásához először is a már említett technológiai adatokat K_e , s , τ_0 -t kell ismerni. Ezeket vagy becsülni tudjuk, vagy mérésekből lehet meghatározni azokat. Mint a 6. és 7. ábrán látható, a felületi és térfogati rekombináció hatása másodlagos, ezért nem okoz nagy hibát, ha ezeknél becsülésre szorítkozunk. Annál fontosabb azonban az emitterre jellemző K_e meghatározása. Ez a mennyiség az ötvözesi technika, az emitter összetétel stb. függvénye. Kísérleti meghatározására a közel homogén bázisú tranzisztorokon végzett mérésekből nyílik lehetőség. Ha ugyanis a diffúziós behatolás a bázisvastagsághoz képest kicsi, mint pl. az I. eloszlásnál, akkor a kezdeti nagy értékről a $B(I_C)$ görbe gyorsan zuhan az áram növekedtével és bizo-

nyos áramsűrűség fölött elég jól követi a homogén bázisú tranzisztorokra jellemző, a (15) kifejezés szerinti $\text{const.} \cdot \frac{1}{I_C}$ függvényt (6. ábra.). Ha tehát a tranzisztornak nagy a kisáramú B értéke (kicsi a felületi rekombináció), kicsi a nagyáramú B értéke (a B_I sokkal kisebb a B_T -nél) és az áram növekedtével a $B \sim \text{const.} \cdot \frac{1}{I_C}$, akkor a $B \approx 0,7 \cdot 4 K_e \frac{qA_e}{w^2} D_p^2 \frac{1}{I_C}$ képletből a K_e a geometria ismeretében meghatározható. Ugyanis mint pl. a 6. ábrán láthatjuk, bizonyos áramsűrűségen túl csak a B_{2I} tag áramfüggő, a többi tag konstans értéket vesz fel. Az eredő B érték közel $B = 0,7 \cdot B_{2I}$, ami a B -re vonatkozó előző közelítő kifejezést adja. A HIKI Félvezető Laboratóriumban végzett kapcsoló tranzisztor fejlesztés során készültek olyan példányok, amelyek az említett viselkedést mutatják. Kisáramú B értékük nagy (>150), nagyáramú B értékük kicsi volt (400 mA fölött $B \sim 20$), ugyanakkor nagy áramnál B arányos $\frac{1}{I_C}$ -vel. A geometriai struktúraadatok: $A_e \sim 2 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$, $w \sim 12 \mu$. A fenti adatok felhasználásával, feltételezve tehát, hogy a 400 mA-es B $0,7 \cdot B_{2I}$ -vel egyenlő, a (15) képletből

$$20 = K_e \cdot \frac{qA_e}{w^2} \cdot 4 D_p^2 \frac{1}{0,4 A_e} \cdot 0,7$$

$$K_e \approx 6,5 \cdot 10^{13} \text{ s}^{-1} \text{ cm}^{-4}$$

A (8) egyenlet szerint

$$K_e = \frac{L_e N_a(e)}{D_n(e)},$$

az emittorréteg akceptorkoncentrációjának, az elektronok diffúziós úthosszának és diffúzióállandójának függvénye. Ezek az adatok általában kellő pontossággal nem határozhatóak meg, nyilvánvaló azonban, hogy a minél nagyobb akceptorkoncentráció és diffúziós úthossz az előnyös, ami bizonyos mértékben ellentétes követelmény és csak kompromisszum árán teljesíthető. A továbbiakban K_e értékére a kísérletileg kapott értéket használjuk.

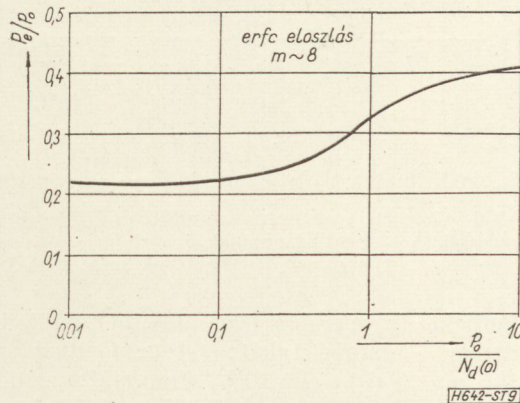
Vizsgáljuk meg mint konstrukciós példát, milyen körülmények között lehet olyan tranzisztort előállítani, amelynek geometriai méretei a lehető legjobb kapcsolási időket biztosítják, vagyis a lehető legkisebbek, és a 400 mA-es B érték -1 volt kollektor-emitter-feszültség mellett 60 körül van.

Az előző fejezetben megállapítottuk, hogy azonos geometria esetén az a báziskonstrukció kedvezőbb B szempontjából, amelynél a diffúziós behatolás nagyobb, így leszögezhetjük, hogy a tervezendő tranzisztor bázisában nagy legyen a diffúzió behatolási mélysége.

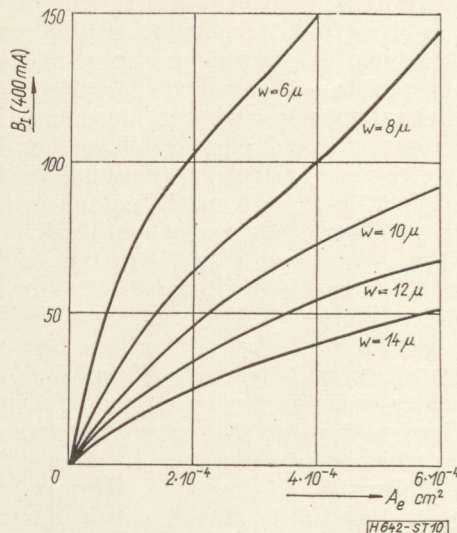
A diffúziós donoreloszlás maximuma a kapcsoló tranzisztoroknál megkívánt -5 volt körüli emitter letörési feszültség miatt nem lehet $6-8 \cdot 10^{16}$ atom/cm³-nél nagyobb; válasszunk $6 \cdot 10^{16}$ atom/cm³ értéket. Válasszuk továbbá a diffúziós donoreloszlást a reális *erfc* eloszlásnak $m \approx 8$ drift-faktorral. Így a kollektornál elég kicsi lesz az adalékkoncentráció, hogy ne legyen túl kicsi a tértöltési tartomány, azaz elég kis kollektorkapacitást lehessen biztosítani.

Az egész bázistartományra kiterjedő donoreloszlásokra M. B. Das és A. R. Boothroyd [5] megadja a $p(x) - I_C$ görbesereget, így ezeket a $P_e(I_C)$ függvény meghatározására felhasználhatjuk. Az [5] alapján meghatározott $P_e(I_C)$ görbét a 9. ábra mutatja.

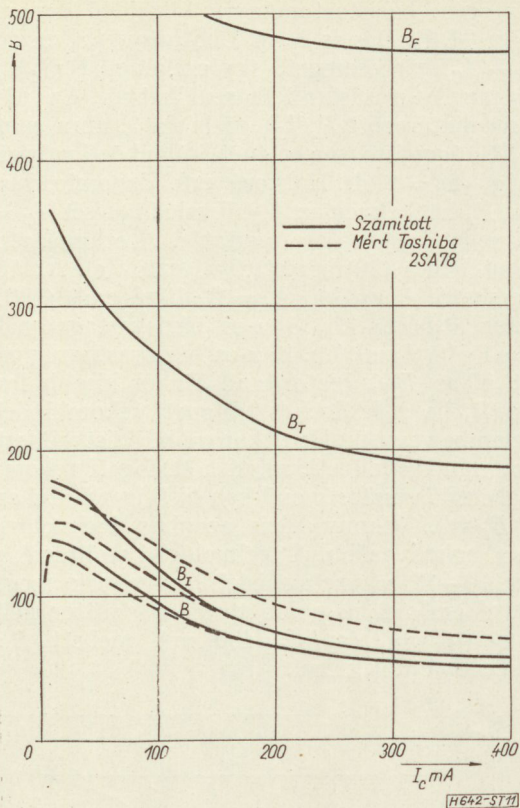
A P_e függvény ismeretében különböző w bázisvastagságú $m = 8$ driftfaktorú *erfc* donoreloszlás esetére a B_I értékeknek az A_e -től való függését $I_C = 400$ mA mellett a 10. ábra mutatja. A számolást a K_e ismeretében a (26) képlettel végeztük el. Az ábráról leolvasható, hogy ha $A_e = 2 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$ (160 μ -os emitter átmérő) kb. 8 μ -os bázisvastagságnál, ha $A_e = 4 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$, kb. 12 μ -os bázisvastagság mellett lehet 60-as B_I -t biztosítani. Ennél kisebb lesz az eredő B , ha a felületi és térfogati rekombinációt is figyelembe vesszük. Ha vékonyabb bázist választunk, akkor mind a felületi, mind a térfogati rekombinációból eredő veszteség csökken és B igen közel azonos lesz B_I -vel. Vékony bázis azonban technológiailag nem a legkedvezőbb. A technológiai realitások minimum 10–12 μ vastag bázist engednek meg, így $4 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$ -nél nagyobb területű emitter kell, ha $U_{CE} = -1$ volt és $I_C = 400$ mA mellett $B \approx 60$ értéket kívánunk elérni.



9. ábra. M. B. Das és A. R. Boothroyd [5] adatai alapján meghatározott $m \sim 8$, *erfc* donoreloszlásra érvényes $P_e(I_C)$ függvény



10. ábra. A 9. ábrán levő $P_e(I_C)$ függvény alapján számított, $I_C = 400$ mA-es $B_I(A_e)_w$ függvény



11. ábra. $A_e = 4 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$, $w = 12 \mu$, $e r f c$ donoreloszlás, $m \sim 8$ drift faktor, $N_d(0) = 6 \cdot 10^{16} \frac{\text{atom}}{\text{cm}^3}$ konstrukciós adatokkal jellemzett tranzisztor számított $B(I_C)$ függvényének komponensei. A szaggatott vonalak a hasonló konstrukciójú Toshiba 2SA78 típusú tranzisztorok mért görbéi

A fentieket figyelembe véve, a kívánt tulajdonságú tranzisztor adatai tehát: $A_e \geq 4 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$; $w \leq 12 \mu$; $N_d(0) = 6 \cdot 10^{16} \text{ atom/cm}^3$; a donoreloszlás erfc -függvény, $m \cong 8$. Ezen adatok minimuma mellett az elméletileg várható $B(I_C)$ görbét a különböző komponensekkel együtt a 11. ábra mutatja. A számításhoz a fenti adatokon kívül a fentebb meghatározott K_e értéket, $s < 1000 \text{ cm/s}$ értéket és $\tau_0 \sim 3 \mu\text{s}$ -ot vettünk figyelembe. Az 1000 cm/s felületi rekombinációs sebesség a tapasztalatok és az irodalom szerint is túl nagy érték, a valóságban ennél kisebb rekombinációs sebességek fordulnak elő.

A 9. ábrába berajzoltuk a számításokhoz használt adatokkal egyező konstrukciójú Toshiba 2SA78 tranzisztorok $B(I_C)$ görbéit. A mérési pontok és az elméletileg kapott görbe jó egyezést mutatnak.

Ha $3 \mu\text{s}$ -nél rosszabb az élettartam, a $B = 60$ nagyáramú áramerősítési tényező 12μ -os bázissal nem oldható meg, a bázisvastagságot csökkenteni kell. A tárolt töltés közel négyzetesen függ a bázisvastagságtól, így a B_T -ben szereplő futási idő a bázisvastagság csökkenésével négyzetesen csökken, vagyis a B_T a bázisvastagság csökkenésével négyzetesen nő. A bázisvastagság csökkenése a B mindegyik összetevőjét kedvezően befolyásolja. Ha az esetleges rosszabb térfigati élettartam kompenzálása technológiai okokból nem oldható meg a bázisvastagság csökkentésével, akkor a B_I komponens növelésével

lehet a kis élettartam hatását ellensúlyozni, ebből a célból A_e és K_e növelése szükséges.

Kísérleteink során azt találtuk, hogy a B áramerősítési tényező értékében legfőképpen B_I játszik szerepet. Megvizsgáltuk tokozatlan tranzisztorokon, különböző atmoszférákban a $B(I_C)$ görbék alakulását. Az eredmények szerint a felületi hatások csak kisebb áramoknál okoznak számottevő változást, nagy áramoknál, ahol B_I csökkenése miatt úgyis lecsökken az áramerősítés, nem lényeges a felületi rekombináció.

A térfigati rekombinációt nem áll módunkban befolyásolni, így ennek az áramerősítésre gyakorolt hatását csak indirekt módon tudjuk megbecsülni. Ha a térfigati rekombinációs hatás döntő lenne, akkor a B áramfüggése semmiképpen sem $\frac{1}{I_C}$ -vel lenne arányos, hanem ennél lényegesen laposabb lefutást mutatna. A vizsgált példányokon $B(I_C)$ függvényt jól lehetett minden esetben a domináló B_I taggal értelmezni.

Ezeknek az összefüggéseknek a felismerése hozzájárulhat a tranzisztorok nagyáramú és impulzusüzemű igénybevételénél tapasztalt viselkedés okainak tisztázásához.

Függelék

1. Az $(N_e - n_p) = j(P_e)$ kiszámítása [4]

A 12. ábrán vázolt $p - n$ átmenet koncentráció viszonyai mellett termikus egyensúlyi állapotban nem folyik áram, tehát fennállnak az alábbi egyenlőségek

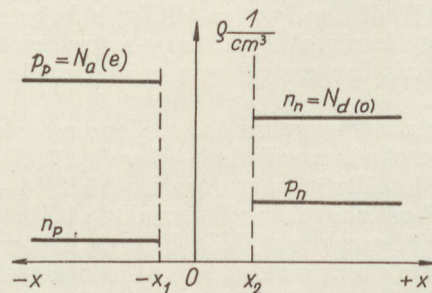
$$0 = -qD_p \frac{dp}{dx} + qu_p p(x) E(x) \quad (27)$$

$$0 = +qD_n \frac{dn}{dx} + qu_n n(x) E(x) \quad (28)$$

A képletekben p a lyuk, n az elektronkoncentráció, u_p és u_n a lyuk és elektron mozgékonyosság, D_p és D_n a diffúziós állandók, q az elemi töltés, E az elektromos térerősség.

Bármelyik egyenletet a tértöltési tartományra integrálva megkapjuk a Φ_0 beépített potenciált

$$\Phi_0 = \int_{-x_1}^{x_2} E(x) dx \quad (29)$$



12. ábra

$$\text{a (27) egyenlethől } \Phi_0 = \frac{D_p}{u_p} \ln p \Big|_{-x_1}^{x_2} = \frac{D_p}{u_p} \ln \frac{p_p}{p_n}$$

$$\text{a (28) egyenlethől } \Phi_0 = \frac{D_n}{u_n} \ln n \Big|_{-x_1}^{x_2} = \frac{D_n}{u_n} \ln \frac{n_n}{n_p}$$

Ezt felhasználva kapjuk:

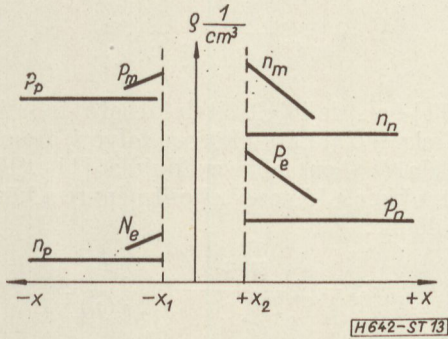
$$p_n = p_p e^{-\frac{q}{kT} \Phi_0} \quad \text{és} \quad n_p = n_n e^{-\frac{q}{kT} \Phi_0} \quad (30)$$

Ha V nyitóirányú feszültséget kapcsolunk az átmenetre, a zárórétegpotenciál lecsökken, a tértöltési tartomány határán megnövekednek a koncentrációk a 13. ábrán vázolt módon. A kisebbségi koncentrációkat a (30) képlethez hasonlóan a következőképpen fejezhetjük ki:

$$P_e = p_m e^{-\frac{q}{kT} (\Phi_0 - V)}; \quad N_e = n_m e^{-\frac{q}{kT} (\Phi_0 - V)} \quad (31)$$

Láthatóan (a töltés-semlegesség figyelembe vételével) a p_m és az n_m kifejezhető:

$$\begin{aligned} p_m &= (p_p + N_e - n_p) \\ n_m &= (n_n + P_e - p_n) \end{aligned} \quad (32)$$



13. ábra

Ezeket behelyettesítve a (31)-be kapjuk:

$$\begin{aligned} P_e &= (p_p + N_e - n_p) e^{-\frac{q}{kT} (\Phi_0 - V)} \\ N_e &= (n_n + P_e - p_n) e^{-\frac{q}{kT} (\Phi_0 - V)} \end{aligned} \quad (33)$$

Ötvözött átmenetknél $p_p \gg N_e \gg n_p$, így az elhanyagolás után:

$$P_e = p_p e^{-\frac{q}{kT} (\Phi_0 - V)} \quad (34)$$

$$N_e = (n_n + P_e - p_n) e^{-\frac{q}{kT} (\Phi_0 - V)} \quad (35)$$

A (30) átalakításával $p_p = p_n e^{\frac{q\Phi_0}{kT}}$ -t kapunk, ezt behelyettesítve a (34)-be:

$$P_e = p_n e^{\frac{qV}{kT}}; \quad \frac{P_e}{p_n} = e^{\frac{qV}{kT}}$$

lesz.

A (35) átírható a következő alakba:

$$N_e = n_n e^{-\frac{p}{kT} \Phi_0} \left(1 + \frac{P_e - p_n}{n_n} \right) \frac{P_e}{p_n} \quad (36)$$

A (30) felhasználásával a (36) átalakítható:

$$N_e = \frac{n_p}{p_n} \left(1 + \frac{P_e - p_n}{n_n} \right) P_e \quad (37)$$

Kis átalakítással, felhasználva a $p_n \cdot n_1 = p_p \cdot n_p = n_i^2$ összefüggést kapjuk a keresett kifejezést:

$$(N_e - n_p) = \frac{n_n}{p_p} \left(1 + \frac{P_e}{n_n} \right) (P_e - p_n). \quad (38)$$

Az $n_n = N_d(0)$; $p_p = N_a(e)$ helyettesítéssel kapjuk a végleges alakot ($p_n \ll P_e$ miatt a p_n -t elhagyjuk):

$$(N_e - n_p) = \frac{N_d(0)}{N_a(e)} \left(1 + \frac{P_e}{N_d(0)} \right)^P \quad (39)$$

A képletben $N_d(0)$ a bázis donorszennyezés koncentráció az emittornél, $N_a(e)$ az emitter p tartomány szennyezés koncentrációja.

2. A $p(x)$ eloszlást leíró differenciálegyenlet levezetése

A bázistartományban a lyukak árama diffúzió és drift vezetés útján folyik. Egydimenziós esetben a következő egyenlet adja meg az áramot

$$I_c \approx I_p = qA_e \left(-D_p \frac{dp}{dx} + u_p E(x)p \right) \quad (40)$$

Az elektromos térerősség, az irodalom alapján [5], a kvázi töltéssemlegesség és $I_n = 0$ feltételezése mellett az alábbi képlettel adható meg:

$$\begin{aligned} E &= -\frac{kT}{q} \frac{1}{n} \frac{dn}{dx}; \quad n = p + N_d(x) \\ E &= -\frac{kT}{q} \frac{1}{p + N_d(x)} \frac{d}{dx} (p + N_d(x)) \end{aligned} \quad (41)$$

(41)-t a (40)-be helyettesítve, figyelembe véve az Einstein-összefüggést, kapjuk:

$$\frac{I_c}{qA_e D_p} = -\frac{dp}{dx} \left(\frac{2p + N_d}{p + N_d} \right) - \frac{dN_d}{dx} \frac{p}{p + N_d} \quad (42)$$

IRODALOM

1. W. M. Webster: On the Variation of Junction Transistor Current Amplification Factor with Emitter Current. Proc. IRE, June, 1954. p. 914.
2. H. Krömer: Transistors I. RCA Publ. 1956.
3. W. Shockley, H. Read: Statistics of the Recombination of Holes and Electrons. Phys. Rev. 87. Sept. 1952. pp. 835–842.
4. C. Le. Can. K. Hart, C. de Ruyter: The Junctions Transistor as a Switching Device. Philips Technical Library. 1962.
5. M. B. Das, A. R. Boothroyd: Determination of Physical Parameters of Diffusion and Drift Transistors. IRE Trans. ED-8. No. 1. Jan. 1961. pp. 15–30.
6. И. В. Карпова, С. Г. Калашников: Врмя жизни электронов и дырок в сильно легированном германии. ФТТ. 1963. Том 5 № 1 301–307
7. C. T. Kirk: A Theory of Transistor Cutoff Frequency (f_T) Fall-off at High Current Densities. IRE Trans. ED-9. No. 2. 1962. pp. 164–173.

Párhuzamos csatolású varaktoros frekvenciaduplázó elektromos tervezése

ETO 621.382.2:621.374.4

A feszültség hatására változó kapacitású diódák — a varaktorok — alkalmazása különböző elektronikus áramkörökben az utóbbi időben gyorsan elterjedt. Egyik alkalmazási területükön, a frekvencia sokszorozó áramkörökben, sok előnyt biztosítanak a klasszikus-csőves vagy tranzisztoros megoldásokkal szemben. A legegyszerűbb és egyben leggyakrabban használt ilyen áramkör a frekvencia duplázó, amely két bemenő és kimenő rezonátorból (esetleg sávszűrőből), valamint kettőjüket összekötő varaktort tartalmazó csatoló áramkörből áll. A frekvencia duplázó működésének elméleti vonatkozásait sok publikációban találhatjuk. Ezek [1—11] a frekvencia duplázó majdnem minden elvi kérdésére választ adnak. A frekvencia duplázó elektromos tervezőjének számszerű összefüggései tekintetében (levezetés nélkül) segítséget nyújthatnak [12]-ben foglalt adatok is. A fenti publikációk közös hiányossága a tervező szempontjából abban van, hogy ezek nem tartalmaznak utalást arra nézve, hogy a kiválasztandó üzemmód és a diódára megengedhető maximális disszipáció miképpen függenek össze, hogyan kell megtervezni a frekvencia duplázót abban az esetben, ha a varaktor adatai és a szükséges kimenő teljesítmény adottak stb.

Az alábbiakban támaszkodva a [11]-ben ismertett analízisre, lényegében véve annak folytatásaként, megvizsgáljuk a frekvencia duplázó elektromos tervezésének néhány kérdését: maximális kimenő teljesítményre való beállítás, adott kimenő teljesítményre való beállítás, valamint maximális hatásokra való beállítás esetén.

1. Maximális kimenő teljesítményre való tervezés

1.1 A maximális kimenő teljesítmény feltételeiről

Ismeretes [11], hogy a varaktor elektromos állapotát a következő tényezők egyértelműen meghatározzák: η — áramtényező; C_- — az üzemkőzben fellépő varactor legkisebb pillanatnyi kapacitása; C_+ — az üzemkőzben fellépő varactor legnagyobb pillanatnyi kapacitása; ω — a bemenő jel körfrekvenciája. A feszültség és áram váltóáramú komponensei szempontjából a C_- és C_+ hatását az ún. feszültség-kivezérési tényező — $\beta = C_0 \left(\frac{1}{C_-} - \frac{1}{C_+} \right)$ foglalja magában. Tehát, a kimenő teljesítmény az η , β és ω egyértelmű függvénye. Mivel gyakorlati feladatoknál az ω adott, felmerül a következő kérdés: adott ω esetén van-e olyan η és β értékpár,

mely mellett a varaktor kimenő teljesítménye maximális értéket vesz fel?

Ennek a kérdésnek az eldöntéséhez induljunk ki a frekvenciaduplázó áramkör helyettesítő kapcsolásából.

Az 1. ábrán R_s a varaktor-dióda veszteségeit helyettesítő soros ellenállás, X_1 és X_2 a varaktor-diódát helyettesítő reaktanciák, ω illetve 2ω frekvenciájú körben, Z_g a generátor kimenő impedanciája, Z_t a terhelő impedancia. Ha feltételezzük, hogy mindkét áramkör rezonanciára van hangolva, a kimenő teljesítményt a következő összefüggés adja:

$$W_{ki} = W_a - \frac{1}{2} I_2^2 R_s \quad (1)$$

W_a a [11]-ben definiált átalakítható teljesítmény, I_2 a 2ω frekvenciájú áramkörben folyó i_2 áram amplitúdója. Ha (1)-ben felhasználjuk a [11] (10), (14) képleteit, akkor a kimenő teljesítményre a következő képlet adódik:

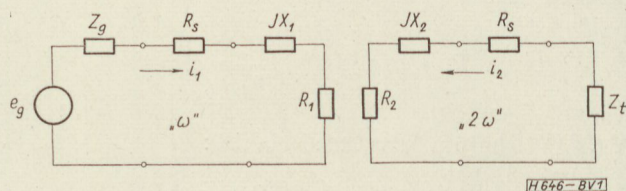
$$W_{ki} = A \frac{\beta^3 \eta^2}{F^3(\eta)} - B \frac{\beta^2}{F^2(\eta)}; \quad (2)$$

ahol $A = \frac{1}{2} \varphi^2 \omega C_0$; $B = 2R_s \varphi^2 (\omega C_0)^2$, φ a varaktor-dióda kontakt potenciálja, C_0 varaktor-dióda kapacitása, zérus előfeszültség esetén. A kimenő teljesítmény maximumának feltétele: $\frac{\partial W_{ki}}{\partial \beta} = \frac{\partial W_{ki}}{\partial \eta} = 0$.

Elvégezve a (2)-differenciálást, kapjuk:

$$\frac{\partial W_{ki}}{\partial \beta} \text{ -ből} \quad \beta = \frac{8}{3} R_s \omega C_0 \frac{F(\eta)}{\eta^2} \quad (3)$$

$$\frac{\partial W_{ki}}{\partial \eta} \text{ -ből} \quad 0 = \eta - F'(\eta) \left[\frac{3}{2} \frac{\eta^2}{F(\eta)} - 4 \frac{\omega C_0 R_s}{\beta} \right] \quad (4)$$



1. ábra. Frekvenciaduplázó áramkör helyettesítő kapcsolása

A (3) és (4) egyenletből látható, hogy W_{ki} teljes maximumának feltétele $\eta = 0, \beta = \infty$ (mert $F(0) = 1$), ami fizikailag megvalósíthatatlan, tehát adott, frekvencia esetén és adott varaktornál nincs olyan optimális η és β értékpár, mely mellett a kimenő teljesítmény maximális. Ez nem jelenti azt, hogy adott frekvencia és varaktor esetén nincs olyan beállítás, mely mellett a kimenő teljesítmény maximális, azonban ez a beállítás állandó β (pl. maximális kivezérlés esetén) vagy más elektromos jellemző mellett keresendő. A β -értéket azért kiemelhetjük, mert (2) képletből látható, hogy a β növekedése a kimenő teljesítmény növekedését vonja maga után, tehát nagyobb kimenő teljesítmény eléréséhez célszerű nagy kivezéréseket használni.

A varaktor-dióda üzemi beállítását két tényező korlátozza. Az egyik tényező $\beta_{\bar{u}}$ üzemi kivezérlési tényező, a másik a diódán fellépő disszipációs teljesítmény, $W_{d\bar{u}}$. A $\beta_{\bar{u}}$ -értéket a dióda átütési feszültsége korlátozza, mert $\beta_{\max} = \frac{C_0}{C_{\min}} = \sqrt{1 + \frac{|V_B|}{\varphi}}$

Tehát

$$\beta_{\bar{u}} \leq \sqrt{1 + \frac{|V_B|}{\varphi}}$$

V_B a diódára jellemző maximális zárófeszültség.

A $W_{d\bar{u}}$ teljesítményt a diódára megengedhető maximális disszipáció, W_d korlátozza úgy, hogy $W_{d\bar{u}} \leq W_d$; W_d — a katalógus által megadott maximális disszipációs teljesítmény.

Figyelembe véve a két üzemi korlátot, a következő három kérdésre kell megválaszolniuk:

a) Mekkora maximális kimenőtelsítmény kapható adott dióda és frekvencia esetén, ha az üzemi kivezérlés maximális, tehát ha $\beta_{\bar{u}} = \beta_{\max} = \sqrt{1 + \frac{|V_B|}{\varphi}}$

Milyen esetekben alkalmazható maximális kivezérélsre való méretezés?

b) Mekkora maximális kimenő teljesítmény kapható adott dióda és frekvencia esetén, ha az üzemi disszipáció $W_{d\bar{u}}$ maximális, tehát ha $W_{d\bar{u}} = W_d$. Milyen esetekben alkalmazható maximális disszipációra való méretezés?

c) Mekkora maximális kimenő teljesítmény kapható adott dióda esetén, ha a kivezérlés maximális és az üzemi disszipáció szintén maximális. Milyen feltételek mellett maximális a dióda kimenő teljesítménye $\beta_{\bar{u}} = \beta_{\max}$ és $W_{d\bar{u}} = W_d$ esetén?

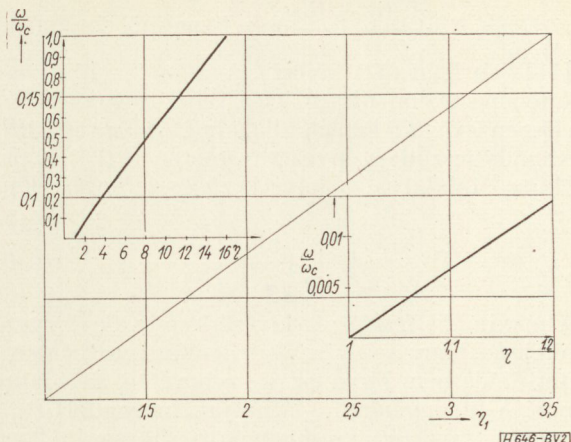
1.2 Teljes kivezérélsre való tervezés

Állandó feszültség-kivezéréls esetén a maximális kimenő teljesítmény feltételét (4)-egyenlet adja.

Amennyiben $\beta = \beta_{\max}$, úgy $\frac{C_0 R_s}{\beta_{\max}} = \frac{1}{\omega_c}$ -vel és (4) helyett

$$\eta = F'(\eta) \left[\frac{3}{2} \frac{\eta^2}{F(\eta)} - 4 \frac{\omega}{\omega_c} \right]; \quad (5)$$

egyenletet kapjuk. Az adott frekvencia és dióda esetén $\frac{\omega}{\omega_c}$ ismert és így (5) segítségével meghatározható az az áramtényező, η_1 értéke, amely mellett a ki-



2. ábra. $\frac{\omega}{\omega_c}$ az η_1 -függvényében

menő teljesítmény maximális értéket vesz fel. A 2. ábrán látható az $\frac{\omega}{\omega_c}$ és η_1 közötti összefüggés.

Az η_1 és β_{\max} -hoz tartozó maximális kimenő teljesítmény, $W_{ki \max 1}$ értékét a (2) összefüggést felhasználva kapjuk meg.

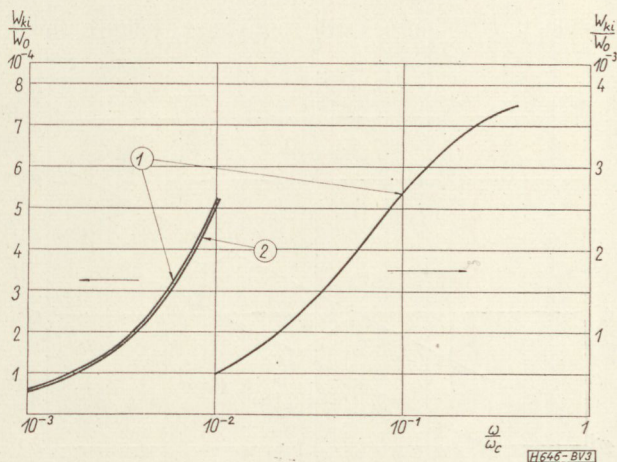
$$W_{ki \max 1} = \frac{W_0}{F^2(\eta_1)} \left[\frac{\omega}{\omega_c} \frac{\eta_1^2}{F(\eta_1)} - 4 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 \right] \quad (6)$$

ahol a W_0 normalizált teljesítményt az alábbi összefüggés határozza meg:

$$W_0 = \frac{1}{2} \frac{(\varphi + |V_B|)^2}{R_s} \quad (7)$$

A 3. ábrán látható $\frac{W_{ki \max 1}}{W_0}$ -nak az $\frac{\omega}{\omega_c}$ -től való függése. A szükséges — $R_{t1} = R_e Z_{t1}$ — terhelő ellenállás értékét a [11]-ben levő (8), (14) és (24) képletek felhasználásával kapjuk, és értéke

$$R_{t1} = \frac{R_s}{4} \left[\frac{\omega_c}{\omega} \frac{\eta_1^2}{F(\eta_1)} - 4 \right]; \quad (8)$$



3. ábra. Normalizált kimenő teljesítmény $\frac{\omega}{\omega_c}$ -függvényében. 1 — maximális normalizált teljesítmény teljes kivezéréls esetén; 2 — legnagyobb hatásfokhoz tartozó normalizált teljesítmény

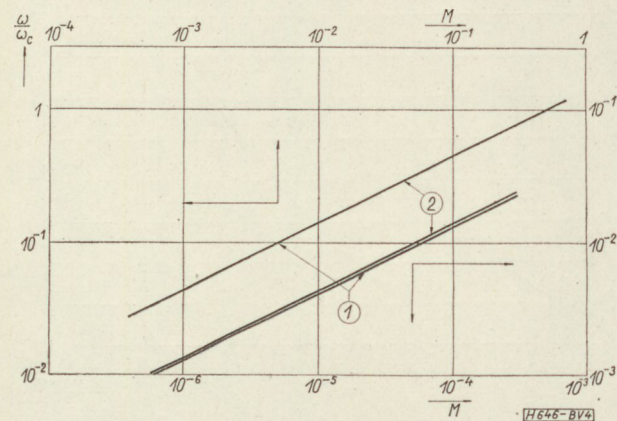
A szükséges $R_{g1} = R_c Z_g$ értéket az általánosan érvényes $R_g = R_s + \frac{R_s + R_l}{\eta^2}$ összefüggésből kaphatjuk (a [11]-ben levő (32) képlet).

A fellépő üzemi disszipációs teljesítmény értékét a [11]-ben levő (23) képlet adja, ahol $I_d = \varphi(\omega C_0)^2 R_s$. Maximális feszültség-kivezérlés esetén a (23) képletet kissé átalakítva, a következő összefüggést kapjuk:

$$W_{d\ddot{u}} = 4 W_0 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 \frac{1 + \eta_1^2}{F^2(\eta_1)} \quad (9)$$

A maximális feszültség-kivezérlésre való tervezés feltétele az, hogy a $W_{d\ddot{u}} \leq W_d$; ellenkező esetben a varaktor-dióda nem bírná az igénybevételt és tönkremenne. A (9) egyenletből láthatjuk, hogy adott W_0 és ω_c esetén, mivel η_1 az ω -függvénye [(5) szerint], van olyan ω -frekvencia, ahol $W_{d\ddot{u}} = W_d$. Mivel $\eta_1 \omega$ függvényében monoton növekvő és $\eta_1 \geq 1$, továbbá $0,25 < \frac{1 + \eta_1^2}{F^2(\eta_1)} < 0,3$, ha $\eta_1 > 1$, várható, hogy ω növekedésével $W_{d\ddot{u}}$ növekszik. Ha a (9) egyenletbe $W_{d\ddot{u}}$ helyett W_d -t helyettesítjük be és (5)-tel együtt megoldjuk, akkor $M = \frac{1}{2} \frac{W_d}{W_0}$ függvényében kapjuk azt

az $\frac{\omega}{\omega_c} = f(M)$ görbét, mely megadja a választ arra a kérdésre, hogy adott dióda esetén (W_d ; W_0 ; ω_c) mekkora az a legnagyobb ω érték, melynél maximális kivezérlés és maximális kimenő teljesítmény mellett az üzemi disszipáció nem lépi túl a diódára megadott maximális disszipációs teljesítményt, W_d -t. Amennyiben az üzemi körfrekvencia nagyobb, mint ez az érték, maximális kivezérlésre való beállítás esetén maximális kimenő teljesítményt elérni nem lehet, mert akkor az üzemi disszipáció meghaladja a megengedett értéket. Az $\frac{\omega}{\omega_c} = f(M)$ görbét a 4. ábra mutatja. A maximális kivezérlésre való tervezésnél azonban figyelembe kell venni azt, hogy (6)-szerint $\frac{\omega}{\omega_c}$ növekedésével $\frac{W_{ki \max 1}}{W_0}$ növekszik, ami azt jelenti, hogy



4. ábra. Maximális kimenő teljesítményre való tervezés frekvencia határai teljes kivezérlés vagy maximális disszipáció esetén. 1 — frekvenciahatár teljes kivezérlés esetén; 2 — frekvenciahatár maximális disszipáció esetén

adott diódánál teljes kivezérlésnél a maximális kimenő teljesítmény a frekvencia növekedésével növekszik.

1.3 Maximális disszipációra való tervezés

Ha feltételezzük, hogy a frekvenciaduplázó fokozat beállítása olyan, hogy az üzemi disszipációs teljesítmény, $W_{d\ddot{u}}$ a maximálisan megengedhető disszipációval, W_d -vel egyenlő, akkor figyelembe véve [11]-ben levő analízist, beláthatjuk, hogy van a fokozatnak olyan beállítása, amikor $W_{d\ddot{u}} = W_d$ mellett a kimenő teljesítmény maximális értéket vesz fel: $W_{ki \max 2}$. Ennek a beállításnak feltételeit [11]-ben levő (19)-egyenlet tartalmazza. Mivel $W_{d\ddot{u}} = W_d = \frac{1}{2} R_s I_2^2 (1 + \eta^2)$ összefüggés mindig fennáll, felhasználva [11]-ben levő (19) egyenletet, megkaphatjuk a maximális kimenő teljesítményt biztosító áramtényező értékét, η_2 -t:

$$\eta_2 = \left[\frac{4}{3} x + \frac{128}{9} \left(\sqrt{\frac{3}{32} x + 1} - 1 \right) \right]^{\frac{1}{2}} ; \quad (10)$$

$$\left[\frac{2}{3} x - \frac{128}{9} \left(\sqrt{\frac{3}{32} x + 1} - 1 \right) \right]$$

ahol

$$x = \left(\frac{\omega_c}{\omega} \right)^4 M$$

A fenti beállításhoz szükséges kivezérlés, β_2 értékét a [11]-ben levő (23) egyenletből kapjuk, ha ezen egyenletet β -ra megoldjuk

$$\frac{\beta_2}{\beta_{\max}} = \frac{\omega_c}{\omega} F(\eta_2) \sqrt{\frac{1}{2} \frac{M}{1 + \eta_2^2}} ; \quad (11)$$

A (11) egyenlet a szükséges kivezérlésnek maximális kivezérléshez való viszonyát szolgáltatja. Felhasználva a (11) egyenletet, valamint [11]-ben levő (8), (24) és (14) egyenleteket a 2ω frekvenciájú áramkörben levő terhelő ellenállásra, R_{l2} -re a következő összefüggést kapjuk:

$$R_{l2} = R_s \left[\frac{1}{8} \left(\frac{\omega_c}{\omega} \right)^2 \eta_2^2 \sqrt{\frac{1}{2} \frac{M}{1 + \eta_2^2}} - 1 \right] ; \quad (12)$$

A generátor szükséges belső ellenállásának értékét az általánosan érvényes $R_g = R_s + \frac{R_s + R_l}{\eta^2}$ összefüggésből kaphatjuk.

A kimenő teljesítmény értékét a [11]-ben levő (18) egyenlet határozza meg, melyet kissé átalakítva, az alábbi összefüggést kapjuk

$$W_{ki \max 2} = 2W_0 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^4 \left[\left(\frac{2}{9} x + \frac{64}{27} \right) \sqrt{\frac{3}{32} x + 1} - \left(\frac{1}{3} x + \frac{64}{27} \right) \right] \quad (13)$$

A maximális disszipációra való tervezés feltétele az, hogy a feszültség-kivezérlés, β ne lépje túl a diódára megadott maximális kivezérlés értékét, β_{\max} -ot, mert ellenkező esetben a dióda átüt. Ez

azt jelenti, hogy $\frac{\beta_2}{\beta_{\max}} \leq 1$ egyenlőtlenségnek feltétlenül fenn kell állnia. Adott varaktor esetén (ω_c ; W_d ; W_0) azt a frekvenciát, amely mellett a $\frac{\beta_2}{\beta_{\max}}$ eggyel egyenlő, úgy kapjuk meg, ha a (11) és (10) egyenletet emellett a feltétel mellett megoldjuk. Ennek a frekvenciának az M -től való függését a 4. ábra tartalmazza. Az M -hez tartozó $\frac{\omega}{\omega_c}$ -nél nagyobb frekvenciák esetén $\frac{\beta_2}{\beta_{\max}} < 1$. Az M -hez tartozó $\frac{\omega}{\omega_c}$ -nél kisebb frekvenciák esetén $\frac{\beta_2}{\beta_{\max}} > 1$, és a maximális disszipációra való tervezést nem lehet fizikailag realizálni.

1.4 Varaktor-dióda teljes kihasználására való tervezés

Az előző két pontban teljes kivezérés vagy maximális disszipáció melletti maximális kimenő teljesítmény feltételeit vizsgáltuk meg. Felmerül a következő kérdés: Van-e a kimenő teljesítménynek maximuma abban az esetben, ha $\beta_{\text{ü}} = \beta_{\max}$ és $W_{\text{dú}} = W_d$, tehát a varaktor-dióda teljes kihasználása esetén.

Induljunk ki a (2) és a [11]-ben levő (23) egyenletből, ahol $I_d = \varphi (\omega C_0)^2 R_s$.

Ha $\beta = \beta_{\max}$; $W_{\text{dú}} = W_d$; akkor a [11]-ben levő (23) egyenletből a következő egyenletet kapjuk:

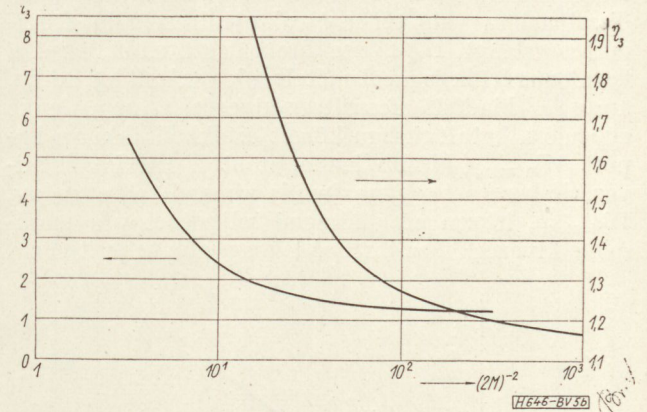
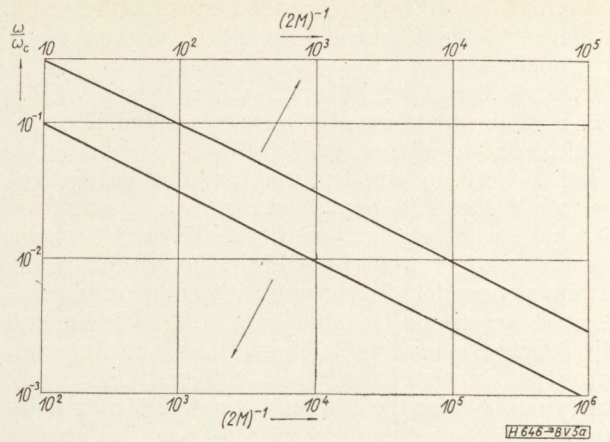
$$\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2 = \frac{2}{M} \frac{1 + \eta_3^2}{F^2(\eta_3)}; \quad (14)$$

Ennek az egyenletnek az az értelme, hogy $\beta = \beta_{\max}$ és $W_{\text{dú}} = W_d$ esetén az áramtényező η_3 , és ω között adott dióda esetén (W_d ; W_0 ; ω_c) egyértelmű kapcsolat áll fenn; minden üzemi frekvenciának megfelelő olyan $\eta = \eta_3$, amikor a feszültség-kivezérés és disszipáció maximális. Ha a (2) egyenletbe $\beta = \beta_{\max}$; $\eta = \eta_3$ és $\frac{\omega}{\omega_c}$ -t (14) egyenletből behelyettesítjük, kapjuk

$$W_{\text{ki}} = W_d \left[\frac{\sqrt{2}}{4} \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\eta_3^2}{F^3(\eta_3)\sqrt{1 + \eta_3^2}} - \frac{1}{1 + \eta_3^2} \right] \quad (15)$$

egyenletet. Ezen egyenlet fizikai értelme a következő: Ha $\beta = \beta_{\max}$; $W_{\text{da}} = W_d$, akkor a kimenő teljesítmény függ a dióda adataitól (W_0 ; W_d ; ω_c) és ezenkívül az alkalmazott frekvenciától (ω), mert η_3 (14) szerint ω függvénye. Ha megkeressük a (15) egyenlet szerinti kimenő teljesítmény maximális értékét, $W_{\text{ki max}}$ -t, akkor ehhez tartozó η_3 értékét (14)-ben felhasználva, kapjuk azt az ω -frekvenciát, ahol maximálisan kihasznált varaktor esetén a kimenő teljesítmény a legnagyobb.

Az 5a ábrán láthatjuk a legnagyobb kimenő teljesítményhez tartozó $\frac{\omega}{\omega_c}$ értéket $(2M)^{-1}$ függvényében, az 5b ábrán az η_3 értékét $(2M)^{-2}$ függvényében, amikor $W_{\text{ki}} = W_{\text{ki max}}$. Az $\frac{\omega}{\omega_c}$ görbe nagy M értékek



5. ábra

- a) $W_{\text{ki max}}$, a legnagyobb teljesítményhez tartozó $\frac{\omega}{\omega_c}$;
- b) $W_{\text{ki max}}$, a legnagyobb teljesítményhez tartozó η_3

mellett megegyezik a 4. ábrán levő $\frac{\omega}{\omega_c}$ görbével (teljes kivezérés és maximális disszipáció görbe), kis M -értékek esetén a maximális disszipáció és teljes kivezérés görbék közé esik.

A szükséges terhelő ellenállásra, felhasználva [11]-ben levő (8), (24), (14) egyenleteket, valamint fenti (14) egyenletet kapjuk:

$$R_{t_s} = R_s \left[\frac{\sqrt{2}}{4} \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\eta_3^2 \sqrt{1 + \eta_3^2}}{F^2(\eta_3)} - 1 \right]; \quad (16)$$

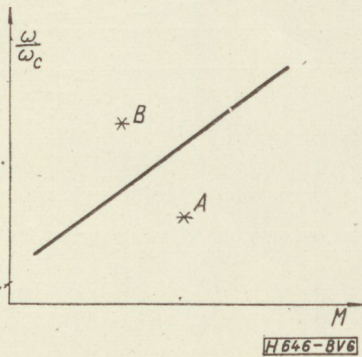
értéket. A szükséges generátor belső ellenállásának értékét az általában érvényes $R_g = R_s + \frac{R_t + R_s}{\eta^2}$ összefüggésből kaphatjuk.

1.5 A maximális kimenő teljesítményre való tervezésről

Az előzőekben láthatjuk, hogy maximális kimenő teljesítmény eléréséhez adott varaktor jellemzői és adott frekvencia mellett két lehetőség kínálkozik: a maximális feszültség-kivezérésre való tervezés (1.2 pont), vagy a maximális disszipációra való tervezés (1.3 pont). Ahhoz, hogy adott esetben helyesen válasszuk ki a két tervezési mód közül azt, amely

nagyobb kimenő teljesítményt biztosít, tételezzük fel, hogy a feladat megoldásához két varaktor típus áll rendelkezésre.

Az egyik típust jelöljük „A”-val, a másikat „B”-vel. A 6. ábrán, könnyebb megértés céljából, megrajzoltuk a 4. ábrán levő grafikont, számadatok nélkül. A két varaktor típusnak az adott ω frekvencián, az A, illetve B pont felel meg. Az A varaktornál, az 1.2 pont szerint, maximális kivezérésre való tervezés esetén az üzemi disszipáció kisebb, mint a típusra megadott legnagyobb disszipációs teljesítmény, és így ezen a frekvencián a maximális kimenő teljesítményt a maximális kivezérésre való tervezés biztosítja. Ennek bizonyítására tételezzük fel, hogy a maximális disszipációra való tervezést alkalmaznánk. Ekkor az üzemi feszültség-kivezérés az 1.3 pontnak megfelelően nagyobb lenne, mint a varaktorra megengedett maximális érték. Ha a maximális disszipációra való tervezés alapjául szolgáló disszipációs értéket, W_d -t kisebbre választanánk, mint a katalógus érték és megismételnénk a számítást, addig, amíg a kiadódó feszültség-kivezérés nem lenne egyenlő a katalógusban közölt értékkel, akkor a kapott $W_{ki\ max_2}$ kisebb lenne, mint a maximális kivezéréshez tartozó maximális kimenő teljesítmény, $W_{ki\ max_1}$, hiszen ez a kimenő teljesítmény a maximális kivezéréshez tartozó legnagyobb teljesítmény.



6. ábra. A maximális kimenő teljesítményhez tartozó beállítás kiválasztása

A B varaktornál, 1.3 pont szerint maximális disszipációra való tervezés esetén, az üzemi feszültség-kivezérés kisebb, mint a típusra megadott legnagyobb feszültség-kivezérés, β_{max} , és így ezen a frekvencián a maximális kimenő teljesítményt a maximális disszipációra való tervezés biztosítja.

Ennek bizonyítására tételezzük fel, hogy a maximális kivezérésre való tervezést alkalmaznánk. Ekkor az üzemi disszipáció az 1.2 pontnak megfelelően nagyobb lenne, mint a varaktorra megengedett maximális érték. Ha a maximális kivezérésre való tervezés alapjául szolgáló maximális kivezérés értékét, β_{max} -t kisebbre választanánk meg, mint a katalógus érték, és megismételnénk a számítást addig, amíg a kiadódó üzemi disszipáció nem lenne egyenlő a katalógus értékével, akkor a kapott $W_{ki\ max_1}$ kisebb lenne, mint a maximális disszipációhoz tartozó maximális kimenő teljesítmény, $W_{ki\ max_2}$, hiszen ez a kimenő teljesítmény a maximális disszipációhoz tartozó legnagyobb teljesítmény.

A fenti megfontolásokat összefoglalva a következő szabály adódik:

Ha a varaktor adatai W_0 ; W_d ; ω_c és az alkalmazandó frekvencia (ω) olyanok, hogy a 4. ábrán a varaktornak olyan pont felel meg, mely a vonal alatt van, akkor a legnagyobb kimenőteljesítményt a maximális feszültség-kivezérésre való tervezés biztosítja. Ha ez a pont a vonal felett van, akkor a maximális kimenőteljesítmény eléréséhez a maximális disszipációra való tervezést kell alkalmaznunk.

Abban az esetben, amikor a varaktor adatait szabadon választhatjuk és csak az üzemi frekvencia (ω) van megadva, akkor a maximális kimenő teljesítményt teljes kihasználásra való tervezéssel kapjuk.

A tervezés menete a következő lehet: Válasszunk a katalógusból egy varaktor sorozatot, melynél az M közel állandó és az 5. ábrán keressük ki ezen M -hez tartozó $\frac{\omega}{\omega_c}$ -t. Mivel ω adott, így az $\frac{\omega}{\omega_c}$ -ből

$$\omega_c \text{ értéke adódik. A } W_0 = \frac{1}{2} \frac{(\varphi + |V_B|)^2}{R_s} \text{ és } \omega_c = \frac{\sqrt{\varphi + |V_B|}}{\sqrt{\varphi} R_s C_0} \text{ figyelembevételével az előbbi varaktor}$$

sorozatból olyan típust kell kikereshnünk, melynél C_0 értéke lehetővé teszi a kiválasztott M -hez szükséges ω_c biztosítását.

A szükséges bemenő teljesítményt a kimenő teljesítményből a hatásfok figyelembevételével kapjuk meg. A bemenő teljesítmény, $W_{be} = \frac{W_{ki}}{\delta_a}$, ahol δ_a — a hatásfok.

A hatásfok meghatározásához a teljes kivezérésre vagy teljes kihasználásra való tervezés esetén a [11]-ben levő

$$\delta_a = \frac{1 - 4 \frac{\omega}{\omega_c} \frac{F(\eta)}{\eta^2}}{1 + 4 \frac{\omega}{\omega_c} F(\eta)}; \quad (17)$$

képletet használjuk, ahol η helyébe értelemszerűen a fenti η_1 vagy η_3 kerül. A maximális disszipációra való tervezés esetén az [1]-ben levő

$$\delta_a = \frac{1 - 4 \frac{\omega C_0 R_s}{\beta} \frac{F(\eta)}{\eta^2}}{1 + 4 \frac{\omega C_0 R_s}{\beta} F(\eta)}; \quad (18)$$

képletet használhatjuk, ahol η helyébe η_2 és β helyébe β_2 kerül [a (11)-képletből].

2. Tervezés adott üzemi frekvencia és kimenőteljesítmény esetén

A varaktoros frekvenciaduplázók tervezésénél az adott típusú varaktor mellett gyakran elő van írva nemcsak az üzemi frekvencia, hanem a szükséges kimenő teljesítmény is. Ebben az esetben a tervezés arra irányul, hogy az előírt varaktor típus, üzemi

frekvencia és kimenő teljesítmény mellett a frekvenciaduplázó áramkör maximális hatásfokkal működik.

Az alábbiakban a [11]-ben leírt analízisre támaszkodva megkeressük a maximális hatásfok feltételeit az adott kimenő teljesítmény mellett.

Tételezzük fel, hogy a frekvenciaduplázó fokozat beállítása $\varphi_2 = \pi$ feltételnek tesz eleget (ennek feltételeit [11]-ben a 3. fejezet tartalmazza). Akkor a kimenő teljesítményt a következő összefüggés adja

$$W_{ki} = \frac{1}{16\varphi} \frac{I_2 I_1^2}{(\omega C_0)^2} - \frac{1}{2} I_2^2 R_s;$$

Ahol I_1 és I_2 az i_1 , illetve i_2 áramok amplitúdói, i_1 az ω frekvenciájú áramkörben, i_2 a 2ω frekvenciájú áramkörben folyó áramok.

Fenti összefüggéseket átrendezve kapjuk az alábbi egyenletet:

$$\eta^2 I_2 = 16\varphi (\omega C_0)^2 \left[\frac{W_{ki}}{I_2^2} + \frac{1}{2} R_s \right]; \quad (19)$$

Az adott W_{ki} mellett, mivel $I_2 = \frac{2\varphi \omega C_0 \beta}{F(\eta)}$; I_2 felvételével adódnak η és β értékek, melyek mellett a (19) egyenlet azonossággá válik. Tehát az adott kimenő teljesítményt végtelen sok I_{2i} , β_i , η_i hármas biztosítja. Ahhoz, hogy az adott kimenő teljesítmény mellett a hatásfok, δ_a , maximális legyen (ha ez egyáltalán lehetséges), meg kell keresnünk megfelelő I_{2w} ; β_w ; η_w összetartozó értékeket.

A [11]-ből ismerjük, hogy a hatásfokot az alábbi összefüggés adja:

$$\delta_a = \frac{1 - 4 \frac{\omega C_0 R_s}{\beta} \frac{F(\eta)}{\eta^2}}{1 + 4 \frac{\omega C_0 R_s}{\beta} F(\eta)}.$$

Ha $F(\eta_i) = \frac{2\varphi \omega C_0 \beta_i}{I_{2i}}$ összefüggés segítségével, és figyelembe véve (19)-et, a fenti összefüggést átalakítjuk, a hatásfokra a következő összefüggés adódik:

$$\delta_a = \left[1 + \frac{I_{2i}^2 R_s}{W_{ki}} + 4 \frac{I_d R_s I_{2i}}{W_{ki}} + 8 \frac{I_d}{I_{2i}} \right]^{-1};$$

Ebben az összefüggésben $I_d = \varphi (\omega C_0)^2 R_s$ a [11]-ben definiált varaktor adataira az adott frekvencián jellemző áram.

Ahhoz, hogy δ_a maximális legyen I_{2i} függvényében, szükséges, hogy $1 + \frac{I_{2i}^2 R_s}{W_{ki}} + 4 \frac{I_d R_s I_{2i}}{W_{ki}} + 8 \frac{I_d}{I_{2i}}$ minimális legyen.

Elvégezve ezen összefüggés diszkusszióját, a maximális hatásfokot biztosító I_{2w} -re a következő harmadfokú egyenlet adódik:

$$x^3 + 4x - \alpha w = 0; \quad (20)$$

Ebben az egyenletben $x = \frac{I_{2w}}{I_d}$; $\alpha = 4 \left(\frac{\omega_c}{\omega} \right)^4 \frac{W_{ki}}{W_0}$;

A (20)-egyenlet gyökeinek az α_w -tól való függését a 7. ábra tartalmazza.

Az adott W_{ki} ; W_0 ; ω ; ω_c és egyéb varaktor-adatok mellett a (20) egyenlet gyökének segítségével meghatározható a szükséges $I_2 = I_{2w}$ amplitúdó. A szükséges terhelő ellenállás értékét a következő egyszerű összefüggés adja:

$$R_{tw} = \frac{2W_{ki}}{I_{2w}^2}; \quad (21)$$

A maximális hatásfokot, δ_{aw} -t, természetesen az alábbi összefüggés adja:

$$\delta_{aw} = \left[1 + \frac{I_{2w}^2 R_s}{W_{ki}} + 4 \frac{I_d R_s}{W_{ki}} I_{2w} + 8 \frac{I_d}{I_{2w}} \right]^{-1} \quad (22)$$

A szükséges η_w érték kiszámításához felhasználhatjuk vagy a (19) összefüggést, vagy az áramtényező, a terhelő ellenállás és a hatásfok közötti általános összefüggést. Az utóbbit felhasználva az áramtényezőre a következő képlet adódik:

$$\eta_w = \sqrt{\frac{R_{tw}}{R_s} \frac{1 - \delta_{aw}}{\delta_{aw}} - 1}; \quad (23)$$

A szükséges feszültség-kivezérést az I_{2w} és η_w ismeretében

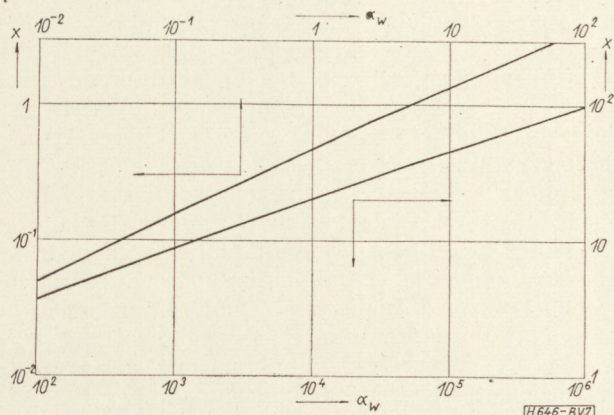
$$\beta_w = \frac{I_{2w} F(\eta_w)}{2\varphi \omega C_0} \quad (24)$$

képletből kapjuk.

A szükséges generátor impedanciát, valamint teljesítményét az ismert összefüggések segítségével δ_{aw} és η_w ismeretében kapjuk.

3. Maximális hatásfokra való tervezés adott varaktor és üzemi frekvencia esetén

A maximális hatásfokra való tervezés feltételeit a [11]-ben levő 2.4 pont tartalmazza. A [11]-ben levő 7. és 8. ábrán levő grafikonok segítségével, $\frac{\omega}{\omega_c}$ ismeretében meghatározhatók a maximális hatásfok $\delta_{a \max}$ és a szükséges áramtényező, η_a . A maximális



7. ábra. A (20)-egyenlet gyökeinek (x) függése az α_w -tól

hatásfokhoz $\delta_{a \max}$ -hoz tartozó kimenő teljesítményt, $W_{ki a}$ -t a (6) képletből kiszámíthatjuk, ha η_1 helyett η_a -t helyettesítjük be. Mivel η_a az $\frac{\omega}{\omega_c}$ -nek egyértelmű függvénye, így $\frac{W_{ki a}}{W_0}$ szintén az $\frac{\omega}{\omega_c}$ -nak egyértelmű függvénye. A $\frac{W_{ki a}}{W_0}$ -nak az $\frac{\omega}{\omega_c}$ -től való függését a 3. ábra tartalmazza. A maximális hatásfokhoz tartozó üzemi disszipációt, $W_{dú}$ -t ismert $\frac{\omega}{\omega_c}$ és η_a segítségével (9)-ből kiszámíthatjuk. A szükséges terhelő ellenállást R_{la} -t (8) a képletből kiszámíthatjuk, ha η_1 helyett η_a -t helyettesítjük be.

4. Következtetések

A fentiekben a hirtelen átmenetű (abrupt junction) varaktor-dióda alkalmazásával működő frekvenciakétszerező analízisére támaszkodva [11] megvizsgáltuk a maximális kimenő teljesítmény feltételeit, valamint az adott kimenő teljesítményre való tervezés feltételeit. A kapott eredményeket az alábbiakban lehet összefoglalni.

a) A maximális kimenő teljesítményre való tervezést a varaktor adatai és az alkalmazott frekvencia függvényében vagy a megengedett varaktor disszipációs teljesítményének figyelembevételével, vagy a megengedett varaktor feszültség-kivezérlésének figyelembevételével kell elvégezni.

b) A varaktor adataitól függően van olyan frekvencia, amelynél a maximális kimenő teljesítmény a varaktorra megengedett teljes disszipáció és feszültség-kivezérlés mellett kapható.

c) Az adott kimenő teljesítmény mellett létezik a varaktornak olyan beállítása, amikor a hatásfok maximális.

IRODALOM

1. J. M. Manley and H. E. Rowe: Some General Properties of Nonlinear Elements — Part I. General Energy Relations. Proc IRE Vol 44 pp 904—913 July 1956
2. B. L. Diamond: Idler Circuits in Varactor Frequency Multipliers. IEE Transactions on Circuit Theory. 1963. Marc pp 35—44
3. G. B. Stracca: Harmonic Generation by Means of Reactance Diodes. Alta Frequenza. Vol. XXXI-N5 MAGGIO 1962 pp 70—83
4. P. Penfield, R. P. Rafuse: Varactor Applications. The M. I. T. Press. 1962. Chapter 8. pp 297—435
5. T. M. Hyllin, K. L. Kotzebue: A Solid State Microwave Source from Reactance Diode Harmonic Generators. I. R. E. Transactions on Microwave Theory and Techniques. January 1961. pp 73—78
6. K. M. Johnson: Large Signal Analysis of a Parametric Harmonic Generator IRE Transaction on Microwave. Theory and Techniques. September. 1960. pp 525—532
7. J. A. Morrison: Maximization of the Fundamental Power in Nonlinear Capacitive Diodes. The Bell Syst. Techn. Journ. March 1962. pp 677—721
8. W. Janoff: Variable-Reactance Frequency Multipliers. Electrical Communication Vol. 38. NI 1963. pp 106—118
9. T. C. Leonard: Prediction of Power and Efficiency of Frequency Doublers Using Varactors Exhibiting a General Nonlinearity. Proc of the IEEE August 1963. pp 1135—1139
10. K. K. N. Chang, P. E. Chase: A Rigorous Analysis of Harmonic Generation Using Parametric Diodes. RCA Review June 1963. pp 214—225
11. Dr. Bíró Viktor: Párhuzamos csatolású varactoros frekvenciaplázó analízise. Híradástechnika XVI. évf. 1. sz. 1—9. old.
12. Harvey L. Kaylic: The Design of Varactor Frequency Multipliers for Mobile Communications. Solid State Design. 1965. February pp 21—28

PUSKÁS TIVADAR- ÉS VIRÁG—POLLÁK-DÍJASAINK

Az Egyesület Elnöksége 1966. február 1-én ülést tartott. Az ünnepi ülésen kiosztották az 1965. évi díjakat:

1965. évi Puskás Tivadar díjasaink

Czeglédy György, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület alapító tagja, jelenleg az Elnökség tagja és a Külkereskedelmi Szakosztály vezetője. Nemcsak az Egyesületben, hanem a magyar híradástechnikai iparban és a külkereskedelemben is hosszú idő óta jelentős munkásságot fejtett ki. Jelentős eredményeket ért el a professzionális híradástechnikai berendezések felszabadulás utáni exportjának megteremtésében és fejlesztésében.

Juvancz Endre, a Híradástechnikai Egyesületnek 1954 óta tagja, jelenleg az Elnökség tagja. Az Egyesület Vezetőségének munkáját állandóan tevékenyen támogatja. Munkája különösen a híradástechnikai ipar aktuális problémáinak megoldására irányul, különös tekintettel a megbízhatóság kérdéseire. A nemzetközi munkamegosztás megszerzésében is jelentős érdemei vannak.

Nyári György, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület alapító tagja, jelenleg az Elnökség tagja,

a Rádió és Televízió Szakosztály Távközlési Munkacsoportjának vezetője. Jelentős szerepet játszott az Egyesület megalakulása utáni időben, a szervező munkában, különösen a híradástechnikai alkatrészek és professzionális vevőkészülékek fejlesztésében.

1965. évi Virág—Pollák díjasaink

Budai Lajos Molnár Pál, Muzsnai Géza, Wirth József és Forró Dezső a 400 vonalas Crossbar központot ismertető cikksorozatért,

Csepregi-Horváth Kázmér és Stefler Sándor „A televízióátvitel nonlinearitásának elméleti vizsgálata” című, a Híradástechnika 1965. 7. számában megjelent cikkükért,

Lajkó Sándor „Korszerű vivőáramú távbeszélőberendezések és egyes rendszertechnikai kérdések” című, a Híradástechnika 1965. 2. számában megjelent cikkéért,

Gosztonyi Géza „Csatolóutas (link) rendszerek torlódásszámításának alapelvei” című, a Híradástechnika 1965. 3. számában megjelent cikkéért részesült ezen kitüntetésben.

Hibavédelem az adatátvitelben

ETO 621.395.38:621.395.669

A számítóközpontokban történő automatikus adatfeldolgozás komplexumában egyre nagyobb jelentősége van a digitális adatok elektromos úton történő továbbításának. Ennek ellenére az irodalom, a szabalmi leírások és a CCITT dokumentumainak tanulmányozása azt mutatják, hogy a mai napig sem a tudományos kutatásoknál, sem a műszaki technológiai segédeszközöknél nem találtak optimális eljárást az elkerülhetetlen átviteli hibák automatikus felismerésére és korrigálására. Továbbá még nincsenek megállapítva a kódolási eljárások objektív összehasonlítására szolgáló konkrét értékek, amelyek figyelembe veszik az adatfeldolgozáshoz megkívánt hibavédelem elérésének költségeit és műszaki-gazdaságossági mutatóként értékelhetők.

Maradék blokkhibavalószínűség

Az automatikus adatfeldolgozást végző számítógépek közötti binárisan kódolt adatok átvitelénél ma legtöbbszörre az a követelmény, hogy 24 órai üzem alatt az összes átvitt adatelem közül csak egy bit érkezhessen hibásan az adatfeldolgozó állomásra. 1200 bit/s információ sebességnél ez közelítőleg $p_E = 10^{-8}$ bit/24 h elemhiba-valószínűséget jelent. Bár ez az elemhiba-valószínűség viszonylag könnyen mérhető, azonban csak csekély alapot szolgáltat blokkban átvitt elemekkel dolgozó adatátviteli rendszer működésének megítéléséhez. Ezért célszerűbbnek látszik az adatrendszer átviteli minőségének a *maradék blokkhiba-valószínűséggel* való jellemzése. Ez a vevőhöz hibásan érkező olyan hibakombinációjú adatblokkok száma — amelyeket a választott automatikus hibajelző eljárás meghatározott idő alatt nem ismer fel hibásnak — viszonyítva az adatfeldolgozás által az átadott összes blokk számához.

Az elemi jelhibák véletlenszerű eloszlásánál egy bizonyos hibakombináció fellépésének valószínűsége n hosszúságú és e elemi jelhibát tartalmazó hibás blokk esetén egyenlő a p_E^e valószínűség (hogy éppen e elem átvitele történt hibásan) és az $(1 - p_E)^{n-e}$ valószínűség (hogy a blokk $(n - e)$ adateleme nem tartalmaz zavarójelet) szorzatával. A kombinatorika szabályai szerint egy n hosszúságú blokkban e elemi jelhibát tartalmazó különböző kombináció fordulhat elő. A p_B blokk-hibavalószínűség nem védett kódra, a hibás blokkok viszonya az összes átvitt blokkhoz így azon valószínűségek összege, hogy $1 \leq e \leq n$ adatelem hibásan érkezik a vevőhöz:

$$p_B = \sum_{e=1}^n \binom{n}{e} p_E^e (1 - p_E)^{n-e}$$

Ez az érték hibafelismerésre alkalmas különleges kódolási eljárással egy $R(e)$ faktorialis csökkenthető.

A maradék jelzetlen hibakombinációk része tehát a hibás blokkokban: $Z(e) = R(e) \binom{n}{e}$. Az adatátvitelnél a gyakorlatban érdekes és egy blokk-kódolási eljárással nem hibásnak felismert hibakombinációk csökkent száma, vagyis a maradék blokkhibavalószínűség p'_B :

$$\begin{aligned} p'_B &= R(e)p_B = \sum_{e=1}^n R(e) p_E^e \cdot (1 - p_E)^{n-e} = \\ &= \sum_{e=1}^n Z(e) p_E^e \cdot (1 - p_E)^{n-e}. \end{aligned}$$

Ez függ a mérhető p_E elemi jelhiba-valószínűségtől, az átviteli csatorna hibastatisztikájától és az egy csoporton belüli $e = 1 \dots n$ elemi jelhiba fellépésének gyakoriságától, azaz a hibastruktúrától, továbbá az n blokkhossztól. A $Z(e)$ értéket minden kódra, legtöbbször jelentős matematikai számolási munkával meg kell határozni. A kód tulajdonságaitól és a hibastruktúrától függően a maradék blokkhiba-valószínűség egyes összeadandói a többinél nagyobbak lehetnek. Így a $p'_B = f(p_E)$ összeggörbén valamely elemi jelhiba-valószínűségnél, amelyre a kód különlegesen zavarérzékeny, maximum mutatkozik.

Példák néhány kódolás esetére

Az alábbiakban először az ismert „5-ből 2” kódot vizsgáljuk meg az átviteli hibák felismerésére. Ehhez $n = 5$ adatelemből álló blokkot választunk, amelyek közül mindig kettő egy bináris „1”-nek és három egy bináris „0”-nak felel meg. Ha például egy ilyen bináris összekapcsolt adatsorozat 01001 digitális sorozatból áll, akkor $e = 1$ -től, $e = n = 5$ -ig az 1. ábrán látható hibakombinációk lehetségesek. Ezek közül bizonyos számú (x -el jelölve) éppen bináris viszonyú, tehát az adatfelvevőben nem ismerhető fel hibásnak.

A tíz lehetséges kettős hiba közül $Z(2) = 6$ és az öt lehetséges négyes hiba közül $Z(4) = 3$. A maradék blokkhibavalószínűség kiszámításánál tehát csak $e = 2$ és $e = 4$ összegezendő:

$$p'_B = 6p_E^2(1 - p_E) + 3p_E^4(1 - p_E)^1.$$

Az eredményt a 2. ábra szemlélteti.

A $p'_B \max = 0,3$ maximum $p_E^4 = 0,7$ -nél van. Ez azt jelenti, hogy a legkedvezőtlenebb esetben és szabálytalan eloszlású és egymástól független elemi hibák esetén három hibásan átvitt adatsorozatból a kódoló eljárás által egy nem ismerhető fel hibásnak.

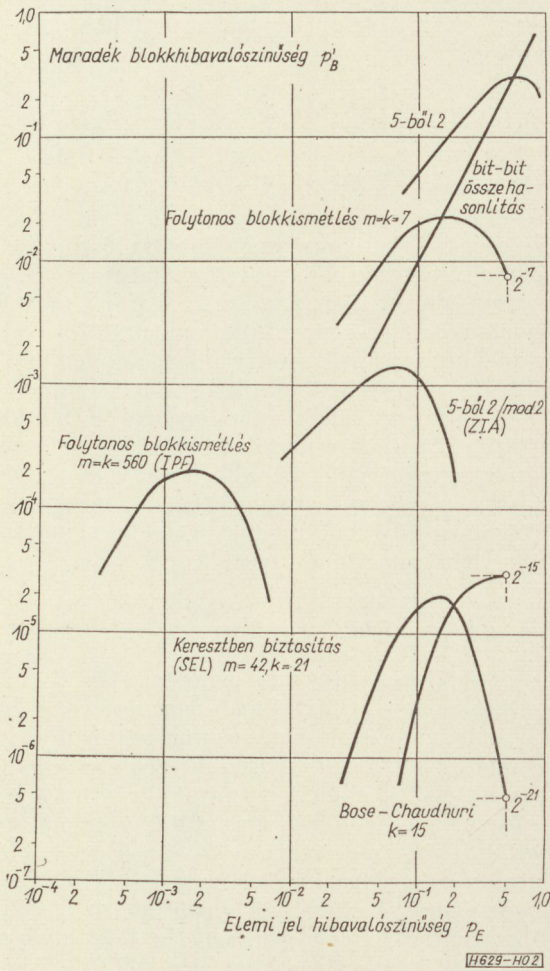
Hasonló görbe adódik a szintén gyakran alkalmazott „7-ből 3” kód esetében (ELMUX).

H. Aulhorn, H. Lange és H. Marko (SEL) az átviteli hibák felismerésére egy másik kódoló módszert

e=1:	$\begin{matrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{matrix}$	e=2:	$\begin{matrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{matrix}$	e=3:	$\begin{matrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{matrix}$	e=4:	$\begin{matrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{matrix}$	e=5:	$\begin{matrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{matrix}$
------	--	------	---	------	---	------	---	------	--

H 629-H01

1. ábra. Felismerhető és nem felismerhető (x) hibakombinációk „5-ből 2” kódolásánál



2. ábra. Maradék blokkhiba-valószínűség az elemijelhiba-valószínűség függvényében különböző kódoló eljárásoknál

írnak le.* Ennél a „keresztben biztosított” módszerénél $m = 7$ elemi jeles hat adatjelet egy mátrixba foglalnak össze.

Ezt a mátrixot az adó oldalon összesen $k = 21$ ellenőrző elemmel úgy egészítik ki, hogy minden sorban, minden oszlopban és mindegyik átló mentén páros számú bináris elem forduljon elő. Ezt a páros-számúságot az átvitel után az adatvevő ellenőrzi. A szerzők az ezen kódoló eljárásnál nem egészen

* Aulhorn, H., Marko, H.: Probleme und Anwendungen der Datenübertragung, Elektronische Rechenanlagen, 1961, Heft 4.

egyszerűen kiszámítható — nem hibásnak felismert — hibakombinációkat és az elemi jelhiba-valószínűségtől való függést elektronikus számítógéppel határozták meg. A megadott $p_E = 0,15$ -nél $p'_{B\max} = 2,5 \cdot 10^{-5}$ maximumú maradék blokkhiba-valószínűség szintén a 2. ábrán található.

A Drezdai Adatfeldolgozó Intézet (azelőtt ZIA) olyan adatátviteli rendszert dolgozott ki, melynél egy 5-soros lyukszalag mindegyik öt jelét adatmátrixba foglalják. Ezen jelek mindegyike, amelyek a lyukszalag (a mátrix) egy oszlopát képezik „5-ből 2” eljárással kódolva van. Ezt a viszonyt a vevő ellenőrzi. Ezenkívül a mátrix öt bináris elemből álló soraihoz egy a mod-2 szerinti összeg alapján kiszámított kiegészítő ellenőrző elem is átvitelre kerül és az adatvevőben az ott kiszámított mod-2 összeggel minden beérkező sor összehasonlításra kerül. Ezen kombinált 5-ből 2/mod-2 kódolójeljárásra vonatkozólag meghatározták a 2. ábrán feltüntetett maradék blokkhibavalószínűségnek az átviteli csatorna elemi jel hibavalószínűségétől való függését.

A berlini Postai és Távközlőberendezési Intézetben elektromos adatátvitelre kidolgozott egyik modellberendezésnél az egyes — az adótól a vevőhöz átvitt blokkokat folyamatosan visszajuttatják az adóhoz és utána ott történik az egymással való összehasonlítás. Ha nincs meg az egyezés, akkor mindaddig blokkisméltést végeznek, amíg átviteli hiba nem ismerhető fel. Csak ezután tárolja a vevő és történik a következő blokk küldése. A közlemény blokkhossza kb. 80 távirójel, tehát $m = 560$ bit. Minden adatsorozat ilyen kétszeres átvitelénél mindazok a hibakombinációk nem ismerhetők fel, melyeknél egy csoportban mind az első, mind a második átvitelnél ugyanazok az elemek hibásak. Így csupán $Z(e) = \binom{m}{e/2}$ fel nem ismert hibakombináció léphet fel e párosszámú elemhibával. Az elemhibák véletlenszerű eloszlásánál a maradék blokkhiba-valószínűség p'_B függése az átviteli csatorna p_E elemhiba-valószínűségtől:

$$p'_B = \sum_{e/2=1}^m \binom{m}{e/2} p_E^e \cdot (1 - p_E)^{2m-e} = [p_E^2 + (1 - p_E)^2]^m - [1 - p_E]^{2m}$$

A 2. ábrán látható ez az összefüggés $m = 560$ bitre és összehasonlításul $m = 7$ bitre, tehát normál távirásra, melyek átvitele nem történik hosszabb blokkokban. Ennél az ismétlő eljárásnál rövidebb

blokkhossz esetén a maximumok p_E nagyobb értékénél p'_B nagyobb értékei felé tolódnak el.

Látható, hogy kevésbé előnyös a nem tévesnek felismert hibakombinációk csökkentése szempontjából az $m = \frac{n}{2} = 7$ blokkhosszúságú egyes távirójelek jelenkénti átvitele és ismétlése. A gyakorlatban a maradék blokkhiba-valószínűség emellett nagyobb lesz amiatt, mert a start- és stop-elemek, továbbá az elválasztó áram/jeláram kapcsolási átmenetek érzékenyebbek az átviteli hibákra, mint a távirójelek egyéb bináris elemei. Egy bit-bit összehasonlításra ($m = k = 1$) ennél a folytonos ismétléssel dolgozó kódoló eljárásnál:

$$p'_B = p_E^2.$$

Újabban felismerték, hogy a ciklikus (pl. a Bose—Chaudhuri-féle) blokk kód sokkal hatásosabb a fel nem ismerhető átviteli hibák csökkentésére, mint egyéb kódolások. Ennél az „1” és „0” bináris közleményelemek mindenkor sorrendje minden egyes blokkban matematikai polinómok egyúttáhatóként kerülnek kiértékelésre, k fokozatú visszacsatolt toló-regiszter (shift-register) segítségével az adat adó minden m adatelemet meghatározott szabályok és törvényszerűségek szerint képezett k ellenőrző elemekkel egészít ki. Ezen az ellenőrző elemek átvitele a közleményelemekhez csatlakozva történik. Az adatvevő megvizsgálja, hogy a vett csoportok ($n = m + k$) egy tolóregiszteren átvezetve bináris „0” sorozatot adnak-e eredményül. Ellenkező esetben átviteli hiba fordulhatott elő. Ezzel a kódoló eljárással a hibás, de az adatvevőben nem hibásnak felismert blokkok száma az összes átvitt blokkhoz képest, tehát az eredő csoporthiba-valószínűség lecsökkenthető:

$$p'_B = \frac{1}{2^k}$$

érték alá. A legnagyobb érték $p_E = 0,5$ -nél van. A maradék blokkhiba-valószínűség kisebb elemi jelhiba-valószínűségnél közelítőleg a 2. ábrán $k = 15$ esetre feltüntetett görbe szerinti lefolyású. Ennek a kódoló eljárásnak nagy előnye, hogy a maradék blokkhiba-valószínűséget $p_E = 0,5$ esetre meghatározó, kiegészítőleg átvendő ellenőrző elemek száma a blokkhossztól független. A $k:m$ viszony tetszés szerint kedvezőre választható meg.

Műszaki-gazdaságossági mutatószámok

Az automatikus adatfeldolgozás és elektromos adatátvitel kifejlesztői és felhasználói számára hasznos segédeszköznek látszik az átviteli hibák felismerésére és korrigálására szolgáló eljárások megítéléséhez a 2. ábrán levő grafikus ábrázolásnak, azaz egy kódoló eljárással elérhető blokkhiba-valószínűség és az átviteli csatorna elemi-jelhiba-valószínűség közötti összefüggésnek, egy harmadik tengellyel való kiegészítése.

Erre viendők fel a megkívánt maradék blokkhiba-valószínűséghez szükséges kódoló berendezés beruházási költségei, továbbá az összes szükséges átviteli idő viszonya a hasznos átviteli időhöz, a bitenként szükséges frekvenciasáv (modulációs eljárás) és az adatrendszer összesítési és karbantartási költségei. Így háromdimenziós ábrázolásban az elektromos adatátvitel számára általánosan érdekes műszaki-gazdaságossági mutatószámok nyerhetők és pedig a különböző kódoló eljárások és azok átviteli hibák szempontjából való megbízhatóságára vonatkozólag.

Összefoglalás

Az adatátvitelnél az elkerülhetetlen átviteli hibák felismerésére és korrigálására használatos kódoló eljárások minőségének megítéléséhez javasoljuk, hogy ne csupán az átviteli csatorna elemi-jelhiba-valószínűségét, hanem a tőle függő blokkhiba-valószínűséget használjuk. Bár az elemi-jelhiba-valószínűség viszonylag könnyen mérhető, de csak kevés tájékoztatást nyújt. Nagyobb érdekessége van a blokkhiba-valószínűségnek, azaz az adatfelvevőhöz hibásan érkező, de a kódoló eljárással nem hibásnak minősített blokkok számának az összes átvitt blokkhoz viszonyítva.

Példaképpen az 1. ábra az „5-ből 2” hatásosságát mutatja be. Itt az $n = 5$ adatelemből álló blokkokban összesen

$$\sum_{e=1}^n \binom{n}{e} = 31$$

hibakombináció adódhat $e = 1 \dots 5$ elemi jelhiba esetén. Ezek közül az x -szel jelölt kilenc kombináció hibája nem ismerhető fel. Általában érvényes a p'_B maradék blokkhiba-valószínűségnek a p_E elemi jelhiba-valószínűségtől való függésére n elemből álló blokknál, melyben e elemi-jelhiba egymástól függetlenül és azonos valószínűséggel lép fel és így a kódoló eljárástól függő $Z(e)$ fel nem ismerhető hibájú hibakombinációhoz vezet:

$$p'_B = \sum_{e=1}^n Z(e) p_E^e (1 - p_E)^{n-e}.$$

A 2. ábra ezt az összefüggést mutatja be néhány további kódoló eljárásra: a keresztben biztosított eljárásra (SEL); vagy kombinált 5-ből 2, mod-2 kódoló eljárásra, a folytonos blokkismétlésre (IPF) és $k = 15$ ellenőrző elemű ciklikus Bose—Chaudhuri kódra. Ezek közül a ciklikus blokk-kód látszik a legelőnyösebbnek.

A továbbiakban javasoljuk a 2. ábra grafikonjának egy tengellyel való kiegészítését. Ezen tüntethetők fel egy megkívánt maradék blokkhiba-valószínűség eléréséhez szükséges beruházási, időbeli és karbantartási ráfordítások. Így műszaki-gazdaságossági mutatószámok adódnak elektromos adatátviteli rendszerekre. Ezek lehetővé teszik az átviteli hibák automatikus felismerésére és korrigálására használt kódoló eljárások objektív összehasonlítását.

A plumbikon

ETO 621.383.8:621.385.832.56

A plumbikon típusú képfelvevő csövet a Philips cég dolgozta ki és először dr. de Haan ismertette az 1962-ben Londonban megtartott televíziós konferencián. Jelen cikk célja, hogy röviden ismertesse a plumbikon felépítését, működését és tulajdonságait.

A londoni televíziós konferencia óta eltelt három év alatt a plumbikkal kapcsolatos remények gyártástechnológiai nehézségek miatt nem váltak be teljes mértékben és a cső nem terjedt el. Közben folytatódott és folytatódik a kutatás, újabb fotovezető anyagok előállítása érdekében és várható, hogy a közeljövőben újabb, tökéletesített vidikon-típusú felvevőcsövek jelennek meg.

A plumbikon vidikon-típusú felvevőcső, melynek fotovezető rétege kristályos ólomoxid. Ezt a réteget párologtatás segítségével viszik fel a jel-lemezre. A réteg vastagsága kb. $0,1 \mu\text{m}$ — $1 \mu\text{m}$ -ig változik. A cső hossza 20 cm, a fotovezető réteg hasznos részének átmérője kb. 2 cm.

A fenti adatokból következik, hogy a réteg vastagsága és a réteget alkotó kristályok méretei nem befolyásolják a bontás mértékét a jelenleg használatos televízió sorszámoknak megfelelő rendszerknél.

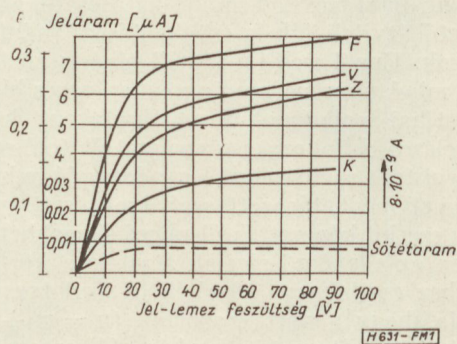
A felvevőcső teljesen a vidikonhoz hasonló módon működik. A jel-lemez és a fotovezető réteg kondenzátort alkotnak. A kondenzátor egyik fegyverzete a jel-lemez, másik a letapogató elektronsugár által beállított potenciál. A kondenzátorban a fotovezető réteg alkotja a dielektrikumot. Az áttetsző jel-lemezre eső fény hatására az ólomoxid réteg ellenállása csökken és ennek következtében az elemi kondenzátorok a jel-lemez feszültséghez képest fordított polaritásra igyekeznek áttölteni, pozitív töltések jelennek meg, melyek nagysága arányos a beeső fény erősségével. A letapogató folyamán ezen töltéseket süti ki a letapogató elektronsugár és ezáltal jön létre a jeláram. A kisülés folyamán a fotovezető réteg hátoldala az elektronágyú katódpotenciáljára kerül. A felületi megvilágítás-változásoknak megfelelő teljes raktározás akkor jön létre, ha a jel-lemez és fotovezető réteg által alkotott kondenzátor és veszteségi ellenállás (fotovezető réteg ellenállása) által meghatározott időállandó nagyobb a képidőnél. Ez azt jelenti, hogy a fotovezető réteg fajlagos ellenállásának (sötétben mérve!) nagyobbak kelle lennie mint 10^{10} Ohmcm.

A felvevőcsővel kapcsolatos legfontosabb követelmények — melyek a cső gyakorlati felhasználhatóságát lényegében véve megszabják — az alábbi jellemzőkkel adhatók meg:

- sötétáram
- bontás

- érzékenység (spektrális és a $2870 \text{ }^\circ\text{K}$ színhőmérsékletre vonatkoztatott fehér fény esetén)
- jel-zaj viszony (a fenti feltételeknek megfelelően)
- a bontási sebesség és egyéb zavaró hatások.

A sötétáram a jel-lemez feszültségének növelésével emelkedik, de 5 nA -nél ($1 \text{ nA} = 10^{-9} \text{ A}$!) kisebb. (1. ábra.) Ezen a szinten a sötétáram telítésbe megy át.

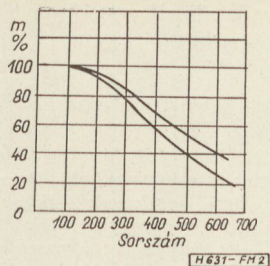


1. ábra

Az 1. ábrán látható, hogy ha a csövet olyan jel-lemez feszültséggel működtetjük, amelynél a sötétáram telítésben van, akkor a sugár-beesései hibák nem hoznak létre jel egyenletlenségeket, a cső által adott képek háttéregyenletessége jó lesz. A plumbikon ezen tulajdonsága a cső szempontjából különösen előnyös akkor, ha a képortikkal, vagy az antimontrisulfidos vidikkal összehasonlítjuk. A képortikonban a háttér-egyenletességet főképpen az első dióda egyenletlensége és a szekundér elektronoknak a sokszorozó első fokozatában történő aszimmetrikus összegyűjtése rontja. Ezt a problémát a fékezőháló alkalmazása némiképpen javítja a jel-zaj viszony romlásának árán. Az antimontrisulfidos vidikon sötétárama szintén a jel-lemez feszültségétől függ és 20 — 40 V között 20 nA , 40 — 70 V között pedig 200 nA . A nagy sötétáram nem hátrányos, ha egyenletes. Gyakorlatban — az antimontrisulfidvidikon esetén — azonban éppen a sötétáram egyenletlensége a feketeszint egyenletességét (háttér-egyenletesség) rontja. A sötétáram értéke itt még a hőmérsékletváltozásoktól is függ.

Az 1. ábrán egyébként nemcsak a sötétáram változás látható, hanem a jeláram változása fehér (F), vörös (V), zöld (Z) és kék (K) fényvel való megvilágítás esetén is.

A plumbikon bontása 5 MHz -en (400 sor) eléri az 50 — 60% -ot, a $0,5 \text{ MHz}$ -en kapott bontásra vonatkoztatva. A bontást mint a képmagasságra vonatkoztatott sorszám függvényét a 2. ábrán láthatjuk.

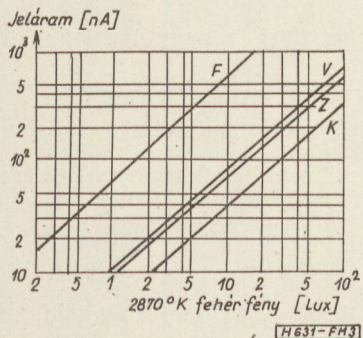


2. ábra

A plumbikon bontása az ábrán feltüntetett határok között változik és az élettartam alatt nő!

A plumbikon bontása egyébként kb. a 3''-os képortikon bontásával egyezik meg. Az antimontrisulfid-vidikon bontásánál ez a bontásérték jobb. Ha azonban az antimontrisulfid-vidikont nagyobb anód-feszültséggel (kb. 800 V) járattuk, akkor az is eléri ezt a bontásértéket.

Az érzékenységgel kapcsolatban a 3. ábrán látható a plumbikon transzfer karakterisztikája (jeláram a megvilágítás függvényében).



3. ábra

Az ábra a kimenőáramot a vidikonra eső megvilágítás függvényében ábrázolja (fehér fény). A megvilágítás lux-ban van megadva. A plumbikon gamma értéke közelítőleg 1. (0,8—1 értékek között változhat!) Az ábrán az átviteli görbe vörös, zöld és kék színekre is meg van adva. Ezek a görbék azonban a „fehér” görbére vonatkoznak, és nem a vízszintes tengelyen megadott megvilágítás értékekre:

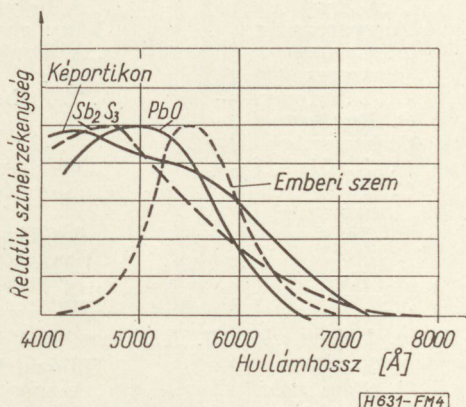
A fenti jellemző adatokból látszik, hogy a gamma érték nemcsak fehér fény esetében, hanem vörös, zöld és kék fények esetén is egységnyi. Az egységnyi gamma érték lehetővé teszi azt, hogy az érzékenységet ($\mu\text{A/lm}$) a fényerő megadása nélkül határozzuk meg. A plumbikonok érzékenysége jobb, mint 150 $\mu\text{A/lm}$, 2870 °K színhőmérsékletnek megfelelő fehér fény alkalmazása esetén.

Az állandó értékű gamma előnyös a gammakorrekció szempontjából. Ez a plumbikonnak rendkívül kedvező tulajdonsága. Az antimontrisulfid réteggel működő vidikon gamma értéke változó: sötét részeknél 0,3, világos, jól megvilágított részeknél pedig 0,7 értékű. Ennek a csőnek a gamma-értéke aránylag könnyen kompenzálható és a plumbikonhoz hasonló értékre hozható. A képortikon gamma értéke szintén állandó, ha a transzfer karakterisztika

lineáris szakaszán dolgozik a cső. 3''-os képortikonok esetén a jó jel-zaj érdekében gyakran a transzfer karakterisztika „könyök”-pontja körül van a munkatartomány. Ilyenkor a gamma-érték a képtartalomtól függően változik a jel-lemezre visszatérő szekundár elektronok következtében. Ez a határozatlan gamma-érték színes TV szempontjából hátrányos, mert a változó gamma értékkel változik a színegyensúly is.

A plumbikon lineáris transzfer karakterisztikája miatt a kontrasztátfogási tényező korlátozott, mert a sugáráram növelésével bontási veszteség lép fel. Ez a jelenség kevésbé található meg a képortikon esetében, az antimontrisulfid-vidikon esetében pedig gyakorlatilag teljesen elhanyagolható.

Az érzékenységre jellemző a jel-zaj viszony érték is. Ha a stúdiókban használatos 500 lux megvilágítás esetén azonos irisz érték mellett vizsgáljuk a plumbikon jel-zaj viszonyát, akkor azt találjuk, hogy az jobb a 3''-os (0,02 mm jel-lemez háló távolságú) képortikon jel-zaj viszonyánál. Ugyanannál a megvilágításnál az antimontrisulfid-vidikon jel-zaj viszonya elfogadhatatlan a fotovezető réteg tehetetlensége és a háttéregyenetlenség miatt. A 4. ábrán a plumbikon, a képortikon, az antimontrisulfid-vidikon és az emberi szem színérzékenységi görbéje látható.



4. ábra

A színérzékenységi görbével kapcsolatban két dolgot kell megjegyezni.

a) A plumbikon érzékenysége a vörös tartományban erősen korlátozott.

b) A plumbikon színérzékenységi görbéje lényegesen jobban megközelíti az emberi szem érzékenységi görbáját, mint a képortikon vagy az antimontrisulfid-vidikon színérzékenységi görbéje.

A plumbikonnak a vörösben korlátozott érzékenysége hátrányos. Ennek kiküszöbölésére kutatók folynak.

A plumbikon „emlékezése” elfogadható, ha a plumbikon jel-lemezének előfeszítését körülbelül úgy állítjuk be, hogy a jeláram a telítést erősen megközelíti (50 V). A plumbikon emlékezése az antimontrisulfidos vidikkal is elérhető, nagy megvilágítások mellett. Kisebbség megvilágítás esetén az antimontrisulfid-vidikon emlékezési ideje elfogadhatatlanul nagy. (Az emlékezés szempontjából a képortikon a legelőnyösebb.)

Összefoglalva: A plumbikon típusú cső a vidikon előnyeivel rendelkezik, gyorsan beállítható, jó kontraszt-átfogással, lineáris transzfer-karakterisztikával rendelkezik. A cső érzékenysége nagy, sötétárama kicsi (háttér egyenletessége jó) és a fotovezető réteg „emlékezése” nem bosszantó. A plumbikon TV stúdió célokra is alkalmazható felvevőcső.

A plumbikon típusú felvevőcső megjelenése a vidikon típusú csövek jelentős továbbfejlesztését jelentette. Ez igazolta a kutatók korábbi feltételezéseit, hogy a vidikon előbb-utóbb versenytársa lehet a képortikonnak, csak megfelelő fotovezető anyagot kell találni, illetve előállítani. A plumbikon a kép-

minőség jellemzői alapján számos tekintetben megközelítette a 3''-os képortikont.

IRODALOM

- Dr. Barta István—Barát Zoltán: *A távolbalítás alapjai.* (Egyetemi jegyzet, Tankönyvkiadó, Bpest.)
 Dr. Valkó Iván Péter—Romhányi Miklós: *Elektroncsövek és félvezetők III.* (Egyetemi jegyzet, Tankönyvkiadó, Bpest.)
 F. Schröder, R. Theile, G. Wendt: *Fernschtechnik I.* (Springerverlag, Berlin—Göttingen—Heidelberg, 1956.)
 D. Fink: *Television Engineering.* (Second Edition, McGraw—Hill Book Company, Mc. New-York, 1952.)
 De Haan: *The Plumbicon, a lead-oxide Layer photoconductive Pickup Tube.* (London, 1962. Television Conference.)

MIKROHULLÁMÚ ÖSSZEKÖTTETÉSEK KOLLOKVIUM

Budapest, 1966. április 19—22.

AZ ELŐADÁSOK ELŐZETES PROGRAMJA

Az előadások a Magyar Tudományos Akadémia székházának (Budapest, V., Roosevelt tér 9.) nagytermében és kistermében lesznek, az alábbi beosztás szerint:

Április 19-én, kedden, délelőtt. Nagyterem

	9.00— 9.30	Bognár Géza: M e g n y i t ó
	9.30—13.00	Hírközlés és rendszerelmélet I.
R.I.1.	H. M. Barlow	„Kisvesztésű csőtápvonal helyközi és nagytávolságú hírközlés céljára”
	Anglia	
R.I.2.	Ács Ernő	„A helyzetmodulált címkódrendszerű integrált távbeszélő-hálózatok néhány elvi kérdése”
	Magyarország	
R.I.3.	F. Carassa	„A legújabb eredmények a frekvenciamodulátorok és -demodulátorok terén”
	Olaszország	
R.I.4.	G. F. Meucci —	„2700 beszédsatornás olasz mikrohullámú rádiórelé-rendszer”
	C. Rudilosso	
	Olaszország	
R.I.5.	G. F. Meucci —	„4 GHz-es TD-2 sávban működő, 1800 beszédsatorna átvitelére alkalmas rádiórelé-rendszer vizsgálata
	C. Rudilosso	
	Olaszország	
R.I.6.	E. Seibt	„6 GHz-es sávban működő, 1800 beszédsatornás rádiórelé rendszer félvezetős áramkörei”
	NSZK	
R.I.7.	A. Kuerzl	„Félvezető diódákkal felépített frekvenciasokszorozó 6 GHz-es rádiórelé-rendszerhez”
	NSZK	

Április 19-én, kedden, délelőtt. Kisterem

	9.30—13.00	Hálózatelmélet I.
H.I.1.	A. Smolinski	„A nagyfrekvenciás impulzusok számítása a keskenysávú hangolt erősítőkből”
	Lengyelország	
H.I.2.	Baranyi András	„Szimmetrikus átviteli karakterisztikájú sávszűrő tervezése frekvenciatranszformációval”
	Magyarország	
H.I.3.	V. M. Bondarenko	„Numerikus módszerek nemlineáris elektromos és elektronikus áramkörök számítására”
	Szovjetunió	
H.I.4.	Csurgyay Árpád	„Elektromágneses hálózatfüggvények analitikus tulajdonságai”
	Magyarország	
H.I.5.	B. Pondelicek	„Az absztrakt rendszerekről”
	Csehszlovákia	
H.I.6.	Géher Károly	„A hálózatfüggvény és az érzékenység függése a komplex frekvenciától és az áramköri elemektől”
	Magyarország	

Április 19-én, kedden délután. Nagyterem

	14.30—17.30	Hírközlés és rendszerelmélet II.
R.II.1.	Csibi Sándor	„Átviteli csatornák megbízhatósága”
	Magyarország	
R.II.2.	Róna Péter	„Szélessávú rádiócsatornák intermodulációs zajának néhány kérdése”
	Magyarország	
R.II.3.	Pribelszky György	„Normális folyamattal szögmodulált jel átvitele lineáris és nemlineáris hálózatok kombinációjából álló csatornán”
	Magyarország	
R.II.4.	G. Di Blasio —	„Főleg színes televízióhoz használt színűjellel frekvenciamodulált rendszerek dinamikus torzításának analízise”
	F. Valdoni	
	Olaszország	
R.II.5.	H. Dobesch	„A felvétési idő és a túllövés szélessávú átviteli rendszerében, s függésük az átviteli tényezőtől”
	NDK	
R.II.6.	H. Dobesch	„Televíziós összeköttetések méréséhez alkalmas jeltoleranciák az időtartományban”
	NDK	
R.II.7.	S. Golomb	„Kozmikus távközléshez szolgáló digitális rendszerek”
	USA	

Április 19-én, kedden, délután. Kisterem

- | | | |
|---------|---|---|
| H.II.1. | 14.30—17.30
M. Kummer
NDK | Hálózatelmélet II.
„Koncentrált és elosztott paraméterű áramkörök egységes áramköri ábrázolása” |
| H.II.2. | Uzsoky Miklós —
Frigyes István
Magyarország | „Új kalkulus tápvonalszakaszokat tartalmazó négyfólyusok analízisére” |
| H.II.3. | H. J. Carlin
USA | „A csoportfutásidő-függvény tulajdonságai mikrohullámú problémák vonatkozásában” |
| H.II.4. | R. Pregla
NSZK | „A csoportfutásidő ingadozásainak kiegyenlítése távvezeték hálózattal” |
| H.II.5. | M. Novák
Csehszlovákia | „Adalékok az elosztott paraméterű RC-áramkörök elméletéhez” |
| H.II.6. | V. Cizek
Csehszlovákia | „n-csatornás szűrő analízise” |
| H.II.7. | J. Braun
Csehszlovákia | „Elosztott paraméterű RC-kétpólusok” |

Április 20-án, szerdán, délelőtt. Nagyterem

- | | | |
|----------|---|--|
| R.III.1. | 9.00—10.30
Takács Sándor
Magyarország | Hírközlés és rendszerelmélet III.
„Az optikai hírközlés detekcióelméleti problémái” |
| R.III.2. | W. Glaser
NDK | „A rendkívüli nagy frekvenciákon való távközlés lehetőségeiről” |
| R.III.3. | B. Deniszczuk
Lengyelország | „A »mágikus T« viselkedésének analízise egypulzusos követő rádiólokátor vonatkozásában” |
| R.III.4. | R. B. Crane
USA | |
| MM.I.1. | 10.30—13.00
A. L. Cullen
Anglia | Mérések és műszerek I.
„Mikrohullámú teljesítmény mérésének abszolút módszerei” |
| MM.I.2. | S. Stuchly —
J. Wlodek
Lengyelország | „Csillapítás és beiktatási veszteség pontos mérése mikrohullámon” |
| MM.I.3. | F. Lühe
NDK | „Mikrohullámú teljesítmény, továbbá nagyfrekvenciás és URH tartományban feszültség és áram meghatározására szolgáló nagy pontosságú mérőberendezés felépítése” |
| MM.I.4. | P. Gudmandsen
Dánia | „Rádiófrekvenciás süketszobában végzett mérések” |
| MM.I.5. | H. Kleineberg
NDK | „Mikrohullámú frekvenciákon reflexiómentes helyiség” |

Április 20-án, szerdán, délelőtt. Kisterem

- | | | |
|----------|--|---|
| H.III.1. | 9.00—13.00
T. Kaczorek
Lengyelország | Hálózatelmélet III.
„Sztohasztikus folyamatok villamos hálózatokban” |
| H.III.2. | R. Vich
Csehszlovákia | „Approximáció az időtartományban” |
| H.III.3. | C. Matthes
NDK | „Approximációs problémák az időtartományban optimális szűrők tervezésének példáján” |
| H.III.4. | W. Mayeda —
M. E. Van Valkenburg
USA | „Gráf-vágathalmaz és optimális folyam” |
| H.III.5. | B. R. Myers —
K. A. Tapia
USA | „Folyam csomópont-súlyozott hírhálón keresztül” |
| H.III.6. | J. Prokop
Csehszlovákia | „Famátrixok alkalmazása hálózatok szintézisében és analízisében” |
| H.III.7. | Solymosi János
Magyarország | „Hírhálók szintézise kapacitások párhuzamos kiemelésével” |

Április 20-án, szerdán délután. Nagyterem

- | | | |
|----------|---|---|
| M.Á.I.1. | 14.30—18.30
D. C. Fielder
USA | Mikrohullámú áramkörök I.
„Passzív vagy aktív tápterhelésű homogén veszteséges vonalak illesztése Smith-diagram segítségével” |
| M.Á.I.2. | E. Hoffmann —
K. Wassermann
USA | „Az impedanciagömb harmadik síkprojekciója” |
| M.Á.I.3. | J. Perini
USA | „Periodikus terhelésű távvezetékek” |
| M.Á.I.4. | R. F. Matvejeva —
V. V. Meriakri
Szovjetunió | „Véletlenszerű inhomogenitásokkal bíró több modulusú tápvonalak veszteségeinek vizsgálata” |
| M.Á.I.5. | Gonda József
Magyarország | „Nagylinearitású mikrohullámú diszkriminátor” |
| M.Á.I.6. | S. Stuchly —
A. Kraszewski —
M. Rzepecka
Lengyelország | „Ferritalkatrészek mikrohullámú rádióösszeköttetés-rendszerekhez” |
| M.Á.I.7. | O. Benda
Csehszlovákia | „X-sávban működő csomóponti cirkulátor kísérleti kutatása” |
| M.Á.I.8. | Ványai Péter
Magyarország | „Széles frekvenciasávban működő csomóponti cirkulátorok” |

Április 20-án, szerdán, délután. Kisterem

- | | | |
|----------|-------------------------------------|--|
| MM.II.1. | 14.30—18.00
H. J. Fischer
NDK | Mérések és műszerek II.
„Részben tranzisztoros mikrohullámú radiométer” |
| MM.II.2. | Sárkány Tamás
Magyarország | „Új mérőműszerek mikrohullámú láncok csoportfutási időkarakterisztikájának mérésére” |
| MM.II.3. | J. Horna —
B. Komarek | „A haladóhullámú cső s a negyedhullámú csatlósú sávszűrő-csoport futásideje és annak mérése” |
| MM.II.4. | A. Jelenski
Lengyelország | „Varaktor-dióda koncentrált paraméterű helyettesítő kapcsolásában szereplő elemek meghatározása” |
| MM.II.5. | W. Jankowski
Lengyelország | „Abszolút zajtalon az S-sávra” |
| MM.II.6. | G. Teske
NDK | „Újszerű csőtápvonal-reflektométer mint rádiórelé-berendezések üzemi mérőműszere” |
| MM.II.7. | Almássy György
Magyarország | „Mikrohullámú mérések automatizálása” |
| MM.II.8. | F. Wiegmann
NDK | „Műanyagok felmelegedése mikrohullámú energia hatására” |

Április 21-én, csütörtökön, délelőtt. Nagyterem

- | | | |
|-----------|--|--|
| M.Á.II.1. | 9.00—13.00
Van Szju-Ting
Kína | Mikrohullámú áramkörök II.
„Félvezető diódás mikrohullámú kapcsolók” |
| M.Á.II.2. | Berceli Tibor
Magyarország | „Parametrikus erősítők sávészességének vizsgálata” |
| M.Á.II.3. | K. Grabowski
Lengyelország | „Írányhatású parametrikus erősítők és keverők” |
| M.Á.II.4. | A. E. Fantom
Anglia | „Hatpólusú parametrikus keverők és erősítők elmélete” |
| M.Á.II.5. | D. P. Howson
Anglia | „A pumpfrekvenciánál nagyobb jelfrekvenciájú parametrikus erősítők zajtényezője” |
| M.Á.II.6. | Bozsoki István —
Frigyes István
Szabó Zoltán
Magyarország | „Reflexiós típusú, két-diódás parametrikus erősítő” |
| M.Á.II.7. | Weisz Tamás
Magyarország | „Szubharmonikus parametrikus oszcillátor analízise kis jel esetére” |

Április 21-én, csütörtökön, délelőtt. Kisterem

- | | | |
|--------|---|---|
| E.I.1. | 9.00—13.00
H. Lottrup Knudsen
Dánia | Elektromágneses térelmélet I.
„Kör keresztmetszetű hengeren kialakított résantenna megközelítőleg izotrop sugárzása” |
| E.I.2. | R. F. Harrington
USA | „Tetszőleges alakú lineáris antennák és reflektorok” |
| E.I.3. | K. E. Müller —
S. Strecker
NDK | „A tölcserparabola-antenna többszörös kihasználása” |
| E.I.4. | R. Kühn
NDK | „Nemlineáris polarizációs tulajdonságokkal bíró rádiólokátor-antennák” |
| E.I.5. | L. Lewin
Anglia | „Szinguláris integrálegyenletek alkalmazása csőtápvonalak reflexióinak analízisében” |
| E.I.6. | H. G. Unger
NSZK | „Sugárzási és moduskonverziós veszteségek homogén, inhomogén és véletlenszerűen változó görbületű felületi hullámvezető mentén” |
| E.I.7. | W. Schlosser
NSZK | „Csőtápvonalak módusfüggvényeinek meghatározása tetszőleges határesetén” |
| E.I.8. | J. Zagrodzinski
Lengyelország | „Elektromágneses erőterek parabolikus tápvonalakban és rezgőüregekben” |

Április 22-én péntek, délelőtt. Nagyterem

- | | | |
|------------|--|---|
| M.Á.III.1. | 9.00—13.00
T. Miyakawa
Japán | Mikrohullámú áramkörök III.
„A zaj eloszlása varaktoros frekvenciasokszorozókban” |
| M.Á.III.2. | Bíró Viktor
Magyarország | „Hirtelen átmenetű varaktoros frekvenciaduplázó zaj AM—PM konverziója” |
| M.Á.III.3. | J. Dostál —
Zd. Nejedly
Csehszlovákia | „Magas szintű varaktoros keverő” |
| M.Á.III.4. | T. K. Ishii
USA | „Mikrohullámú alagútdiódák helyettesítő kapcsolásának paraméterei” |
| M.Á.III.5. | H. Yunoki—Y. Ito —
T. Kido—H. Kamizo
Japán | „Integrált alagútdiódás erősítő sokcsatornás összeköttetés céljára $f_{ro} > f_{xo}$ esetben” |
| M.Á.III.6. | O. Schwelb
Kanada | „A reflektált harmonikusok hatása az AM/PM konverzióra haladóhullámú erősítőcsövekben” |
| M.Á.III.7. | Berceli Tibor —
Tóth Tamás
Magyarország | „Haladóhullámú-csőves fázismodulátor vizsgálata” |
| M.Á.III.8. | Cza Ke-Kung
Kína | „Haladóhullámú-csőves oszcillátor analízise” |

Április 22-én, pénteken, délelőtt. Kisterem

	9.00—13.00	Mikrohullámú elektronika III.
M.E.1.	K. Pöschl NSZK	„Mikrohullámú összeköttetésben alkalmazott haladóhullámú csövekre vonatkozó tapasztalatok”
M.E.2.	H. Bartos Csehszlovákia	„Frekvenciafüggő terhelésű reflexklisztron modulációs tulajdonságai”
M.E.3.	M. Kloza — M. Suski Lengyelország	„Reflexklisztronos oszcillátorral működő autodin detektor”
M.E.4.	B. Steffens NDK	„Impulzusüzemű reflexklisztron egyes kérdései”
M.E.5.	W. Czarczynski Lengyelország	„Tértöltés-rezgések elektronsugárnyalábokban”
M.E.6.	A. Murai Japán	„Tüsdiodák érzékenysége a milliméternél rövidebb hullámhosszakon”
M.E.7.	A. Jelenski — H. Szymczak Lengyelország	„A rubinban levő króm koncentrációjának hatása a maser erősítő-tulajdonságaira a cseppfolyós nitrogén hőmérsékletén”
M.E.8.	Z. A. Kaprelian USA	
M.E.9.	Olaszország	„Nagykapacitású rádióösszeköttetések félvezetős mikrohullámú forrásainak frekvenciamodulációs zaja”

Április 22-én, pénteken, délután. Nagyterem

	14.30—17.00	Mikrohullámú áramkörök IV.
M.Á.IV.1.	N. P. Kerzsenceva Szovjetunió	„Elektromos hullámok átalakítása kör keresztmetszetű tápvonalban a falak felületi impedanciájának ugrásszerű változása mellett”
M.Á.IV.2.	Ju. N. Kazancev Szovjetunió	„Kör keresztmetszetű tápvonalban elhelyezett dielektromos lemez fázistoló tulajdonságainak vizsgálata”
M.Á.IV.3.	F. Jelinek Csehszlovákia	„Nagyteljesítményű mikrohullámú szilárdtest-generátor ammónia molekuláris generátorhoz”
M.Á.IV.4.	G. Fuchs NDK	„Szerrodin keverők alkalmazása”
M.Á.IV.5.	Z. Krzycki Lengyelország	„Ferriteirkulátor alkalmazása mikrohullámú jelek modulálására”
	17.00—17.30	Bognár Géza: Z á r s z ó

Április 22-én, pénteken, délután. Kisterem

	14.30—17.00	Elektromágneses térelmélet II.
E.II.1.	M. Suzuki S. Yokohawa M. Ono Japán	„Pirolizált poliakrilnitrilszálból levő új mikrohullámú nyelő analízise”
E.II.2.	Reiter György Magyarország	„Üregrezonátorok csatolónyílását helyettesítő hálózat tulajdonságai”
E.II.3.	E. P. Kurusin — E. I. Nefedov Szovjetunió	„A nyitott csatolt üregrezonátor elmélete”
E.II.4.	Nagy Gyula András Magyarország	„Az időben állandó villamosmágneses mező származtatása egyetlen vektorból”
E.II.5.	V. V. Sevcsenko Szovjetunió	„A felületi hullám áthaladása egyvezetékes tápvonal inhomogén szakaszán”
E.II.6.	S. Gajsek Jugoszlávia	„Antennaerősítés-mérés hibáinak analízise”

**Az 1965. évi „DIPLOMATERV-PÁLYÁZAT”
eredménye**

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület 1965 tavaszán pályázatot hirdetett az 1965-ben kiadott és 1965. szeptember 30-ig jeles, vagy jó eredménnyel megvédett diplomatervekre. A pályázaton való részvétel feltétele volt az Egyesületi tagság is.

A pályázatra 8 diplomaterv érkezett be, elbírálásra öttagú Bizottság alakult.

A Bizottság megállapította, hogy a tavalyihoz képest a tervek száma és színvonala csökkent. Ez összefüggésben lehet az új államvizsga-rendszerrel. Ezek alapján az I. díj nem került kiosztásra.

II. díjat nyertek

Madas István:	TOLERANCIASZÁMÍTÁS és
Ruszthy Csaba:	URH FM vevő bemenő fokozatai című diplomamunkája

III. díjat nyertek

Musztács István:	MIKROHULLÁMÚ CSÖVEK ZAJÁNAK MÉRÉSE és
Szárász György:	KIVEZÉRLÉSMÉRŐ című diplomamunkája

A HTE Elnöksége foglalkozott az 1967. februárban indítandó „FÉLVEZETŐ ELEKTRONIKA ÉS AKUSZTIKA SZAKMÉRNÖKKÉPZÉSEK” tanterveivel és programjaival, valamint a félvezető technika szaknak félvezető technológus, félvezető konstruktor ágazatokra osztásával. Az Elnökség az előbbi két szak tanterveit és programjait néhány megjegyzéssel elfogadta, míg a félvezető technika szak ágazatosításával kapcsolatban felkérte a tanterv készítőit, hogy az érdekelt vállalatok és intézetek vezetőivel tárgyalják meg az ágazatosítás feltételeit. A szakmérnökképzés egyes általánosabb kérdései is felvetődtek, ezek vitájára később kerül sor.

Összeállította: VÁSÁRHELYI PÁL

Két hír az Amerikai Egyesült Államokból:

Több híradástechnikai kiállításon bemutatottak már olyan tranzistoros táskarádiókat, melyek áramellátását beépített napelemek biztosítják. Most a Zenith cég sorozatgyártásban is megkezdte egy ilyen készülék előállítását, mely 8 tranzistorral működik, középhullámú vételre alkalmas és kimenő teljesítménye 80 mW. A nikkel-kadmium cellákból álló áramforrást hálózathoz vagy a napelemekből lehet feltölteni. A készülék ára 50 dollár lesz. A 9 V-os szárazelemek rendszeres cseréjének megtakarítása révén a felhasználónak kb. 5 év alatt térül meg az a többletköltség, ami a napelemek beépítéséből származik.

Az 1965. év végi kimutatások szerint az IBM a legnagyobb amerikai cégek sorában az eddigi 18. helyről a 9. helyre került előre. Az RCA a 24. helyről a 27. helyre, a General Telephone and Electronics a 29. helyről a 28. helyre került, az ITT változatlanul a 31. helyen áll.

Kanada 1967. január 1-vel kívánja a rendszeres színes televízió adásokat bevezetni. Az NTSC rendszert veszik át, ami nyilvánvalóan az USA közvetlen szomszédságának következménye.

Két hír az NDK-ból:

Július 15. óta az NDK-ban a használt televíziókészülékek árát kívánásra leszámítják az újonnan vásárolni kívánt berendezés árából. Az RFT a lakásra küldi ki szakembereit, akik a használt készülék értékét a helyszínen felbecsülik. A használt készüléket a vételárba beszámított értékénél 15%-kal magasabb áron ismét forgalomba hozzák, miután a szükséges fel-

újítási munkákat elvégezték azokon. A használt készülékekre az RFT 3 hónap garanciát vállal, de ez az elhasználtodott alkatrészek cseréjére nem terjed ki.

Az NDK elektronikus iparának újabb fellegetvára a thüringiai Gera lesz. Itt gyártják majd a Zeiss és a VEB Keramische Werke Hermsdorf a mágnesszalagos egységeket és a ferritmagos memóriákat az elektronikus számítógépekhez.

A japán Sony cég 228 mérnököt foglalkoztat kutatómunkával. A cég kutatói 365 szabadalom tulajdonosai és 2031 szabadalmi bejelentésük van folyamatban 129 országban.

Az RCA ebben az évben a tervezettnél mintegy 300–500 000 db-bal kevesebb színes televízió-képcsövet tud csak szállítani. Ha ezt a kiesést más gyárak pótolják, akkor az év végéig az Amerikai Egyesült Államokban kb. 3,32 millió színes televíziókészülék előállításával lehet számolni. A legolcsóbb RCA színes televíziókészülék jelenleg 379 dollárba kerül. Az eladott fekete-fehér és színes televíziókészülékek értéke ebben az évben már megegyezik, a db-számot tekintve az egyenlőség csupán 1968-ra várható. 1970-re is csak a háztartások mintegy 40%-a rendelkezik majd előreláthatólag színes televíziókészülékkel.

Az NSZK 1968-ban kívánja első kutató mesterséges holdját pályára helyezni. A szükséges elektronikák a Siemens, a Telefunken és a Standard Elektrik Lorenz cég készíti el.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.382.333.33

Dr. Szép I. — Tihanyi J.:

Nem homogén bázisú ötvözött tranzistorok nagyjelű áramerősítése

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 3. sz.

Elméletileg meghatározták a diffúzióval előállított nem-homogén bázisadalek eloszlású ötvözött tranzistorok nagyjelű áramerősítését és annak áramfüggését leíró összefüggéseket. Ennek alapján a $B(I_0)$ függvény egyes technológiai adatok (K_n , az emitter injektáló képessége jellemző állandó, a felületi rekombináció sebessége és a kisebbségi töltéshordozó élettartam) ismeretében tetszőleges struktúrájú ötvözött tranzistorra kiszámítható. A számítások alapját egy nem-lineáris differenciálegyenlet képezi, melynek közelítő megoldásával előállítható $p(x)I_0$, az injektált lyukak eloszlási függvénye a bázisban. Az elméleti eredményeket felhasználva alkalmazási példaként megvizsgálták, milyen konstrukció mellett valószínűsíthető meg $B(400 \text{ mA}) \sim 60$ áramerősítésű drift tranzisztor.

ETO 621.382.2 : 621.374.4

Dr. Bíró S.:

Párhuzamos esatolású varaktoros frekvenciaduplázó elektromos tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 3. sz.

A cikk a párhuzamos esatolású varaktoros frekvenciaduplázó különböző üzemi beállításait tárgyalja. Maximális kimenő teljesítményre való beállítás esetén kimutatja, hogy létezik olyan, a varaktorra jellemző üzemi frekvencia, amely alatt a tervezést a varaktor maximális zárófeszültségének figyelembevételével; ezen frekvencia felett pedig a maximálisan megengedhető disszipációnak a figyelembevételével kell elvégezni. A cikk tartalmazza e két esetre vonatkozóan a tervezéshez szükséges összefüggéseket is. Kimutatja, hogy adott kimenő teljesítmény esetében van olyan üzemi beállítás, amelynél az áramkör hatásokra adott varaktor esetén maximális. A cikk tartalmazza a maximális hatásokra való beállításhoz szükséges tervezési összefüggéseket is.

Обобщения

ДК 621.382.333.33

Др-И. Сеп—Я. Тихани:

Усиление тока сплавных дрейфовых транзисторов при больших сигналах

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) №3

Произведен теоретический расчет коэффициента усиления — B — при большом сигнале, сплавных транзисторов с неоднородным распределением примесей в базе, полученным диффузией, и также его зависимости от силы тока. Даны выражения для расчета функции $B(I_0)$ на основании известных технологических параметров (K_n —коэффициент характеризующий инжекционную способность эмиттера, скорость поверхностной рекомбинации, время жизни неосновных носителей), при любой структуре сплавного транзистора. Основой расчета является нелинейное дифференциальное уравнение, приближенным решением которого определяется $P(x, I_0)$ —распределение плотности инжектированных носителей тока как функция расстояния и тока. В качестве применения теории рассмотрена конструкция дрейфового транзистора с коэффициентом усиления $B > 60$ при $I_0 = 0,4 \text{ а}$.

ДК 621.382.2:621.374.4

Д-р В. Биро:

Электрическое проектирование удвоителя частоты на варакторах с параллельной связью

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) №3

Излагаются различные режимы удвоителя частоты на варакторах с параллельной связью. В случае режима с максимальной выходной мощностью показано, что находится частота работы, характерная для варактора, под которой проектирование должно быть осуществлено с учетом максимального обратного напряжения; а над этой частотой с учетом максимального допускаемого рассеивания. Даны соотношения к проектированию в отношении обоих случаев. Показывается, что при данной выходной мощности находится режим, в котором к. п. д. цепи максимальный для данного типа. Даны также соотношения к проектированию режима максимального к. п. д.

ETO 621.395.38:621.395.669

O. Henkler

Hibavédelem az adatátvitelben

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 3. sz.

A szerző új objektív összehasonlító módszert javasol elektromos adatátviteli eljárások minőségének megítélésére. Ennek az a lényege, hogy az átviteli csatorna elemijelhibaválószerűsége helyett a blokkhibaválószerűséget használja erre a célra. Néhány kódoló eljárásra diagramokat közöl.

ETO 621.383.8:621.385.832.56

Forgó M.:

A plumbikon

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 3. sz.

A cikk röviden ismerteti a plumbikon típusú képfelvetőcső működését és a fotovezető kristályos ólomoxid előnyös tulajdonságait, a sötét áram, bontás, érzékenység, jel-zaj viszony, bontási sebesség és egyes zavaró hatások — mint paraméterek — alapján. A cikk a plumbikon jellemzőit a 3''-os képtikon jellemzőivel hasonlítja össze és ennek alapján értékeli.

Zusammenfassungen

DK 621.382.333.33

Dr. Szép I. — Tihanyi J.:

Gross-Signal Verstärkung von legierten Drift-Transistoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) № 3.

Es wurde die Grosssignal-Verstärkung von Legierungstransistoren mit einer nicht-homogenen Störstellenverteilung im Basis — gebiet theoretisch untersucht und die Abhängigkeit von der Stromstärke bestimmt. Mit Hilfe dieser Ausdrücke und in Kenntnis gewisser technologischen Parameter (K_e — eine, für die Injektionsfähigkeit des Emitters charakteristische Konstante, Oberflächen-Rekombinationsgeschwindigkeit, Lebensdauer der Minoritätsträger) kann die Funktion $B(I_c)$ für beliebige legierte Transistorstrukturen errechnet werden. Die Grundlage des Verfahrens bildet eine nicht-lineare Differentialgleichung, deren Näherungslösung $p(x, I_c)$ ergibt, die Verteilungsdichte der Löcher in der Basis in Abhängigkeit von der Stromstärke. Die Theorie wird für den Konstruktionsentwurf eines Drift-Transistors mit $B > 60$ bei $I_c = 0,4$ A verwendet.

DK 621.382.2 : 621.374.4

dr. V. Bíró:

Elektrischer Entwurf des parallel gekoppelten Frequenz-Dopplers mit Varaktor

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) № 3.

Der Artikel erörtert verschiedene Betriebseinstellungen der parallel gekoppelten Frequenzdoppler mit Varaktor. Im Falle der Einstellung maximaler Ausgangsleistung beweist er, dass es eine den Varaktor charakterisierende Betriebsfrequenz gibt, unterhalb welcher die Planung auf die maximale Sperrspannung und oberhalb welcher auf die maximal zulässige Dissipation auszuführen ist. Der Artikel enthält bezüglich zwei Fälle auch die Zusammenhänge, die für die Planung notwendig sind und weist darauf hin, dass es im Falle gegebener Ausgangsleistung eine Betriebseinstellung gibt, bei welcher der Wirkungsgrad des Stromkreises mit gegebener Varaktor maximal ist. Der Artikel enthält die Entwurfszusammenhänge, die für die Einstellung des maximalen Wirkungsgrades notwendig sind.

DK 621.395.38 : 621.395.669

O. Henkler:

Fehlersicherheit in der elektrischen Datenübertragung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) № 3.

Eine neue objektive Vergleichsmethode wird für die Beurteilung der Datenübertragungsverfahren vorgeschlagen. Das Wesen der Methode ist, dass die Blockfehlerwahrscheinlichkeit anstatt der Elementenfehlerwahrscheinlichkeit angewendet wird. Es werden Diagramme bezüglich einiger Kodverfahren angegeben.

DK 621.383.8 : 621.385.832.56

M. Forgó:

Der Plumbikon

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) № 3.

In dem Artikel werden die Funktion der Bildröhren vom Typ Plumbikon und die vorzüglichen Eigenschaften des fotoleitenden Kristalleleoxids auf Grund der folgenden Parameter: Dunkelstrom, Zerlegung, Empfindlichkeit, Signal- und Geräuschabstand, Zerlegungsgeschwindigkeit und einzige störende Einflüsse erörtert. In dem Artikel werden die Charakteristiken des Plumbikons mit den Charakteristiken des 3'' Bildortikons verglichen und auf diesem Grund bewertet.

ДК 621.395.38:621.395.669

О. Хенклер:

Защита против ошибок в передаче данных

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) №3

Предлагается новый объективный метод сравнения с оценкой качества способов электрической передачи данных. Это заключается в том, что вероятность ошибки блока применяется вместо вероятности ошибки элементарного сигнала для оценки. Даны графики некоторых способов кодирования.

ДК 621.383.8:621.385.832.56

М. Форго:

Плумбикон

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) №3

Кратко описывается работа трубки изображения «Плумбикон» и выгодные свойства фотопроводного слоя кристалльной окиси свинца по параметрам «темного» тока, развертки, чувствительности, отношения сигнала к шуму, скорости развертки и некоторых помех. Сравниваются параметры плумбикона и ортикаона изображения 3'' и дается оценка на этой основе.

Summaries

UDC 621.382.333.33

Dr. I. Szép — J. Tihanyi:

Large Signal Current Amplification Factor of Non-homogeneous Base Alloyed Transistors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) № 3.

A theoretical calculation of large-signal current amplification factor B for alloyed transistors with non-homogeneous impurity distribution in base region is given, together with expressions showing the dependence of B on collector current. Knowing various technological parameters (K_e — a constant characterising emitter efficiency; surface recombination velocity; minority carrier lifetime) the $B(I_c)$ function for optional alloyed structures can be computed. Calculation is based upon a nonlinear differential equation, with an approximate solution, yielding $p(x, I_c)$, the distribution function of holes in the base region, with collector current dependence. Results of theory have been used for design calculations of an alloyed drift-field transistor, with $B > 60$ at $I_c = 0.4$ A.

UDC 621.382.2 : 621.374.4

dr. V. Bíró:

Electrical Design of a Parallel Coupled Frequency Doubler with Varactor

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) № 3.

The paper discusses the different operational adjustments of a parallel coupled frequency doubler with varactor. In case of the adjustment of maximum power output the existence of such an operating frequency is proved which is characteristic to the varactor under which the design has to be done taking into account the maximum inverse voltage and above which the maximum permissible dissipation. The paper contains the necessary relations referring to two cases. It shows that in case of a given power output there exists such an operational adjustment at which the efficiency of the circuit is maximum for a given varactor. The design relations necessary for the adjustment of maximum efficiency are also included in the paper.

UDC 621.395.38 : 621.395.669

O. Henkler:

Error Protection in Electrical Data Transmission

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) № 3.

A new objective comparison method is proposed to evaluate the quality of the electrical data transmission process. The method is substantially to use the block error probability instead of the elementary signal error probability of the transmission channel. Diagrams relating to certain coding procedures are presented.

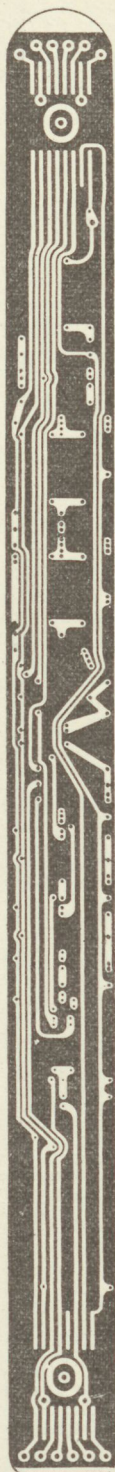
UDC 621.383.8 : 621.385.832.56

M. Forgó:

The Plumbicon

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) № 3.

A short review is given of the functioning of the plumbicon picture pick-up tube and of the advantageous quality of the photoconductive crystalline lead oxide on the basis of the "dark" current, scanning, sensitivity, signal and noise ratio, velocity of scanning and certain interference effects as parameters. The characteristics of plumbicon are compared with those of the 3'' picture orthicon and are evaluated on this basis.



**RÉZBEVONATÚ
RÉTEGELT
BAKELITLEMEZEK
NYOMTATOTT
ÁRAMKÖRÖKHÖZ**

STANDSZÁM: 9

a Budapesti Nemzetközi Vásáron

A rézbevonatú rétegelt bakelitlemezeket felhasználják televíziós készülékekben, televíziós kamerákban, rádióvevőkben, telefonokban, összetett áramkörökben, navigációs segédberendezésekben, irányított lövedékekben, elektronikus számológépekben és számos alkalmazásban.

Ezeket az anyagokat, az új flexibilis rézbevonatú poliészter filmmel együtt bemutatjuk a budapesti kiállításon.

Bakelite Limited

BXL COMPANY

21—18 Grosvenor Gardens, London, Anglia

CDU 621.382.333.33

Dr. I. Szép—J. Tihanyi:

Amplification de courant à grands signaux des transistors alliés à base inhomogène

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 3.

L'amplification de courant à grands signaux des transistors alliés avec une distribution des impuretés de base inhomogène, produits par diffusion, est théoriquement analysée. Il en résulte, que la fonction $B(I_c)$, en connaissance des différentes données technologiques (le constant K_e caractérisant la capacité d'injection de l'émitter, la vitesse de recombinaison de surface, la vie des porteurs des charges de minorité) peut être calculée pour transistors alliés de quelconque structure. La base des calculs est une équation différentielle nonlinéaire, par une solution approximative de laquelle la fonction de distribution des trous injectés dans la base $p(x)I_0$ peut être déterminée. En utilisant les résultats théoriques un exemple pratique pour réaliser un transistor à drift avec une amplification de courant $B(400 \text{ mA}) \sim 60$ est donné.

CDU 621.382.2 : 621.374.4

Dr. V. Bíró:

Projet électrique d'un doubleur de fréquence à varactors avec couplage parallèle

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 3.

Les ajustements différents de travail d'un doubleur de fréquence à varactors avec couplage parallèle sont discutés dans l'article. Il est démontré qu'il existe une fréquence de travail caractérisant le varactor — en cas d'un ajustement pour puissance maximum — au dessous de laquelle le projet doit être fait considérant la tension inverse maximum du varactor; au dessus de cette fréquence la dissipation permmissible maximum doit être considérée.

L'article contient toutes les relations nécessaires pour le calcul des deux cas. Il démontre — qu'en cas d'une puissance de sortie donnée — il existe un tel ajustement de travail pour lequel le rendement du circuit est maximum pour un type donné. Les relations nécessaires pour calculer l'ajustement pour un rendement maximum sont aussi données.

CDU 621.395.38 : 621.395.669

O. Henkler:

Protéction contre des erreurs dans la transmission des données

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 3.

L'auteur propose une nouvelle méthode comparative et objective pour juger la qualité des méthodes de transmission électrique des données. En substance, la probabilité des erreurs des blocs est utilisée au lieu de la probabilité des erreurs des signaux élémentaires dans le canal de transmission. Diagrammes sont publiés pour quelques méthodes de codage.

CDU 621.383.8 : 621.385.832.56

M. Forgó:

Le plumbicon

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 3.

Le fonctionnement de la tube de prise de vue du type plumbicon est exposé par l'auteur. Puis les propriétés favorables de l'oxyde de plomb cristallin en vertu du «courant obscur», la décomposition, le rapport du signalbruit, la sensibilité, la vitesse de décomposition et quelques phénomènes comme paramètres sont traités.

LAPUNK PÉLDÁNYONKÉNT
MEGVÁSÁROLHATÓ:

V., Váci u. 10.

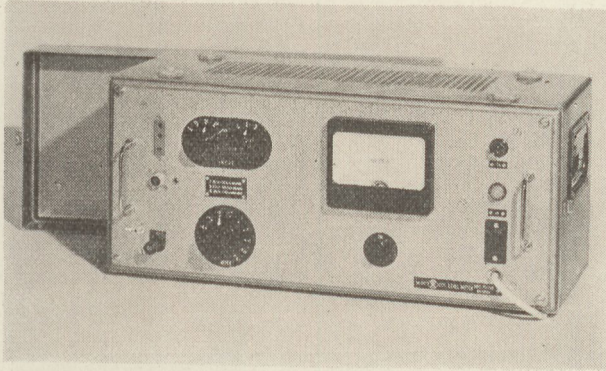
V., Bajcsy Zsilinszky út 76. sz. alatti

HÍRLAPBOLTOKBAN

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

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

Széles frekvenciasávban (30 Mz—1 MHz) nagy érzékenységgel rendelkezik (—10 N). Jól használható hídméréseknél, mint indikátor. Szimmetrikus illesztett és aszimmetrikus nagy impedanciájú bemenetei a műszer sokoldalú felhasználást 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 :

I. Kapsolható 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



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

Gumitómlő-kábelek

Híradástechnikai vezetékek

Távkábelek,

Távbeszélő-kábelek

Hajókábelek

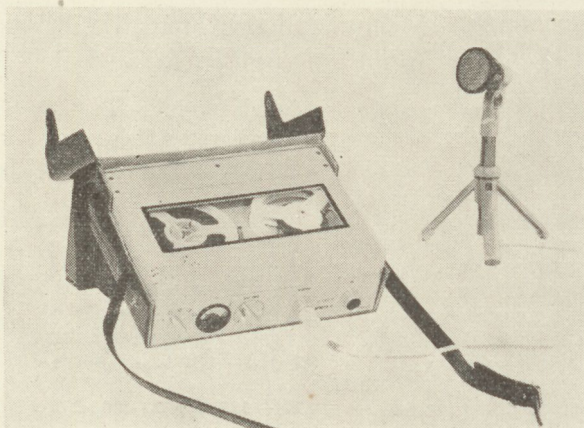
Szigetelt zománchuzalok

Mikroszeparátor lemezek

Zárt-acélkötevek

Hullámosított lemez

Kábeldobozok



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.

Szalagselvésség: $9,53 \text{ cm/mp} \pm 2\%$

Frekvenciatartomány: 60 Hz–10 kHz.

Behallgatás: fejhallgatóval vagy saját mikrofonnal. A készülék áramellátását 6 db 1,5 V-os Góliát rúd-elem biztosítja. A készülékben levő erősítők 6 V-os stabilizált tápfeszültséggel működnek (beépített stabilizátorról), amely még abban az esetben is biztosítja a $6 \text{ V} \pm 0,2 \text{ V}$ -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 üzemműködés súlya telepekkal, hordtáskával és szalaggal 3,2 kg. A készülékhez használható szalagszó max. 100 mm átmérőjű, normál közepű. A készülék -10 C° és $+40 \text{ C}^\circ$ hőmérséklet határok között működik üzembiztosan.

Az STM-200 stúdiomagnetofon tranzistorizált készülék, stúdiószintű hangfelvételek szalagos rögzítésére és lejátszására alkalmas.

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

Minden erősítője teljesen tranzistorizált.

A blokkrendszer – mely eddig az elektromos egységek beépítésénél nagyon jól bevált – a mechanikus egységekre is ki lett terjesztve. Mono- és stereo kivitelben kerül gyártásra, automatikus szalagkiemeléssel. Teljes távvezérelhetőség. Automatikusan szalagfeszítés szabályozás. Folyamatos gyorstekerelés-szabályozás.

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

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

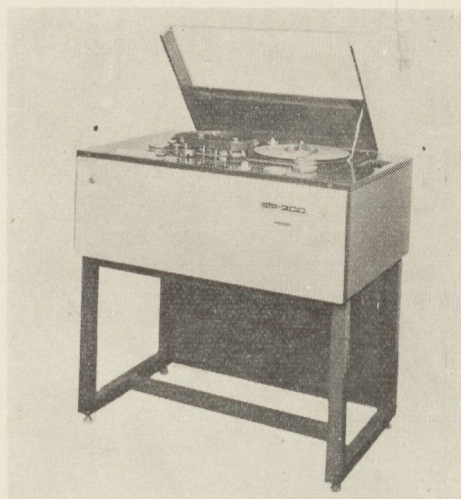
Teljesítményfelvétel: 160 W.

A készülék súlya futóművel, erősítővel 73 kg.

Méretek: 870 × 565 × 420 mm.

Állvánnyal: 870 × 565 × 920 mm.

STM-200



VU-21 A VU-21 típusú ultrarövid hullámú vevőkészülék a vételtechnika jelenlegi igényeinek figyelembevételével tervezett korszerű felépítésű vevő.

Vételi frekvenciatartománya 20–220 MHz-ig, 9 körzetben. Felhasználható A1, A3 és F3 üzemmódban működtetett állomások megkeresésére és megfigyelésére.

Az alábbi előnyök fokozzák használhatóságát:

Nagy beállítási és leolvasási pontosság (finom és durva hangolás).

Skálahitelesítés beépített hitelesítő kvarcoszcillátorral.

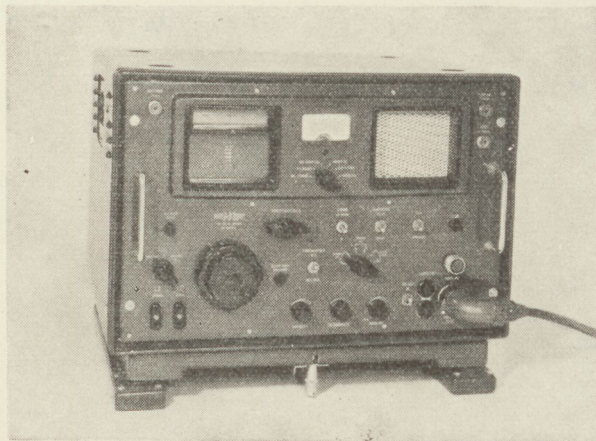
Nagy hőstabilitás

Nagy érzékenység

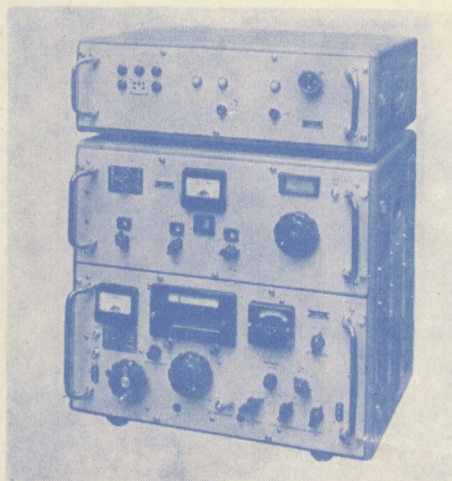
Nagy tükörszelektivitás

Három különböző sáv szélességen üzemeltethető

A készülék széles hőmérséklettartományban üzemeltethető.



ML-1000
(RÖVIDHULLÁMÚ VEVŐKÉSZLET)



Az ML-1000 jelzésű rövidhullámú vevőkészlet 1,5–30 MHz-es frekvenciatartományban használható nagystabilitású vevő. A vevőkészlet egy közös dobozba épített vevőből és ennek oszcillátorát stabilizáló frekvencia stabilizátorból, valamint egy különálló tápegységből áll.

A vevőkészlet felhasználható táviró, távbeszélő és képtáviró adások vételére. Gyorsan áthangolható és így mint kereső megfigyelő vevő is jól alkalmazható. Ráállás után rövid idő alatt stabilizálható anélkül, hogy a vételt meg kellene szakítani.

Felhasználható A1, A2, A3, A3a üzemmódban, valamint megfelelő áttevő csatlakozókkal F1, F6 és A3b üzemmódban működtetett állomások megkeresésére és megfigyelésére.

Könnyű és pontos frekvencia leolvashatóság.

Gyors stabilizálási lehetőség.

Kétszeres keverés.

Nagy tükörselektivitás.

Jó közelszelektivitás.

Igen jó keresztmoduláció elleni védelem.

Állítható sáv szélességek.

Kivezetett középfrekvenciás csatlakozások.

Nagy hangfrekvenciás kimenő teljesítmény.

Beépített ellenőrző műszer.

Erős mechanikai felépítés.

Az STM-6J típusú szalagos hangrögzítő berendezés alkalmazási területe rendkívül széles lehet:

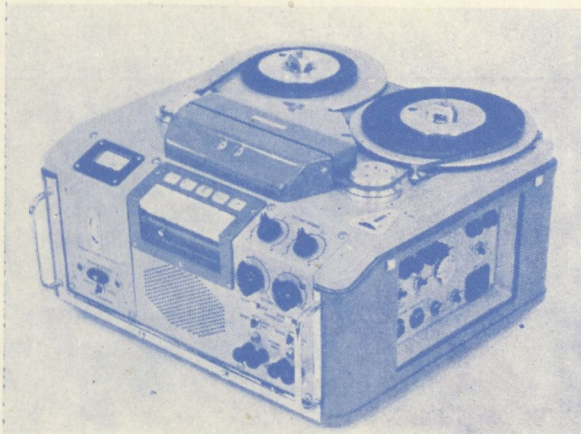
1. Kiváló elektromos és mechanikus tulajdonságainál fogva stúdiókban belső felvételek készítésére és azok lejátszására alkalmas.
2. Gépkocsiba szerelve 12 V-os akkumulátorral üzemeltethető anélkül, hogy műszaki jellemzőiben romlás állna be.
3. Kis terjedelménél fogva a kívánt helyen könnyen telepíthető, és ugyanolyan minőségű felvételeket készíthetünk vele, mint bármely nagy, beépített stúdiógéppel.

Külső felvételek készítésénél hasznos segítséget nyújt, hogy a viszonylag kicsi berendezés igen sok funkció ellátására képes.

Kétebességű: 38,1 és 19,05 cm/mp. Szalagtárcsái egyaránt alkalmasak arra, hogy 100 mm átmérőjű stúdiómagra csévéltek 500 m-es szalagsévéket, vagy max. 500 m-es orsókat helyezzünk el rajtuk.

Az erősítők teljesen tranzistorizáltak.

STM-6J



MECHANIKAI LABORATÓRIUM
BUDAPEST



TRANSZFORMÁTOR KTSZ

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

Nagyfeszültségű készülékek:

anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyors szabályozók:

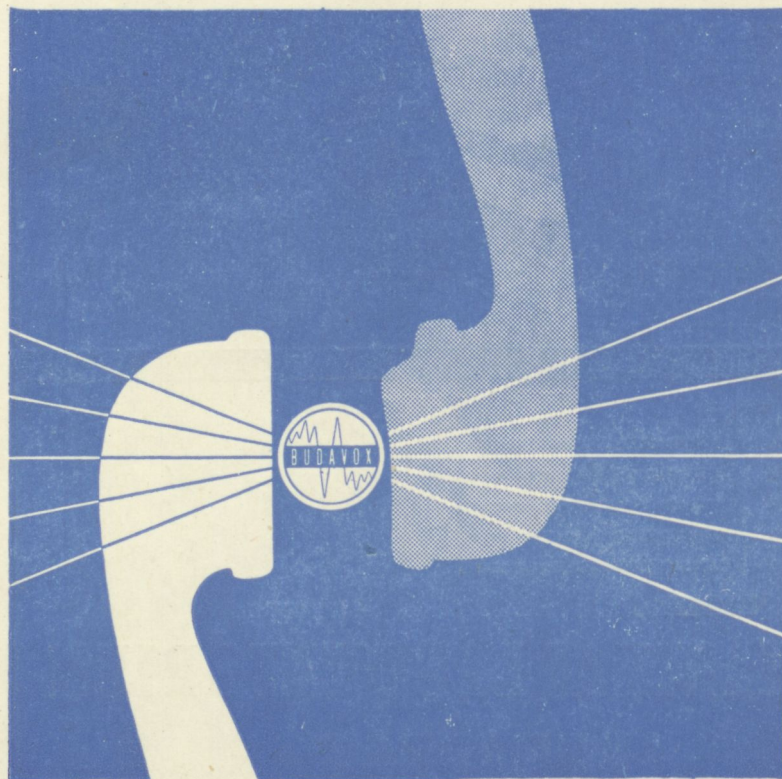
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyors szabályozók

Feszültség szabályozók:

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekerces
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

Transzformátorok:

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



- CB és LB telefonkészülékek
- Pénzbedobós telefonkészülékek
- Átviteltechnikai berendezések
- Többcsatornás mikrohullámú berendezések
- Szélessávú mikrohullámú berendezések
- Hordozható és fix URH adó-vevők
- Átviteltechnikai mérőműszerek

BUDAVOX

BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT

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

Távírat: Budavox, Budapest