

550.165

HÍRADÁS- TECHNIKA



A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

4

HÍRADÁS- TECHNIKA

1968. április, XIX. évfolyam, 4. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

PÁSZTOR GYULA: Új irányzatok a tranzisztor dinamikus működésének elméletében	97
Évfordulók áprilisban	105
KORMÁNY TERÉZ—HANZÉLY ESZTER: Szigetelő tulajdonságú alumíniumoxid-rétegek morfológiai sajátosságai	106
15 év az elektronika szolgálatában	110
Rádiókiállítás, Berlin 1967	112
A HTE 1968 május havi rendezvényei	115
Színes és fekete-fehér televízió-vevőkészülékek a Párizsban megrendezett rádió- és televízió kiállításon....	116
Évfordulók májusban	117
FÖLDEVÁRI RUDOLF: Frekvenciamodulátor és demodulátor adatátviteli célokra	118
Könyvismertetés	125
Évfordulók júniusban	125
Tartalmi összefoglalások	125
Обобщения	125
Zusammenfassungen	126
Summaries	126
Résumés	126

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA szerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, SÁRKÖZY GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, FLESCHE 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, LAJKÓ SÁNDOR, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VIG ISTVÁN

Index: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest, VII., Lenin körút 9–11. Telefon: 221–285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. Csekk számlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” P. O. B. 149 Budapest 62.

68.0238 Egyetemi Nyomda, Budapest



PÁSZTOR GYULA

Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

Új irányzatok a tranzisztor dinamikus működésének elméletében

ETO 621.375.4 : 621.382.3.001.2

A tranzisztor technológia előrehaladása lehetővé tette egyre kisebb emitter keresztmetszetű és mikron alatti bázisvastagságú tranzisztorok előállítását. Ennek lehetőségét elsősorban a fémgőzöléssel kombinált planáris technológia teremtette meg, mivel a megvalósíthatóság elvi határát egészen az optikai módszerek felbontóképessége által megszabott határig terjesztette ki. A technológiának ez az előrehaladása fokozottabb követelményeket támasztott a tranzisztoelmélettel szemben is. Az emitter terület csökkenése miatt már kis emitter-áramértéknél olyan nagy áramsűrűség lép fel a tranzisztorban, hogy a korábbi kisszintű működést leíró elméletek már nagy hibára vezetnek. A bázis vastagság csökkentése miatt megnövekedett értékű bázisréteg ellenállás még fokozza ezt a hatást, mivel hatványozott mértékben fellép a báziskeresztesztési effektus, azaz az emitteráramnak az emitter peremére történő kiszorulása, amely jelenséggel korábban csak a teljesítmény tranzisztorok területén kellett számolni. Ez a jelenség az egydimenziós tranzisztor modellek és az ezekhez kapcsolódó koncentrált paraméterű helyettesítő képek alkalmazhatóságát nagymértékben kérdésessé tette. A dinamikus működés pontosabb leírásához tápvasal helyettesítő képpel kell számolni. A problémát tovább bonyolítja, hogy az egyenáramú és a váltóáramú árameloszlás között fennálló kapcsolat miatt ez a tápvasal nem egyenletes (*non-uniform transmission line*).

A hagyományos tranzisztoelméletben töltéshordozó koncentrációkkal, fékező és gyorsító terekkel, diffúziós és drift áramkomponensekkel, kiürült és elektromosan semleges tartományokkal számoltak. Az ilyen típusú tárgyalás bizonyos fokon igen bonyolulttá válik. Ez lényegesen egyszerűvé és áttekinthetővé tehető, ha a töltéshordozó koncentrációk és térerősség helyett a megfelelő kvázi-Fermi potenciállal és a makropotenciállal számolunk. A nagyáramú probléma megoldásához iterációs módszert alkalmazhatunk. Az iteráció kezdő lépéseként feltehetjük, hogy a rekombináció zérus. Ezt annál

inkább megtehetjük, mivel a gyakorlat számára is általában csak azok az esetek érdekesek, amikor a rekombinációs áram néhány százaléka csupán a tranzisztor főáramának. Ezt az eljárást a tápvasal analógiával kombinálva jó közelítő elmülethez jutunk, mely alkalmas számítógépes kiszámításra is.

A különböző — az alábbiakban részletesen ismertetésre kerülő — elméleti megoldásokat összegezve, egy konkrét számítógépes tranzisztor méretezés kapcsán ismertetve, megtalálhatjuk egy IBM-től megjelent közleményben. Ebből megismerhetjük a számított és az adott kapcsolatban mért kapcsolási idő adatokat néhány olyan extrém vékony bázisú és kis emitter-keresztmetszetű tranzisztor szerkezettel kapcsolatban, amely önmagában véve is érdekes példája a modern tranzisztor szerkezetnek.

A továbbiakban — egy-egy irodalmi közleményt alapul véve — ismertetjük az egyes problémaköröket és ezek összegezéséppen kapott tranzisztor méretezési eljárást.

1. Az emitter átmenet

Az első elméletek általában meredek átmenetre vonatkoztak. A fizikai modell a következő volt: Elektromosan semleges félvezető részek között töltéshordozók nélküli teljesen kiürült p-n átmenet. Nyitóirány esetén a kontaktpotenciál ellenében alkalmazott nyitófeszültség hajt át áramot. A kiürült tartomány vastagságát és ennek alapján kapacitását a négyzetes, vagy köbös diódatörvény alapján számították, azaz változatlanul elhanyagolva a mozgó töltések tértöltését. Ez a közelítés elfogadható volt mindaddig, amíg a bázis futási időből számítható diffúziós kapacitása jóval nagyobb volt, mint az emitter átmenet kapacitása és ez másodrendű szerepet játszott a teljes futási időben.

A bázistartomány diffúziós előállítási technikájának elterjedésével azonban a helyzet megfordult, legalábbis a nem kimondottan nagy áramsűrűségeknél. Szükségessé vált olyan elmélet kidolgozása, amely figyelembe veszi az átmenetekben jelenlevő mozgó

töltéseket is. A problémával először Morgan és Smith [1] foglalkozott, akik teljesen numerikusan megoldották az árammal átjárt p-n átmenet feszültség és kapacitás egyenleteit lineáris koncentráció függvényt feltételezve. Az alapvető kérdés a Poisson-egyenlet megoldása az átmeneti tartományra. Ezt az egyenletet a következő alakban írhatjuk fel:

$$L_D^2 \cdot \nabla^2(\beta\psi) = \left\{ \exp\left[\frac{\beta}{2}(\varphi_p - \varphi_n)\right] \cdot \left[\operatorname{sh} \beta \left[\psi - \frac{1}{2}(\varphi_f + \varphi_n) \right] \right] - \frac{N_D - N_A}{2n_i} \right\} \quad (1)$$

ahol

$$L_D^2 = \frac{\varepsilon}{2qn_i}; \quad \beta = \frac{q}{kT}$$

ψ elektrosztatikus potenciál φ_p , φ_n lyuk és elektron kvázi-Fermi-nívók. Az egyenlet jobb oldalán a tértöltést találjuk n_i egységekben mérve. A kapcsos zárójelben foglalt kifejezések együttesen a lyuk, illetve elektron töltést adják. Az utolsó tag a helyhez kötött donor, illetve akceptor töltés. Ez az egyenlet így önmagában kevés, mivel semmit sem tudunk φ_p és φ_n helyfüggéséről. Ezeket a függvényeket az áram egyenleteiből határozhatjuk meg:

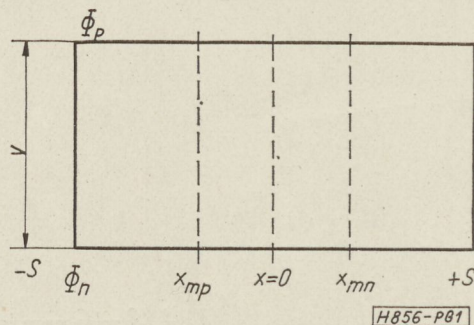
$$j_p = q \cdot \mu_p \cdot p \cdot \nabla \varphi_p, \quad (2)$$

$$j_n = q_n \cdot \mu_n \cdot n \cdot \nabla \varphi_n. \quad (3)$$

Ha rekombinációt is figyelembe akarunk venni a p-n átmenetekben, akkor fel kell írni még j_p és j_n divergenciáját is. Világos, hogy így a tárgyalás áttekinthetetlenül bonyolulttá válik. Ezért szokásos közelítő feltevés az, hogy j_p és j_n a helytől függetlenül állandó. Ezen a fokon a probléma numerikusan már megoldható és ez képezte Morgan és Smith munkáját. Az ilyen numerikus megoldás keveset árul el a probléma belső szerkezetéről és ezért olyan közelítő fizikai modell megalkotásával foglalkoztak (Sah [2], Trofimenkoff, Boothroyd [3]), amely jól leírja a jelenségeket és még lehetőséget ad analitikus tárgyalásra. Az ennek során kialakított modellt pseudo-egyensúlyi modellnek nevezték. Ez a modell a p-n átmenet egyensúlyi állapotának logikai extrapolációjaként tekinthető. Egyensúlyban, mint tudjuk, a mindkét töltéshordozóra közös Fermi-nívó a helytől függetlenül állandó. Az említett modell az egyensúly megbontása során feltételezi, hogy a Fermi-nívó felhasadt ugyan két kvázi-Fermi-nívóra, azonban ezek külön-külön állandók maradnak. Ez tehát egy olyan helyzet feltételezése, amelynél töltés injekció van, áram azonban mégsem folyik a p-n átmeneten. Ilyen helyzet akkor keletkezik a mindkét irányban végtelen kiterjedésűnek feltételezett kristályban, ha az élettartam az egész kristályban ugyancsak végtelen, és végtelen hosszú idő telt el a feszültség rákapcsolása óta úgy, hogy a bekapcsolási áramtranziensek is mind lecsengtek. Ez a modell tehát belejuttatja a töltéshordozókat az átmeneti tartományba, azonban még feltételezi róluk, hogy nem áramlanak.

A feszültség rákapcsolása erre a p-n átmenetre természetesen ohmos kontaktust kíván, ahol a rekombináció végtelen nagy, és ez gondoskodik arról,

hogy a két kvázi-Fermi-nívó a kontaktusoknál együljön a közös Fermi-nívóban. Ezzel a modellel Trofimenkoff, Boothroyd előbb említett cikke alapján foglalkozunk. A helyzetet az 1. ábra szemlélteti.



1. ábra

A kontaktusok -s és +s helyen vannak. Bevezetve a következő változót:

$$U = \beta \left[\psi - \frac{1}{2}(\varphi_p + \varphi_n) \right]$$

$$K_n = \frac{N_A}{2n_i} \exp \left[-\frac{\beta V}{2} \right]; \quad K_p = \frac{N_D}{2n_i} \exp \left[-\frac{\beta V}{2} \right];$$

$$z = \frac{x}{L_D} \exp \left(\frac{\beta V}{4} \right)$$

jelölésekkel a Poisson-egyenletet a következő alakba írhatjuk:

$$\frac{d^2 U_p}{dz^2} = \operatorname{sh} U_p + K_p \quad (4)$$

$$\frac{d^2 U_n}{dz^2} = \operatorname{sh} U_n - K_n \quad (5)$$

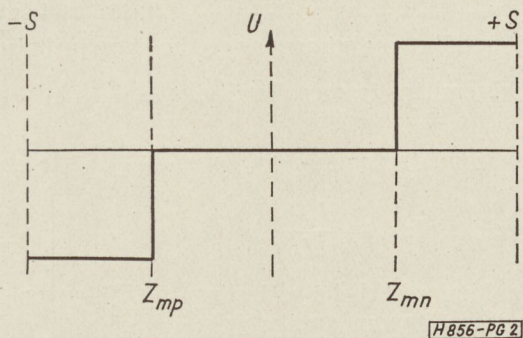
U_p -vel közös U függvényt jelöljük a bal oldali tartományban, U_n -nel ugyanazt a jobboldalon. U az $x=0$ helyen folyamatosan törés nélkül halad át, azaz: $U_p = U_n$; $U'_p = U'_n$, ha $z=0$.

2. A tértöltési közelítés

Még tovább egyszerűsíthető a kép, ha feltételezzük, hogy x_{mp} és x_{mn} között a félvezető teljesen kiürült, azaz a (4) és (5) egyenletekben a $\operatorname{sh} U$ kifejezést elhagyjuk. Ezen a tartományon kívül viszont elektromos semlegességet tételezünk fel. Ezzel a közelítéssel számítva az átmenet kapacitását (C_e) a következő kifejezésre jutunk.

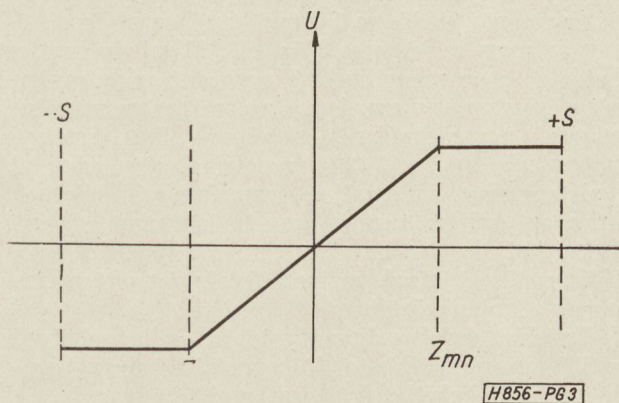
$$C_e = A \cdot \sqrt{\frac{q \cdot \varepsilon \cdot N_A \cdot \beta}{8}} \cdot \frac{\frac{K_p}{\sqrt{K_p^2 + 1}} + \frac{K_n}{\sqrt{K_n^2 + 1}}}{\left[1 + \frac{K_p}{K_n} \right]^{\frac{1}{2}} \cdot \left[\operatorname{sh}^{-1} K_p + \operatorname{sh}^{-1} K_n \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (6)$$

Ennél a közelítésnél az U függvényre a 2. ábrán látható lépcsős alakot tételeztük fel.



2. ábra

Pontosabb lesz a közelítés, ha az U függvényt a lépcsős alak helyett egyenessel közelítjük, miként ez Sah gondolata volt (3. ábra).



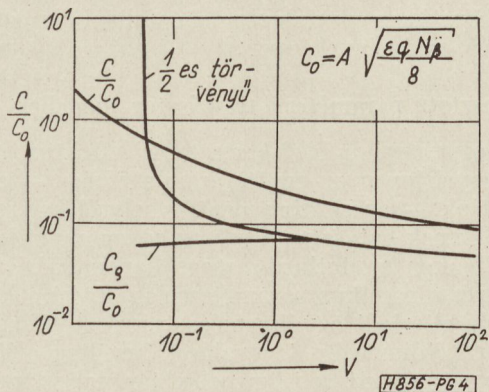
3. ábra

A z_{mp} -n és z_{mn} -en kívüli térfogatban változatlanul elektromos semlegességet tételezünk fel.

A háromféle számítási módszerrel kapott eredmény összehasonlítását a 4. ábra mutatja. Az első görbe a hagyományos négyzetgyökös törvénnyel számítható kapacitásfeszültség függvény, a másik kettő a pseudo-egyensúlyi modell kétféle közelítésével, a c_0 a tértöltési közelítéssel és c a Sah-féle közelítéssel számított kapacitásfüggvény.

3. A bázis keresztelési effektus

Ez a jelenség már régóta ismeretes, mégis viszonylag kevés figyelmet fordítottak rá, amely nemegy-



4. ábra. A különféle elméletekkel számított kapacitásfeszültség-függvények összehasonlítása

szer téves megállapításokra vezetett. A probléma részletes elemzését *J. R. Hauser* [4] cikke alapján végeztük el. Ez a tárgyalás az egyenáram eloszlásának meghatározására vonatkozik. Érvényességének feltételei:

1. a p-n átmenetek párhuzamos síkok,
2. a feszültségesés az emitter tartományban elhanyagolható,
3. a felületi rekombináció elhanyagolható,
4. a bázis vezetőképesség modulációja elhanyagolható,
5. a differenciális áramerősítési tényező a bázis tartományban a helytől és áramsűrűségtől függetlenül állandó.

A vizsgált szerkezet az 5. ábrán látható.

Az emitteráram karakterisztikája

$$j_e(x) = j_0 \cdot \{\exp[\beta V(x)] - 1\} \quad (7)$$

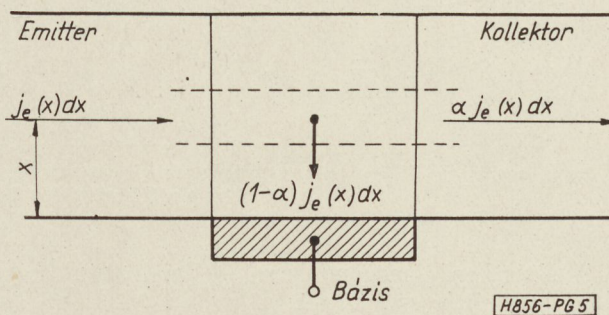
$$V(x) = V(0) - \int_0^x j_b(x) \cdot \varrho_b \cdot dx, \quad (8)$$

ahol ϱ_b a bázisréteg felületi ellenállása (*sheet resistance*) j az egységnyi bázis szélességre eső áram

$$\frac{dj_b}{dx} = -\frac{1}{w}(1-\alpha) \cdot j_e(x) \quad (9)$$

Ezekből az egyenletekből összeállíthatjuk a bázisáram eloszlását leíró differenciálegyenletet:

$$\frac{d^2 \cdot j_b(x)}{dx^2} + \varrho_b \cdot \beta \cdot j_b(x) \cdot \left[\frac{dj_b(x)}{dx} - \frac{1}{w}(1-\alpha) \cdot j_0 \right] = 0 \quad (10)$$



5. ábra

A (7) egyenletben a szokásos áramerősségnél az exponenciális tag mellett az 1-et elhanyagolhatjuk és ekkor kapjuk:

$$\frac{d^2 \cdot j_b(x)}{dx^2} + \beta \cdot \varrho_b \cdot j_b(x) \cdot \frac{dj_b(x)}{dx} = 0 \quad (11)$$

Ennek a megoldása a megfelelő határfeltételek behelyettesítése után:

$$j_b(x) = \frac{2}{\varrho_b L \beta} \cdot z \cdot \operatorname{tg} \left[z \left(1 - \frac{x}{L} \right) \right] \quad (12)$$

ahol z egy integrálási állandó.

$z \cdot \operatorname{tg} z$ értékét kifejezhetjük az emitteráram segítségével:

$$z \cdot \operatorname{tg} z = j_b(0) \cdot \frac{q_b L}{2} \beta = \frac{I_e}{w} \cdot (1 - \alpha) \frac{q_b L}{2} \beta = \frac{I_e}{I_x} \cdot \frac{L}{h} \quad (13)$$

ahol h a $p-n$ átmenetnek az ábra síkjára merőleges mérete. I_x -et, amely egy normalizálási állandó, a következő egyenlettel definiáljuk:

$$I_x = \frac{2w}{(1 - \alpha) \cdot \delta_b \cdot \beta} \quad (14)$$

A kapott egyenletekkel felírhatjuk a bázisfeszültség és az emitteráram helyfüggését:

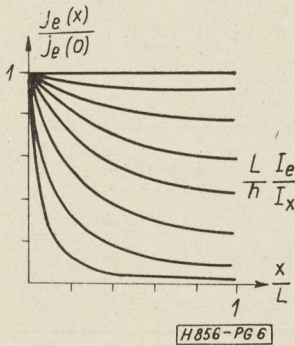
$$V(x) = V(0) - \frac{2}{\beta} \ln \cdot \left\{ \frac{\cos \left[z \left(1 - \frac{x}{L} \right) \right]}{\cos z} \right\} \quad (15)$$

$$j_e(x) = j_b(0) \cdot \left\{ \frac{\cos^2 z}{\cos^2 \left[z \left(1 - \frac{x}{L} \right) \right]} \right\} \quad (16)$$

Ebből kiszámíthatjuk az átlagos emitter áramot is, $\overline{j_e(x)}$ -et:

$$\overline{j_e(x)} = \frac{1}{L} \int_0^L j_e(x) dx = j_e(0) \cdot \frac{\sin z \cdot \cos z}{z} \quad (17)$$

Ha diagramban ábrázoljuk $\frac{I_e}{I_x} \cdot \frac{L}{n}$ paraméter különböző értékeinél az emitter áramsűrűséget, akkor a 6. ábrát kapjuk.



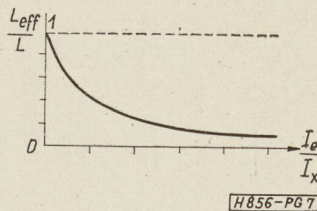
6. ábra. Az emitter áramsűrűség térbeli eloszlása az emitter alatti bázistérfogatban

A következő megfontolással definiálhatunk egy effektív emitter szélességet:

$$j_e(0) \cdot h \cdot L_{\text{eff}} = I_e \quad (18)$$

$$\frac{L_{\text{eff}}}{L} = \frac{\sin z \cdot \cos z}{z} \quad (19)$$

az effektív emitter szélességet, mint az emitteráram függvényét a (13) és (19) egyenletekkel számíthatjuk. A számítás eredményét a 7. ábra mutatja.



7. ábra. Az effektív emitterszélesség áramfüggése

Az ábra elemzéséből, vagy az említett egyenletek sorfejtéséből egyaránt arra az eredményre juthatunk, hogy kis emitter áramértéknél (ahol $\frac{I_e}{I_x} \cdot \frac{L}{h} \ll 1$) $L_{\text{eff}} \approx L$ a nagyáramú tartományban, (ahol $\frac{I_e}{I_x} \cdot \frac{L}{n} \gg 1$) viszont jó közelítései; $L_{\text{eff}} \approx \frac{I_x \cdot h}{I_e}$.

Ezt a kifejezést behelyettesítve a (18) egyenletbe a következő eredményt kapjuk:

$$I_e = h \cdot [j_e(0) \cdot I_x]^{1/2} \quad (20)$$

Ez a kifejezés érdekes eredményt ad. Azt mutatja, hogy a nagyáramú tartományban az emitter áramsűrűség az emitteráram négyzetével arányos. Ezt a négyzetes áramfüggést az aktív emitter területnek az áram növekedésére bekövetkező, azzal fordítottan arányos csökkenése idézi elő. Mivel az emitter határfok és a rekombináció egyaránt az áramsűrűséggel arányos mennyiség, az emitter méretezését célszerű úgy megoldani, hogy egy adott értéknél ne legyen nagyobb. A (20) egyenlet alapján nagyobb emitteráramot változatlan áramsűrűség mellett h , azaz az emitter perem hosszának megnövelésével valósíthatjuk meg. Ez az eredmény egybevág Emeis [5] megállapításával, melyet kör alakú emitter vizsgálat alapján közölt.

További érdekes következtetést is levonhatunk a (20) egyenletből, ha a (7) egyenletet behelyettesítjük a $j_e(0)$ helyébe, (változatlanul elhanyagolva az exponenciális tag mellett 1-et).

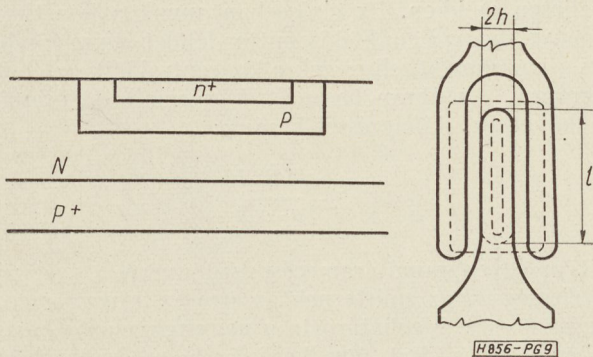
$$I_e = h \cdot \sqrt{j(0) \cdot J_x} \exp \left[\frac{\beta V(0)}{2} \right] \quad (21)$$

Ez az eredmény azt mutatja, hogy feles meredekségű karakterisztika írja le az emitteráram emitterbázis feszültségtől való függését. Az eredmény hasonló a nagyáramú tranzisztor elméletének eredményéhez, azonban az okok egészen különbözőek. Webster egydimenziós tranzisztor modellel számolt, tehát nem vette figyelembe a báziskeresztelési effektust. A feles karakterisztika nála a nagyáramú bázistranszport egyenlet megoldásából származott. A (21) egyenletben kapott feles karakterisztika meredekség nagyáramú, nem lineáris bázistranszport nélkül is létrejöhet, pusztán a bázisellenállás következményeképpen fellépő báziskeresztelési effektus eredményeképpen.

4. Elosztott paraméterű tranzisztor modellek

Az egyenáramú báziskeresztelési effektus következményeképpen az emitteráram-sűrűség — amint azt látjuk — az emitter mentén helyről helyre változik. Ennek hatása nemcsak az egyenáramú karakterisztikákon mutatkozik meg, hanem végigvonul az összes dinamikus paraméteren is. Ezért a korábban oly elterjedt egydimenziós tranzisztoelméletek helyett kétdimenziós tárgyalások kerültek előtérbe. A szigorúan vett kétdimenziós tárgyalás parciális differenciálegyenletekre vezet. A tranzisztor-szerkezetek sajátossága szerencsére megment minket

az ebből származó bonyodalmaktól. Az emitter-bázis átmenet síkjával párhuzamos áramkomponens sűrűsége általában ugyanis lényegesen kisebb, mint az arra merőleges emitter áramsűrűség. Ezért feltehetjük, hogy a kvazi-Fermi-nívó grádiense is sokkal kisebb az emitter átmenet síkjával párhuzamos irányban. Ez a körülmény lehetőséget ad arra, hogy a tranzisztorműködést párhuzamosan kapcsolt differenciális tranzisztor elemek hálózatával modellezzük, olyan elemekből felépítve, melyekbe már csak egyirányú (az emitter átmenet síkjára merőleges) változásokat tételezünk fel. A helyzetet azonban tovább bonyolítja az, hogy a tárgyalat egyenáramú árameloszlás mellett váltóáramú árameloszlás is létezik. Ez az emitter átmeneten folyó eltolási áram térbeli eloszlása. Ez ugyancsak a bázisellenállással van összefüggésben. Zavaró jellegzetessége a problémának, hogy a kétféle eloszlás szoros kapcsolatban áll egymással. Azokon a helyeken, ahol az emitter áramsűrűség nagyobb, ott a felületegységre eső kapacitás is nagyobb, ami megnöveli az azon a helyen átfolyó eltolási áramsűrűséget is. Ennek érdekében a tranzisztor bázisáramát az előbbi tápvonal-analógia alkalmazása esetén nem egyenletes tápvonallal (*non-uniform transmission line*) modellezhetjük. Ilyen vizsgálatokat végzett Gosh [6]. Tranzisztor modelljének megalkotásakor feltételezte, hogy az emitter- és kollektor-tartomány ekvipotenciális. A 8. ábrán bemutatott elosztott paraméterű hálózat a bázisban lejátszódó folyamatokat modellezi. Bizonyos közelítő módon figyelembe veszi a bázisellenállás áramfüggését is és egy diffúziós kapacitás tag segítségével a kapacitás áramfüggését is. Az egyes differenciális tranzisztorelemek töltés-



9. ábra

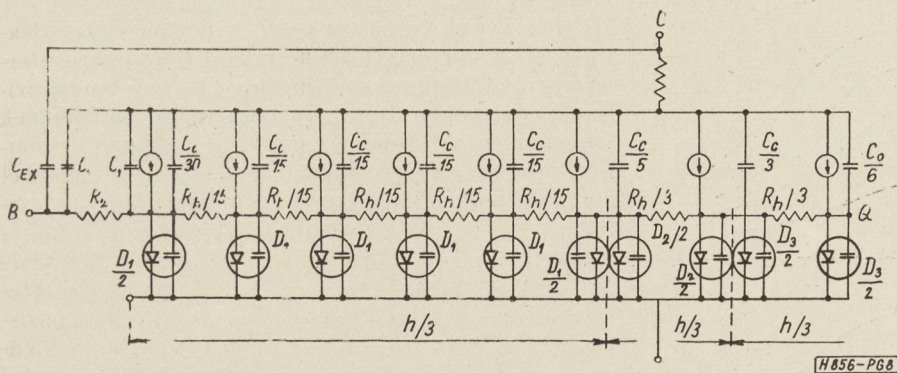
szükség, T_E , T_B az emitter, illetve bázis időállandók. A tárgyalást a 9. ábrán bemutatott tranzisztorszerkezetre vonatkoztatjuk.

A (22) egyenletet stationáris esetre megoldja, és ekkor a korábban már tárgyalta báziskeresztelési effektus kifejezéseit kapja vissza annyi változással, hogy bizonyos közelítéssel figyelembe tudja venni a bázisellenállás áramfüggését is:

$$R(x) = \frac{R}{1 + \left[\frac{n_p(x, 0)}{2N_A} \right] \left[1 + \frac{n_p(x, 0)}{n_p(x, 0) + N_A} \right]} \quad (26)$$

ahol $n_p(x, 0)$ az emitter által injektált kisebbségi töltéshordozó koncentráció x távolságyira az emitter szélétől. Meghatározta a bázisellenállást is, mint az emitteráram függvényét. Ezt az áramfüggést a 10. ábra szemlélteti.

Egy bizonyos emitter áramértéknél nagyobb áramerősség felett, amint láthatjuk, a bázisellenállás erő-



8. ábra.

- R bázisréteg-ellenállás $= \frac{qW}{21}$
- R_c kollektor térfogati ellenállás,
- R_2 a bázisréteg emitter területén kívüli részének ellenállása,
- C_{ex} tok, vezeték, és egyéb szórt kapacitások;
- C_1 az emitter területén kívüli kollektor-átmenet kapacitása;
- C_c a kollektor-átmenet kapacitása az emitter alatt

tárolási egyenletei képezik a tárgyalás alapját. Ezek:

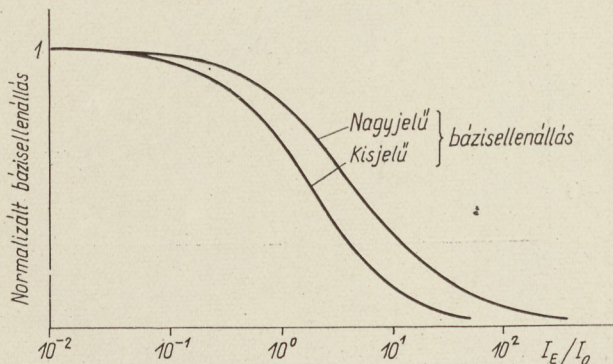
$$\frac{\partial i_B}{\partial x} = - \left[\frac{Q_B(x, t)}{T_B} + \frac{\partial Q_B(x, t)}{\partial t} + \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} \right] \quad (22)$$

$$\frac{\partial V(x, t)}{\partial x} = -R \cdot i_B(x, t) \quad (23)$$

$$T_B = B_0 T_E \quad (24)$$

$$\frac{Q_B}{T_B} = \frac{i_E}{B_0} = \frac{1}{B_0} \cdot A \cdot \exp[\beta V(x, t)]. \quad (25)$$

Ezekben a kifejezésekben i_B és Q_B a hosszegységre eső áramot, illetve töltést jelenti, V az emitter-bázis

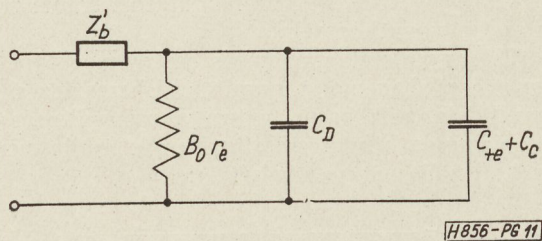


10. ábra. A bázisellenállás áramfüggése

teljesen csökken. Ez elsősorban annak a következménye, hogy a működő emitter-felület egyre kisebb és a bázishoz közeli rézszekre koncentrálódik az emitteráram. Az ábrán használt I_0 normalizáló áramot a következő kifejezéssel kapjuk:

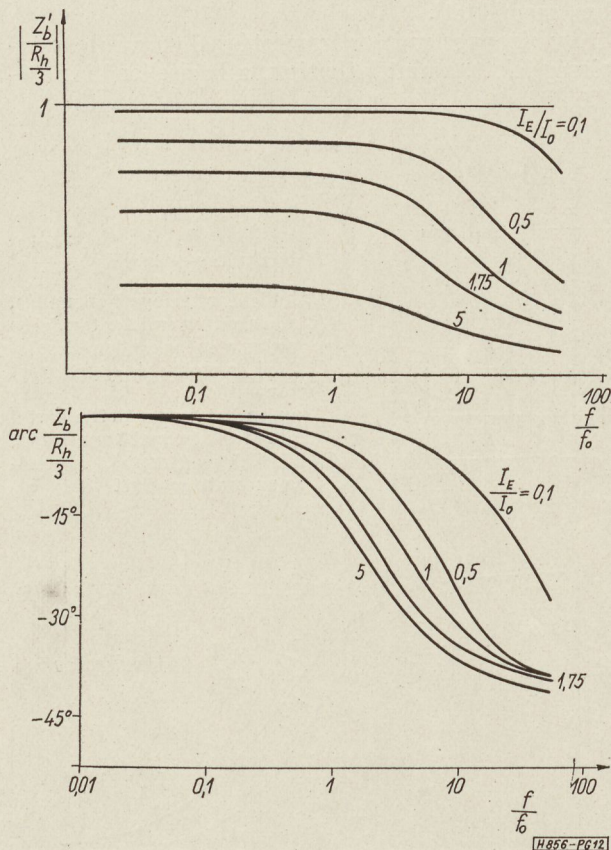
$$I_0 = \frac{4B_0 \cdot l}{q_{\square} \cdot \beta h}$$

B_0 az egyenáramú áramerősítési tényező $2h$ a bázis szélessége, l az emitternek az erre az irányra merőleges hossza. Meghatározta a nagyfrekvenciás bázisellenállást is. Ezt úgy kapjuk, hogy érvényesnek fogadjuk el a 11. ábra helyettesítő kapcsolását, a tranzisztor bemenő körére vonatkozóan.



11. ábra

Az ekvivalens bázisimpedancia abszolút értékének és fázisszögének frekvenciafüggését a 12. ábra mutatja.



12. ábra. A váltóáramú bázis impedancia abszolút értékének és fázisszögének áram- és frekvencia-függése

A frekvencia normalizálási tényezője

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot T'_B}, \tag{27}$$

ahol T'_B -t a következő egyenlet definiálja:

$$T'_B = T_B + \frac{C_C + C_{te} \cdot B_0}{A \cdot h \cdot \beta} \cdot \exp(-\beta V) \tag{28}$$

Látható, hogy a frekvencia növekedésével csökken a bázisimpedancia, az emitter kapacitás sőtölő hatásának megfelelően és ugyanez okból a fázisszöge viszont megnő. Nagyobb emitteráram esetén az impedancia változása érthető módon kisebb.

5. Iterációs séma tranzisztorstruktúrák számításához

A Gosh-féle, előbbiekben ismertetett tárgyalásban szereplő egyes elemi tranzisztorok elmélete megfelelt a hagyományos módszereknek. Ezekre az volt jellemző, hogy a tranzisztor három rétegét külön-külön tették vizsgálat tárgyává. Gummel [7] szakított ezzel a hagyományos szemlélettel és olyan függvényeket használt, melyeknek határfeltételeit az emitter-tartomány elején és a kollektor-tartomány végpontján alkalmazott ohmos kontaktusok helyén rögzítette. Ezt az tette lehetővé, hogy töltéshordozó koncentráció és elektromos tér helyett kvázi-Fermi-nívókkal (*QFP*) és az elektrosztatikus potenciállal (*EP*) írta le a tranzisztor térfogat-jelenségeit. Ezáltal szükségtelemmé vált a sokszor mesterkelt szétválasztás elektromosan semleges és tértöltési tartományokra, és a fizikai kép is áttekinthetőbb lett. Problémát az okozott, hogy amikor az áramerősséget határozta meg, akkor fel kellett tételeznie valamilyen *EP* függvényt, amelynek ki kellett elégítenie a Poisson-egyenletet a feltételezett *QFP* nívókkal meghatározott töltéshordozó koncentrációkkal együtt. Ezt a problémát a kvantum-kémiában alkalmazott *Self-Consistent Field* módszer analógiájára egy iterációs módszer segítségével oldotta meg. A Poisson-egyenletet a következő alakban írhatjuk fel: ha a potenciált $\frac{kT}{q}$, a távolságot Debye-hossz (L_D), a koncentrációt n_i egységekben számoljuk:

$$\psi'' = \exp(\psi - \varphi_n) - \exp(\varphi_p - \psi) - N \tag{29}$$

ahol N az adalékanyag koncentrációja.

Az iteráció alkalmazásánál az az eljárás, hogy felvesszünk ψ -re egy csupán közelítően jó függvényt. Ez lehet pl.: az áram nélküli állapotban számítható ψ függvény. A rekombinációt elhanyagoljuk és ennek alapján feltételezzük (*p-n-p* tranzisztor esetén), hogy $j_n = 0$. Ebből a feltételből φ_n -re következtethetünk. φ_p -t a később levezetésre kerülő általánosított *Moll*- és *Ross*-egyenletből számíthatjuk. Visszatérve a (29) egyenlethez, ezekkel a φ_p , φ_n függvényekkel és a közelítően érvényes ψ függvénnyel megpróbáljuk ezt az egyenletet úgy kielégíteni, hogy az utóbbihoz még egy hibafüggvényt is hozzáadunk:

$$\psi_{\text{exakt}} = \psi + \delta(x) \tag{30}$$

Ha feltételezzük, hogy $\delta(x)$ mindenütt kisértékű, akkor a (30)-at (29)-be helyettesítve sorfejtést alkalmazhatunk és ennek eredményeképpen egy lineáris differenciálegyenletet kapunk δ -ra:

$$\delta'' - \delta [\exp(\psi - \varphi_n) + \exp(\varphi_p - \psi)] = [\psi'' + \exp(\psi - \varphi_n) - \exp(\varphi_p - \psi) - N] \quad (31)$$

Ennek megoldása után (30) segítségével egy javított ψ függvényhez jutunk. Ezután az egész eljárást a konvergencia eléréséig ismételtjük.

Az általánosított Moll- és Ross-egyenlethez a következő megfontolással juthatunk. A $j_n=0$ feltételből következik, hogy j_p =állandó. Ebben az esetben;

$$j_p = -q \cdot D_p \cdot n_i [\exp(\varphi_p)]' \cdot \exp(-\psi) \quad (32)$$

differenciálegyenlet egyszerűen integrálható és a következő megoldást adja $\exp[\varphi_p(x)]$ -re.

$$\exp[\varphi_p(x)] = \frac{\exp[\varphi_p(0)] - \exp[\varphi_p(R)]}{F(0)} \cdot F(x) + \exp[\varphi_p(R)] \quad (33)$$

Az emitter és kollektor ohmos kontaktusai az $x=0$

$$u = n_i \cdot \frac{\exp(\varphi_p - \varphi_n) - 1}{\tau_p \cdot [\exp(\psi - \varphi_n) + \exp \varphi_i] + \tau_n \cdot [\exp(\varphi_p - \psi) \exp(-\varphi_i)]} \quad (36)$$

Az áramsűrűség gradiense u segítségével számítható.

$$-j_p' = j_n' = \frac{L_D^2 \cdot q \cdot u}{n_i} \quad (37)$$

Ezzel φ_p , illetve φ_n értéke korrigálható.

Egy alapvető kérdés, az iteráció konvergenciája megválaszolatlan maradt. A szerző erre vonatkozólag azt a megállapítást tette, hogy mindaddig, amíg a kisjelű elmélettel való eltérés nem túlzottan nagy, addig a konvergencia pusztán fizikai megfontolások alapján várható.

6. Tranzisztor konstrukció számítógépes módszerrel

Az ismertett iterációs módszer különösen jól alkalmazható számítógépes kiszámítás esetén. Ez a körülmény ösztönözte *H. N. Gosh, F. M. Moneda, N. R. Dono* szerzőket [8], hogy a továbbiakban ismertetésre kerülő cikkükben ezt a számítási módszert a korábban tárgyalt *Gosh*-féle elosztott paraméterű tranzisztor modell továbbfejlesztésénél felhasználják. A számítást két olyan tranzisztor szerkezetre vonatkozóan végezték el, melyeknek diffúziós adatait is közlik táblázatos formában. Mindkét variáns jellegzetes példája a modern nagyfrekvenciás tranzisztoroknak.

Az egyik variáns főbb geometriai méretei és koncentráció adatai, valamint főbb elektromos paraméterei a következők:

C_B (Kollektor koncentráció)	$8,6 \cdot 10^{16}$ at/cm ³
C_{01} (Emitter diffúziós felületi koncentrációja)	$2 \cdot 10^{21}$ at/cm ³

és $x=R$ helyen vannak. $F(x)$ -el a következő függvényt jelöljük:

$$F(x) = \int_x^R \gamma_p(t) \cdot \exp[\psi(t)] \cdot dt \quad (34)$$

és

$$\gamma_p(x) = \frac{j_p}{q_i \cdot D_p(x) \cdot n_i}$$

A (33) egyenleten $F(x)$ együtthatója, amely egy normalizált áram maga az általánosított Moll- és Ross-egyenlet. Szokásos formára hozhatjuk, ha behelyettesítjük $\varphi_p(0)$ és $\varphi_p(R)$ értékeit:

$$I = \frac{A \cdot q \cdot n_i^2}{\int_0^R \frac{1}{D_p(x)} \left[n_i \exp\left(\frac{q\psi(x)}{kT}\right) \right] dx} \cdot \left\{ \exp\left(\frac{qV_{EB}}{kT}\right) - \exp\left(\frac{qV_{CB}}{kT}\right) \right\} \quad (35)$$

A rekombináció figyelembevételére is lehetőséget ad a tárgyalás az iterációs hurok bővítése útján. Az iteráció valamelyik stádiumában $\varphi_p - \varphi_n$ és ψ mennyiségekre alkalmazhatjuk az ismert *Shockley-Read* elméletet:

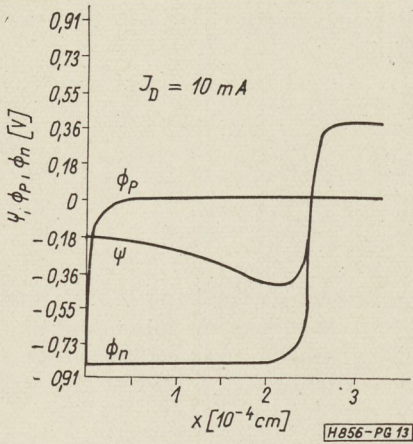
C_{02} (Bázisdiffúziós felületi koncentrációja)	$5 \cdot 10^{19}$ at/cm ³
x_{je} (Emitter junction mélysége)	$1,93 \mu\text{m}$
x_{jc} (Kollektor junction mélysége)	$2,46 \mu\text{m}$
ϱ_{\square} (Bázisréteg-ellenállás az emitter alatt)	$12,5$ kohm
BV_{CBO} (Kollektor letörési feszültség)	30 V
BV_{EBO} (Emitter letörési feszültség)	$6,8$ V
R_B (Bázisellenállás)	25 ohm
h (Emitter félszélesség)	$3,55 \mu\text{m}$
l_e (Emitter hosszúság)	$30,5 \mu\text{m}$

Figyelemre méltó a rendkívül kis bázisvastagság ($0,5 \mu\text{m}$) és az ennek megfelelő nagy bázisréteg-ellenállás ($12,5$ kohm), az emitter alatti térfogatban. A bázis keresztelési effektus csökkentése végett, ezért keskeny emittert kellett alkalmazni ($7,1 \mu\text{m}$).

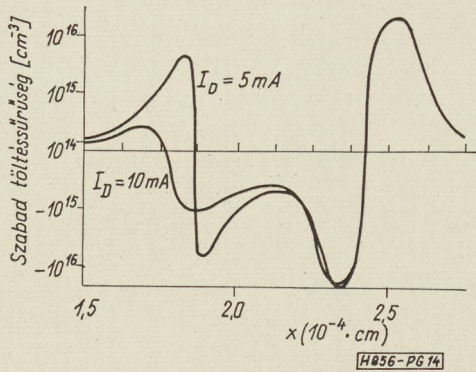
Ezekből a geometriai adatokból kis emitter terület adódik ($3,8 \cdot 10^{-6}$ cm²) és ezért már aránylag kis emitteráram mellett is nagy áramsűrűség keletkezik a tranzisztorban és nagyáramú jelenségekkel már a normál munkaponti beállításban is számolni kell.

Számításaiknál teljes egészében *Gummel* már ismertett módszerét követték a szerzők. Az eredményül kapott potenciál eloszlás és a szabad (neutralizálatlan) töltéssűrűség eloszlását a táblázatban ismertetett tranzisztor szerkezetre vonatkozóan a 13. és 14. ábrán láthatjuk.

A két különböző emitteráram értékre kiszámított töltéseloszlásból látható, hogy nagyobb áramnál az elektromos emitter átmenet helye balra tolódott és ez a bázisvastagság növekedését eredményezte. Ennek oka az emitter átmenetben levő donorok tér-töltésének neutralizációja. Ez a jelenség hasonlít a *Kirk*-effektushoz, amely ugyancsak neutralizáció kö-



13. ábra. A makropotenciál, az elektron és lyuk kvázi-Fermi potenciálok helyfűggése a tranzisztor egy metszetében



14. ábra. A neutralizálatlan tértöltés helyfűggése

vetkeztében történő báziskiszélesedés, azonban a kollektor átmenetben. A vizsgált esetben ez az utóbbi jelenség elhanyagolható mértékű a nagy adalékkoncentrációjú kollektor következtében.

Az elosztott hálózattal történő közelítéshez szükséges a bázisellenállás ismerete, figyelembe véve az injekciós vezetéképesség modulációt. Ez Gosh korábbi (28) egyenletéhez hasonló módon történik és Lewis korábbi eredményének módosított alakja:

$$R(y) = \left[\frac{1}{2l_e \cdot q \int_{x_{co}} [\mu_p(x)p_p(x) + \mu_n(x)n_p(x)] dx} \cdot \left[\frac{2n_p(0, y) + p_p(0, y)}{n_p(0, y) + p_p(0, y)} \right]^{-1} \right] \quad (38)$$

A bázisáram számításához a következő feltételezéseket használták. Kis áramnál a bázisáramot főleg felületi rekombináció határozza meg. Ennek megfelelően ezt az áramot olyan diódával helyettesíthetjük, melynek karakterisztikáját a következő egyenlet írja le:

$$I_{SD} = p_e \cdot S_e \cdot \exp \left[\frac{q \cdot V_{BE}}{kT} \right] \quad (39)$$

Nagyobb áramnál a térfogati rekombináció válik uralkodóvá. Ezt az áramot úgy számítja, mint a bázis valamilyen y helyén tárolt Q_B töltést osztja egy feltételezett effektív élettartammal (τ).

Ennek értékét empirikus úton határozza meg úgy, hogy a számított $B_0(I_E)$ karakterisztika a legjobban illeszkedik a mért görbéhez.

A tranzisztor elem teljes kapacitását a következő módon számította:

$$C_T = \frac{dQ}{dV_{JE}} \quad (40)$$

V_{JE} az emitter átmenet feszültsége.

A Q töltést úgy számítja, hogy figyelembe veszi az emitter ohmos kontaktustól a kollektor kontaktusig (x_c) terjedő teljes metszetben felhalmozott töltést.

$$Q = q \cdot A \cdot \int_0^{x_c} n(x) dx \quad (41)$$

Ez a töltés részben elektromosan semleges tartományokban tárolódik és akkor diffúziós kapacitásnak szoktuk nevezni, másrészt viszont tértöltési tartományokban és akkor átmeneti kapacitásnak szokásos nevezni.

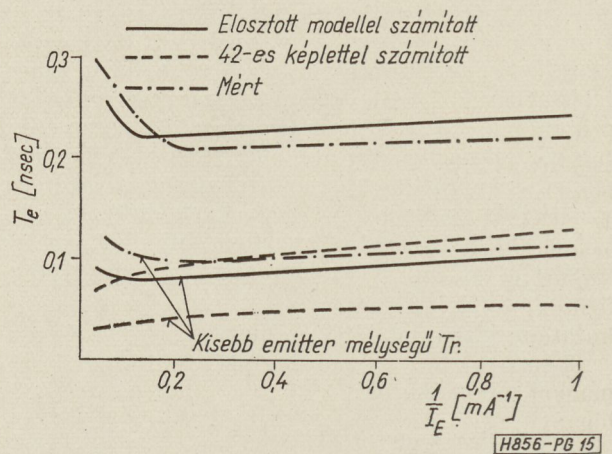
A kapacitás ismeretében a futási időt számították. Ez hagyományos módon, a báziskeresztezési effektus figyelembevétele nélkül a következő kifejezésből számítható:

$$T_E = \frac{w^2}{2D_n} + r_E \cdot C_{JE} \quad (42)$$

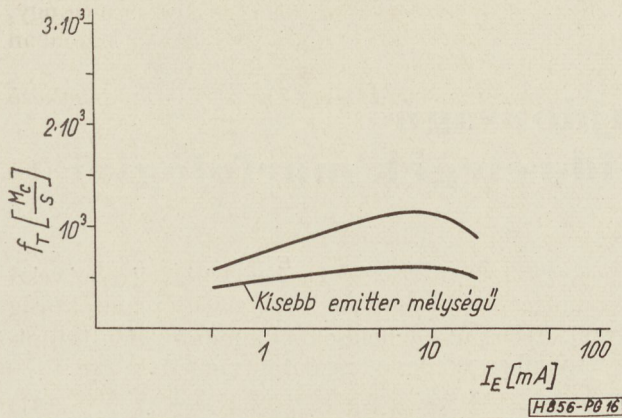
ahol r_E az emitter átmenet differenciális ellenállása.

Kiszámították ezt a futási időt az elosztott paraméteres modell alapján is. A kétféleképpen számított futási időt a 15. ábrán hasonlították össze.

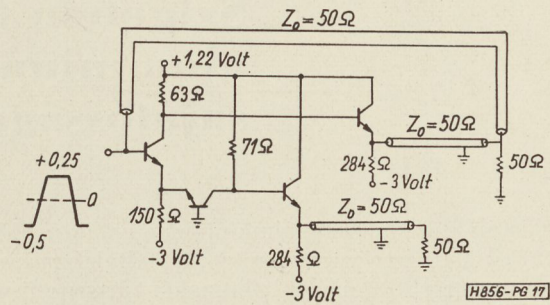
Figyelemre méltó a nagy eltérés a kétféle módszerrel számított eredmények között. Az ábrán feltüntetett mérési pontok az elosztott paraméteres modell helyességét igazolják. Az ábrán feltüntettük az előzőekben figyelembe nem vett második szerkezet futási idő adatait is. Ez a tranzisztor az elsővel közel azonos bázisvastagságú, azonban az emitter- és ennél fogva a kollektorátmenet is 0,9 μm -el kisebb behatolású. Ennek az a következménye, hogy az emitterátmenet közelebb áll a meredek átmenethez, mint az első szerkezet emittere és így ennek a kisebb behatolású szerkezetnek töltéstárolása és ezáltal futási ideje is lényegesen kisebb. Ez a különbség f_T érté-



15. ábra. A futási idő tápvonalas modellel, koncentrált elemes helyettesítő képből számított és mért értékei



16. ábra. Az f_T határfrekvencia tápvonalas modellel számított áramfüggése



17. ábra

kében is megmutatkozik, amint azt a következő, 16. ábrán is láthatjuk.

A végső optimalizálást — amint azt ettől az IBM Components Divisiontól közölt cikktől várható — logikai áramkörökben való viselkedés alapján vizsgálja meg a szerző. A logikai áramkör — egy áramcsatlósú emittert követős logika — a 17. ábrán látható.

Az összehasonlított két tranzisztorszerkezet adatai a következők:

A szerkezet		B szerkezet	
$x_j = 0,635 \mu\text{m}$	$x_j = 1,2 \mu\text{m}$	$x_j = 1,2 \mu\text{m}$	$x_j = 1,2 \mu\text{m}$
$h = 1,27 \mu\text{m}$	$h = 2,54 \mu\text{m}$	$h = 2,54 \mu\text{m}$	$h = 2,54 \mu\text{m}$
$l_e = 86,5 \mu\text{m}$	$l_e = 53,3 \mu\text{m}$	$l_e = 53,3 \mu\text{m}$	$l_e = 53,3 \mu\text{m}$
$x_{jc} = 1,02 \mu\text{m}$	$x_{jc} = 1,7 \mu\text{m}$	$x_{jc} = 1,7 \mu\text{m}$	$x_{jc} = 1,7 \mu\text{m}$
$A_C = 14,9 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^2$	$A_C = 23,9 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^2$	$A_C = 23,9 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^2$	$A_C = 23,9 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^2$
$= 7,5 \text{ kohm}$	$= 13 \text{ kohm}$	$= 13 \text{ kohm}$	$= 13 \text{ kohm}$
$T = 0,09 \text{ nsec}$	$T = 0,13 \text{ nsec}$	$T = 0,13 \text{ nsec}$	$T = 0,13 \text{ nsec}$
(10 mA)	(10 mA)	(10 mA)	(10 mA)
$B_0 = 50$	$B_0 = 30$	$B_0 = 30$	$B_0 = 30$

Az összehasonlítás eredménye — és ez bizonyára egy pillanatig sem volt kétséges — a fele akkora behatolási mélységű és ugyancsak felényi szélességű emitterral rendelkező A-típus fölényét mutatja, miként

azt az alábbi összehasonlító táblázatból is megállapíthatjuk, amelyben feltüntettük az előző áramkörben mért adatokat.

	Teljesítmény mW	Generátor impedancia ohm	Váltóáramú késleltetési idő nsec	T_{kl} nsec	T_{be} nsec	T_{felt} nsec	$T_{esés}$ nsec
A	100	50	1,85	5,25	5,35	3,1	3,65
	100	50	1,95	4,65	5,15	2,9	3,85
B	100	50	2,6	6,75	6,6	4,2	5,2
	100	50	2,9	6,16	6,6	3,4	4,6

IRODALOM

- Morgan, S. p.: Smits, F. M. Bell System Techn. J. 39. p. 1573. 1960.
- Sah, C. T. Proc. IRE 49. p. 603. 1961.
- Trofimenkoff, F. N.: Boothroyd, A. R. Int. J. of Electronics 18. p. 165. 1965.
- Hauser, J. R. IEEE Trans. ED-11-5. p. 238. 1964.
- Emeis, R.; Herlet, A.; Spenke, E. Proc. IRE 46. pp. 1220. 1958.
- Gosh, H. N. IEEE Trans. ED-12-10. p. 513. 1965.
- Gummel, H. K. IEEE Trans. ED-11. p. 445. 1964.
- Gosh, H. N.; de la Moneda, F. H.; Dono, N. R. Solid-State Electr. 10-7. p. 705. 1967.

Évfordulók áprilisban

5-én 115 éve (1853) született ZIPERNOWSKY Károly magyar mérnök (megh. 1942), a magyar erősáramú elektrotechnikai ipar megteremtője, aki 1882-ben Déri Miksával és Bláthy Ottó Titusszal feltalálta az egész elektrotechnikát forradalmasító váltakozó áramú transzformátort.

6-án 55 éve (1913) halt meg Adolf SLABY német fizikus (szül. 1849), a drótnélküli távíró egyik jelentős kutatója.

12-én 145 éve (1823) született GROSSMAN Ignác magyar matematikus és fizikus (megh. 1866), a higanyos légszivattyú egyik feltalálója.

20-án 50 éve (1918) halt meg Carl Ferdinand BRAUN Nobel-díjas német fizikus (szül. 1850), a drótnélküli távíró egyik továbbfejlesztője, a Róla elnevezett katódsugárcső feltalálója.

23-án 110 éve (1958) született Max PLANCK német fizikus (megh. 1947), a kvantumelmélet megteremtője.

24-én 150 éve (1818) született Heinrich GOEBEL német származású amerikai feltaláló (megh. 1893), a villanyvilágítás egyik úttörője.

Szigetelő tulajdonságú alumíniumoxid-rétegek morfológiai sajátosságai

ETO 621.315.612.8 : 661.862.22

A szigetelő tulajdonságú, alumíniumon anódos oxidációval kialakítható vékony rétegeket általában elektrolitkondenzátorok dielektrikumaként hasznosítják. Az anódos Al_2O_3 rétegek egyéb kondenzátor dielektrikumokkal szemben számos előnyös tulajdonsággal rendelkeznek: Így pl. átütési feszültségük magas, s a kis rétegvastagság és kedvező dielektromos állandó következtében igen jó fajlagos kapacitásértékek érhetők el.

Hátrányos tulajdonságuk viszont, hogy különösen magasabb hőmérsékletű igénybevételeknél ($\geq 70^\circ C$) az Al_2O_3 réteg és az elektrolit kondenzátorban levő ún. üzemi elektrolit közötti kölcsönhatás következtében oldódási folyamatok is bekövetkezhetnek, ami a kondenzátor átvezetési áramának növekedését okozhatja, sőt egyes esetekben átütéshez is vezethet. Korábbi vizsgálatokból már kitűnt, hogy az anodikus Al_2O_3 réteg és üzemi elektrolit közötti kölcsönhatás elsősorban a fázisösszetétel függvénye [1], tekintettel arra, hogy az anódosan kialakított szigetelő rétegekben előforduló kristályos vagy amorf Al_2O_3 és $Al(OH)_3$ módosulatok eltérő oldékony-ságúak [2].

Az anodikus Al_2O_3 rétegek morfológiai vizsgálata azért vált szükségessé, hogy megállapíthassuk:

- A fázisösszetétel-változáson kívül van-e morfológiai különbség a különböző technológiával kialakított elektrolitkondenzátor-dielektrikumok között.
- Elektromos- és hőigénybevétel hatására változik-e az oxidréteg morfológiai szempontból.
- Milyen paraméter változással lehet az elektrolitkondenzátor-dielektrikum morfológiai felépítését befolyásolni.

A polikristályos alumíniumon kialakítható szigetelő tulajdonságú Al_2O_3 rétegek morfológiai sajátosságait csak néhány szerző vizsgálta. Ezeket a vizsgálatokat főleg elektronmikroszkópos replika technikával [3–7], ritkábban a levékonyított Al_2O_3 filmén transzmisszióban [8] végezték el.

Néhány adat található az alumínium egykristály felületeken anódos oxidációval kialakítható filmek morfológiai vizsgálatára vonatkozóan is, így pl. Doherty és Davis [4], valamint Francis [5] közleményei, akik epitaxiális növekedést állapítottak meg.

Vizsgálati módszerünk kidolgozásánál az a szempont vezetett bennünket, hogy a morfológiai tulajdonságok ellenőrzése ne igényeljen költséges berendezéseket és, hogy a vizsgálatot üzemi laboratóriumokban és viszonylag rövid idő alatt el lehessen vé-

gezni. Ezen megfontolásokból kiindulva döntöttünk a fénymikroszkópos vizsgálatok mellett.

1. A vizsgálati eljárás ismertetése

A fénymikroszkópos vizsgálatokat Zeiss gyártmányú Neophot fénymikroszkóppal végeztük el, felvilágítást alkalmazva. Néhány esetben azonban oldalvilágítással kellett a felületeket tanulmányozni. (Ennek indoklására a kísérleti eredmények ismertetésénél még visszatérünk.)

200 V-tól 500 V-ig terjedő névleges feszülsetartományban húsz különböző elektrolitkondenzátor-mintát vizsgáltunk meg. Valamennyi sorozatból legalább 3–3 db, 15×30 mm-es mintadarabról készítettünk fényképfelvételeket, különböző nagytásban. A vizsgálatokat 10 000 órás névleges feszültségen és $70^\circ C$ hőmérsékleten történő igénybevétel után megismételtük.

2. Kísérleti eredmények

Az anodikus Al_2O_3 rétegeket morfológiai szempontból két fő (*I* és *II*) és egy átmeneti csoportba (*III*) lehet sorolni (lásd: 1. táblázat). Az *I* és *II* főcsoportok legjellegzetesebb képviselőit az 1. ábra és a 2. ábra szemlélteti. Több kondenzátorsorozat bizonyos fokú átmenetet képviselt a már említett két főtípushoz képest, az átmeneti típus jellegzetességei legjobban a 3. ábrából tűnnek ki.

1. táblázat

Morfológiai csoport jelzése	Kondenzátor sorozatok jelzése
I.	1 4, 5, 7, 8.
II.	2, 3, 9, 10, 11, 12, 13, 19, 20,
III.	14, 15, 16, 17, 18.

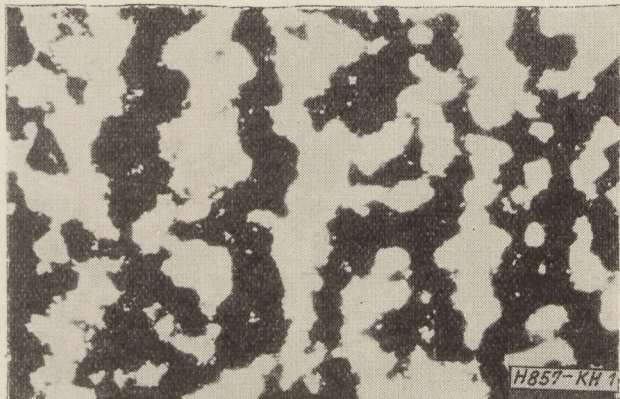
Az 1. és 2. ábrán az *I* és *II* morfológiai főcsoport különbségei jól felismerhetőek, az ebbe a két csoportba sorolható kondenzátorsorozatok dielektrikumának fázisösszetétele ezzel szemben mind a kristályos és amorf módosulatok minőségében, mind mennyiségében nagy hasonlóságot mutatott. Böhmít tartalmuk egységesen 6–10% között, γ - Al_2O_3 tartalmuk 40–50% között változott, hidrargilitet 1–2%-nyi mennyiségben tartalmaztak. Ezen módosulatokon kívül ezekben a rétegekben amorf Al_2O_3 -at és hidroxidot lehetett még kimutatni.

A 3. ábrán szemléltetett *III* morfológiai csoportba tartozó kondenzátor dielektrikumok fázisösszetétele viszont jelentősen eltért az *I* és *II* csoporttól.

A szigetelőréteg ugyanis csaknem kizárólag amorf Al_2O_3 -ból és kevés amorf $\text{Al}(\text{OH})_3$ -ból állt, kristályos módosulatot csak nyomokban tartalmazott. A fázisösszetétel és a morfológiai sajátságok között tehát egyértelmű összefüggést nem lehetett találni.

10 000 órás névleges feszültségen és 70°C hőmérsékleten való igénybevétel után az 1., 2. és 3. ábrákon bemutatott fő morfológiai csoportok mintáin minden esetben változást tapasztaltunk, az alapállá-

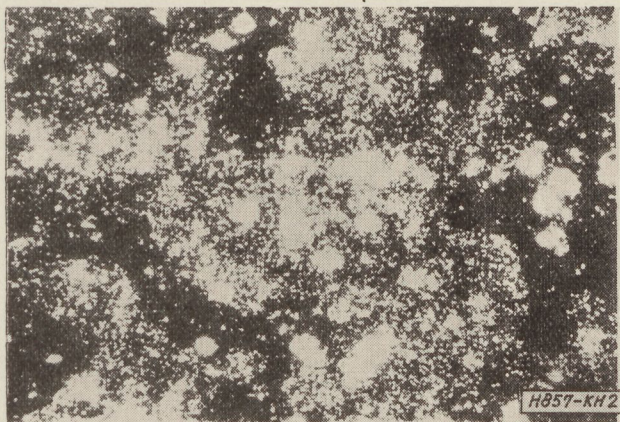
pothoz képest, bár az eredeti morfológiai típus még többé-kevésbé felismerhető volt, amint az az I. fő morfológiai csoportba tartozó 1. számú sorozatról 10 000 órás terhelés után készített felvételek (4. ábra), a II fő morfológiai csoportba tartozó 2. számú sorozatról szintén 10 000 órás terhelés után felvett 5. ábra és a III fő morfológiai csoportba tartozó sorozatról 10 000 órás terhelés után nyert felvétel (6. ábra) jól szemlélteti.



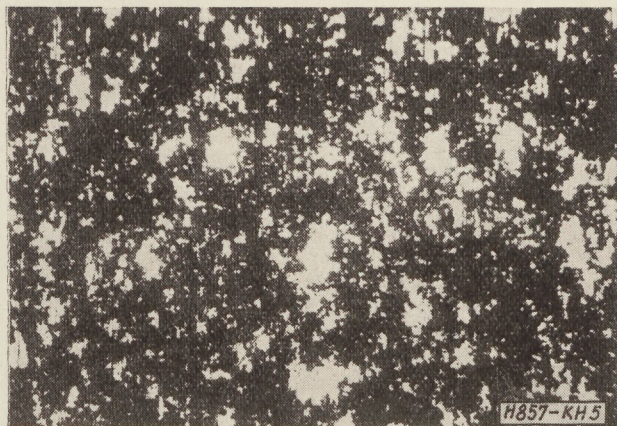
1. ábra. 1 jelzésű elektrolitkondenzátor-sorozat záróréteg-elektrolit határfelületéről készített fénymikroszkópos felvétel alapállapotban ($90\times$)



4. ábra. 1 jelzésű elektrolitkondenzátor-sorozat záróréteg-elektrolit határfelületéről készített fénymikroszkópos felvétel 10 000 órás elektromos és hőterhelés után ($90\times$)



2. ábra. 2 jelzésű elektrolitkondenzátor-sorozat záróréteg-elektrolit határfelületéről készített fénymikroszkópos felvétel alapállapotban ($90\times$)



5. ábra. 2 jelzésű elektrolitkondenzátor-sorozat záróréteg-elektrolit határfelületéről készített fénymikroszkópos felvétel 10 000 órás elektromos és hőterhelés után ($90\times$)



3. ábra. 18 jelzésű elektrolitkondenzátor-sorozat záróréteg-elektrolit határfelületéről készített fénymikroszkópos felvétel alapállapotban ($90\times$)

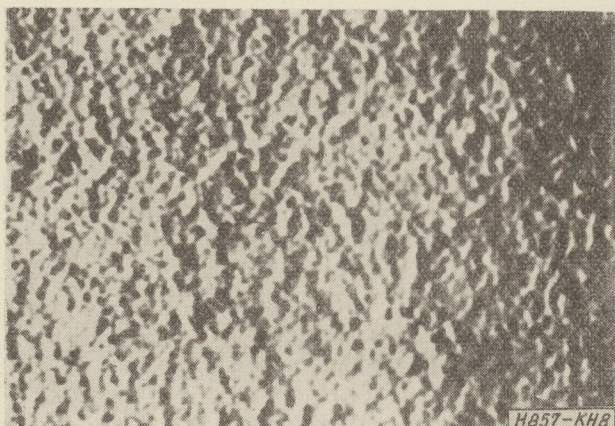


6. ábra. 18 jelzésű elektrolitkondenzátor-sorozat záróréteg-elektrolit határfelületéről készített fénymikroszkópos felvétel 10 000 órás elektromos és hőterhelés után ($90\times$)

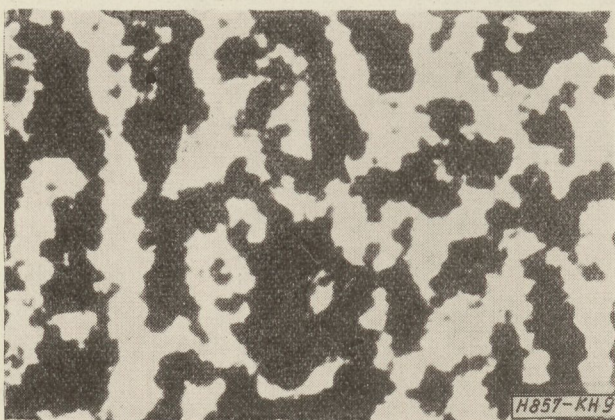
Az is megfigyelhető volt azonban, hogy a morfológiai változás következtében a felület egyenletesebbé vált, s így pl. a II fő morfológiai csoportba tartozó 9. számú kondenzátorsorozat mintáiról a 10 000 órás igénybevétel után éles, kontrasztos felvétel elérésére oldalfényű megvilágítást kellett alkalmaznunk (lásd: 7. ábra).



7. ábra. 9 jelzésű elektrolitkondenzátor-sorozat záróréteg-elektrolit határfelületéről készített fénymikroszkópos felvétel 10 000 órás elektromos és hőterhelés után (90×)



8. ábra. 10., 11., 12., 13. jelzésű kondenzátorsorozatok zárórétegére jellemző fénymikroszkópos felvétel 10 000 órás elektromos és hőigénybevétel után (90×)



9. ábra. 99,99% tisztaságú alumíniumfólián „Böhmit A” előréteggel készült nagyfeszültségű záróréteg fénymikroszkópos képe (90×)

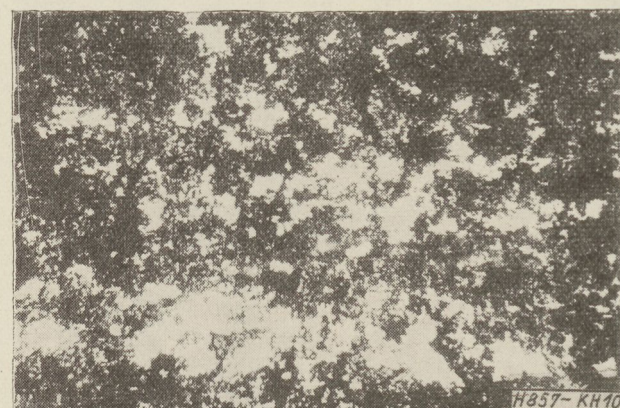
Annak megállapítására, hogy a morfológiai változás oxidréteg-oldódással magyarázható-e, összehasonlítottuk az egységnyi fóliasúlyra jutó izolálható oxidréteg mennyiségét alapállapotban és 10 000 órás elektromos és hőigénybevétel után (2. táblázat). A 4., 5., 6. és 7. ábrákon az 1 (I típ.), 2 (II típ.), 18 (III típ.); és 19 (II típ.) jelzésű kondenzátorsorozatok szigetelőrétegében végbement morfológiai változást oxidréteg oldódási effektussal meg lehetett magyarázni. Számos olyan kondenzátor sorozatot is találtunk, azonban pl. a II fő morfológiai csoportba sorolt 10, 11, 12, 13 sorozatokat, ahol szintén tapasztaltunk morfológiai változást, az oxidréteg egyenletesebbé vált (lásd: 8. ábra). Az élesség növelése céljából a határfelületet oldalfényben képeztük le. Ezeknél a mintáknál azonban oxidréteg-oldódást a kísérleti hibák határain belül, nem lehetett kimutatni.

2. táblázat

Kondenzátor sorozat jelzései	Morfológiai csoport	1 dm ² felületről izolálható oxidréteg mennyisége [mg]	
		alapállapotban	10 000 órás kezelés után
1	I	380	210
2	II	310	245
3	II	330	325
4	I	300	290
5	I	285	280
7	I	260	240
8	I	290–360	280–330
9	II	405	350
10	II	310	290
11	II	410	420
12	II	295	295
13	II	410	405
14	III	180–250	220
15	III	180–230	200
16	III	220	260
17	III	215–270	200
18	III	220–285	200
19	II	320	300
20	II	320	275

A vizsgált oxidrétegek 1., 2. és 3. ábrán bemutatott morfológiai típuskülönbségeit több tényező idézhette elő. Ezek közül elsősorban az előrétegek szerepét vizsgáltuk meg.

A 9., 10. és 11. ábrákon három azonos minőségű, 99,99% tisztaságú, alumíniumfólián azonos maratási



10. ábra. 99,99% tisztaságú alumínium fólián „Böhmit B” előréteggel készült nagyfeszültségű záróréteg fénymikroszkópos képe (90×)

és oxidálási eljárással, de három különböző előréteg-zési módszerrel készült anódos oxidréteg minta morfológiai sajátosságait mutatjuk be. A három anódos oxidrétegen morfológiai szempontból jelentős különbségek fedezhetők fel. Tekintettel arra, hogy a 9., 10. és 11. ábrákon bemutatott anodikus oxidrétegek előállítási körülményei az előrétegezést kivéve teljesen megegyeztek, a morfológiai különbségek ezekben az esetekben csak az eltérő előrétegezési eljárással magyarázhatóak. Itt említjük meg, hogy a 9., ill. 10. ábrához tartozó előrétegezési módszerrel a már előzőekben tárgyalt I, ill. II fő morfológiai csoportba sorolható oxidréteget nyertünk.

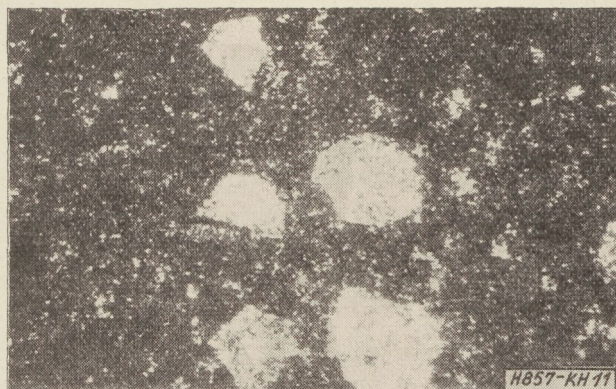
A morfológiát befolyásoló egyéb paraméterek vizsgálata még folyamatban van, de máris megállapítható, hogy a fénymikroszkóppal leképezett oxidrétegelektrolit határfelület morfológiáját az anodikus oxidációt megelőző előrétegezéssel jelentős mértékben lehet befolyásolni.

Az előrétegzés fázisösszetételét befolyásoló hatását már korábbi vizsgálataink igazolták (TKI Közl. 10. 1. 35.) Jelenlegi munkánk alapján pedig bebizonyosodott, hogy az előrétegzés az anódos oxidációval kialakított szigetelőrétegek határfelületi tulajdonságait is befolyásolhatja.

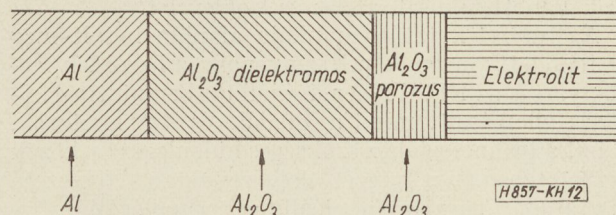
3. A kísérleti eredmények értékelése

A 10 000 órás elektromos és hőigénybevétel után tapasztalt morfológiai változások egyik okaként a rétegdoldódást jelöltük meg, amit az azonos felületről izolálható oxidréteg több esetben tapasztalt súlycsökkenése is igazolt (2. táblázat). Az egyes sorozatoknál bekövetkező nagymérvű oxidréteg-oldódást (az eredeti oxidréteg súlyának 20–30%-os csökkenését) azonban nem minden esetben követte az elektrolitkondenzátorok villamos paramétereinek jelentős — elsősorban az oldódás következtében várható — romlása, pl. kapacitásnövekedés. Figyelembe véve, hogy fénymikroszkópos felvétellel az oxidréteg-elektrolit határfelületet képezzük le s tulajdonképpen minden vizsgálatunknál ennek a határfelületnek a változásait regisztráljuk, feltételeztük, hogy azokban az esetekben, amikor az oxidréteg-oldódással nem járt együtt a kondenzátorok kapacitásának növekedése, a dielektrikum felületéről az elektromos és hőigénybevétel hatására ismeretlen vastagságú, porózus, elektrolittal átítatott oxidfilm oldódott le, teljesen vagy részlegesen. Az alumíniumon anódos oxidációval kialakított oxidréteg felépülését ezen esetben, leegyszerűsítve, a 12. ábra szemlélteti.

Morfológiai változás, elsősorban a határfelület jellegzetes struktúrájának eltűnése s a felület kisimulása azonban olyan esetekben is bekövetkezett, amikor 10 000 órás terhelés után az izolálható oxidréteg mennyiségében nem volt mérhető változás vagy csak a kísérleti hibákkal összemérhető csökkenés, s gyakorlatilag az elektromos paraméterek is stabilak maradtak. Ez a tény sem zárja azonban ki a záróréteg-elektrolit határfelületen kialakuló porózus, elektromosan átteresztő oxidfilm jelenlétét, mert ha ez a film nagyon vékony (néhány száz Å), akkor az elektromos terhelés során, az oxidréteg-épülését, ill. oldódását előidéző kémiai reakciók egyensúlya — ha mérhető súlyváltozást nem is, de — morfológiai átrendeződést ered-



11. ábra. 99,99% tisztaságú alumínium fólián „Eloxal 1” előrétegezéssel készült nagyfeszültségű záróréteg fénymikroszkópos képe (90×)



12. ábra

ményezhet: pl. a porusok beoxidálódása révén a felület kisimulását.

Különböző elektrolitkondenzátor-sorozatok szigetelőrétegeinek morfológiai vizsgálata tehát az mutatja, hogy az alumíniumon anódos oxidációval kialakított oxidfilmek az anódos oxidáció után morfológiai szempontból jelentősen eltérnek egymástól. A fénymikroszkópos vizsgálattal az oxidréteg-elektrolit határfelületről nyerünk felvilágosítást s ez a határfelület hosszantartó villamos- és hő terhelés hatására átalakul, a morfológiai különbségek az alapállapothoz képest elmosódnak, sőt a felület kisimulása is tapasztalható. A kísérleti eredmények alapján feltételezhető, hogy a szigetelőrétegen minden esetben — az előrétegezéstől is függő morfológiájú és vastagságú — porózus, elektrolittal átítatott film alakul ki.

IRODALOM

1. Kormány T., Mezei M.: Az előállítási körülmények szerepe az elektrolitkondenzátorok megbízhatóságának növelésében. Híradástechnika — 17. 10. 299 (1966)
2. Kormány T.: Elektrolitkondenzátor dielektrikum fázisösszetétel meghatározásának néhány problémája. — TKI Közlemények — 10 1. 21. (1965).
3. J. Burnham: Dielectric Films in Aluminium and Tantalum Electrolytic and Solid Tantalum Capacitors — IRE Trans. C. P. — 1957. Sept. 73—81.
4. P. E. Doherty, R. S. Davies: Direct Observation of the Oxidation of Aluminium Single Crystal Surfaces — J. Appl. Phys. — 34 3. 619—628 (1963).
5. H. A. Francis: Direct Observation of the Anodic Oxidation of Aluminium — J. Electrochem. Soc. — 112 12. 1234—1237 (1965).
6. B. Jüttner et al. Morphologie elektrolytisch erzeugter Aluminiumoxydschichten — Kolloid Z. — 174 1—5. (1961)
7. W. Ch. van Geel, B. J. J. Schelen: Some Properties of Oxide Layers Produced on Aluminium by Electrolytic Oxidation — Philips Res. Repts. — 12 240 (1957).
8. D. J. Stirland, R. W. Bicknell: Studies of the Structure of Anodic Oxide Films on Aluminium, Part I. — J. Electrochem. Soc. — 106 6. 481—485 (1959).

15 év az elektronika szolgálatában

A Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, alapításának 15. évfordulója alkalmával, ez év február 20-23-án a Főti úti új székházban kiállítást rendezett.

A kiállítás képet nyújtott az Intézet dolgozóinak kezdeményező készséggel párosult, kitartó és eredményes kutatómunkájáról, s arról a fejlődésről, amelyet a wolfram, a fényforrások, az adócső, a passzív elektronikai alkatrészek, megbízhatósági vizsgálatok, valamint a félvezetők és a mikroelektronika területén értek. Az Intézet munkájának elismerését jelenti az, hogy 4 kutatója kapott Kossuth-díjat, két ízben nyerte el a „Kiváló Intézet” címet és többször kapott miniszteri elismerő oklevelet.

Az Intézet kutatási munkája alapján indult meg és fejlődött versenyképes színvonalra a hazai félvezető-gyártás az EIVRT-ben. A kiállítás bemutatta a fejlődés állomásait, mind a diódák és tranzisztorok, mind a technológiához szükséges különleges eszközök tekintetében. Az Intézet dolgozta ki a „félvezető tisztaságú” germánium előállítási technológiáját. Ezzel lehetővé vált a germánium alapú félvezető eszközök hazai előállításának első szakasza, mely a tús diódák, később az ötvözött diódák és tranzisztorok gyártását jelentette, beleértve a kisméretű, nagy teljesítményű tranzisztorcsalád alaptípusát is. Ezek után került sor a hazai tranzisztorok frekvenciahatárának kiterjesztésére; első lépésben a drift, másodikban pedig a mesa tranzisztorok kidolgozása révén. A legkorszerűbb szilícium alapú planár tranzisztorok alaptéchnológiájának kidolgozásával jelentős mértékben járult hozzá az Intézet azok hazai gyártásának megvalósításához.

A kiállítás egyik legérdekesebb része, az Intézet súlyponti feladatát képező mikroelektronikai kutatást mutatta be. A kutatási munka kiterjed mind a félvezető alapú, mind a szigetelő alapú hibrid integrált áramkörökre. Kiállításra kerültek az említett technológiák lépéseit bemutató mintadarabok, valamint egyes jellegzetes maszkok. Kiállították az integrált áramköri típuscsaládok első példányait, nevezetesen a félléptető tárolót (half shift register), mely $1,5 \times 1,5$ mm-en kilenc tranzisztort és 12 ellenállást tartalmaz, továbbá a szigetelő alapú hibrid áramkörök néhány megoldását: a hallásjavító készülékben alkalmazott erősítőt, bistabil multivibrátort, demodulátort stb.

Hazánkban a passzív elektronikai alkatrészek kutatása is a HIKI-ben indult meg. A kutatómunka eredményeit a Remix, a Videoton, valamint a Mechanikai Művek hasznosítják.

A szénréteg ellenállások terén történt fejlődést jellemzik az Intézetben kidolgozott nagy stabilitású kristályszenréteg ellenállások, továbbá a kisméretű, nagy fajlagos terhelhetőségű borkarbon ellenállások. Jelentős haladást képviselnek a vákuumpárolgatási technológiával készült Ni—Cr alapú középstabilitású és a nemzetközi élvonalban álló külföldi ellenállásokkal egyenértékű, nagy stabilitású fémréteg ellenállások. Az új, egyszerű technológiai eljárással készülő,

olcsó, miniatűr ellenállás pedig a választék bővítését szolgálja.

A potenciométer pályák mozgózaj-csökkentése és kopásállósága terén elért, a baráti országokban elismeréssel kísért eredményeket, valamint egyéb élvonalbeli gyártmányokon végzett összehasonlító méréseket a kiállítás diagramokon mutatta be. A kerámia alapra épített új nagy fajlagos terhelhetőségű, kisméretű potenciométer a legújabb eredmény a potenciométerek területén.

Az Intézetben végzett elektrolitkondenzátorkutatások eredménye az a szabadalmazott kifesztültségű miniatűr és szubminiatűr elektrolit kondenzátor típus, melyet a Mechanikai Művekben ma is gyártanak. A papírkondenzátorok területén ugrásszerű előrehaladást képviseltek az Intézetben kidolgozott epoxi-gyantával burkolt kondenzátorok. A műszaki fejlődés következő állomása a kisméretű, gőzölt fegyverzetű, vékony poliészterfóliás kondenzátorcsalád, melynek tömeggyártása a közeljövőben indul meg. A korszerű vákuumpárolgatási módszereket használták fel a gőzölt alumíniumfegyverzetű, alumíniumoxid-dielektrikumú (GAK) kondenzátoroknál is.

A fényforrások területén a legutóbbi évek kutatómunkája az Egyesült Izzóban gyártott fénycsövek műszaki és gazdasági paramétereinek megjavítására összpontosult. Ezt érzékeltette a kiállítás egyik grafikonja, amely szerint a 40 W-os fénycső hatásfoka az Intézet fénypor kutatásából kiinduló HIKI—EIVRT közös munka eredményeként 1956-tól 1960-ig 34%-kal, 1964-ig 40%-kal és 1967-ig 55%-kal javult. Ugyancsak a HIKI és az EIVRT jó együttműködése tette lehetővé az új 5000 óra élettartamú, a külsőtéri világításban a higanygőzlámpával versenyképes, 7200 lumen fényáramú 120 W-os fénycső bevezetését. Az Intézet kutatómunkája tette lehetővé az Egyesült Izzóban az exportigényeket kielégítő színes fénycsőgyártást is. A kiállításnak ez a része többek között bemutatott egy speciális modellesövet, amellyel segédelektrodák 40 W-os fénycsövekben játszott szerepét vizsgálják, egy katód-összehasonlításra szolgáló kísérleti modellesövet, valamint a fénycsövek emissziós áramának gyors, tájékoztató meghatározására használt berendezést.

Ugyancsak itt volt látható egy minta abból a, HIKI által kidolgozott technológiai eljárással gyártott, kalciumhidrofoszfát alapanyagból, amely szűk szemcseméret-tartományú, szabályos kristály alakú, kis reflexiójú, nagy hatásfokú fénypor előállítását teszi lehetővé szemcseválogatás nélkül, és ezért igen gazdaságos.

Az Intézetben kidolgozott fényporokkal készült tv-képcsövek felületi fényessége meghaladja a nyugati import fényporral készített képcsövek értékeit, a selejt pedig kisebb, mint azoknál.

A Bródy Imre laboratórium Alapanyag Vizsgáló osztálya az intézet és az iparág különböző vállalatainál jelentkező alapanyag kutatási és vizsgálati kérdések megválaszolására létesült. Emissziós és ab-

szorpciós spektroszkópiái, klasszikus műszeres és termoanalitikai, morfológiai röntgendiffrakciós és spektroszkópiái, valamint fizikai méréseket végző csoportjai nagyobb távlatú alapanyag-vizsgálati problémák és esetenkénti kisebb volumenű vizsgálatok elvégzését egyaránt vállalták. Ezt illusztrálták a különböző csoportok működési területére jellemző vizsgálati eszközöket és módszereket ábrázoló felvételek, táblák és egy, rádiócsövek katódfonal átvezetésének vizsgálatát bemutató modellberendezés is. Vizsgálataikat saját tervezésű és építésű készülékek is segítik; a kiállításon pl. egy új típusú vákuummikromérleget mutattak be.

Az adócső-kutatás eredményeit bemutató rész jól jellemezte azt az előrehaladást, amely az önálló hazai adócsőgyártás megalapozásához volt szükséges. A rövidhullámú adóállomásokban felhasznált 160 kW-os wolframkatódú, nagy átmérőjű fémüveg-kötéseket tartalmazó, vízűtéses, nagyméretű adócső az első fejlődési szakasz jellegzetes terméke. Az Intézet fennállása óta a telekommunikáció, a rádió- és televízió-műsorszórás fokozódó igényeinek kielégítésére, az egyre nagyobb teljesítményű és frekvenciahatárú adócső-családok alaptípusainak kidolgozását végezte el.

A fajlagos teljesítmény emelésének jelentős állomása volt a wolframnál nagyobb fajlagos emissziójú tóriumos wolframkatód alkalmazása. Ez jobb vákuumot és így hatásosabb titánfémgetter alkalmazását kívánt meg. A fémanódú 2 kW-os, az első hazai tv-adóállomásban alkalmazott, ultrarövid hullámú trióda tóriumos wolframkatóddal, koncentrikus rácskivezetéssel készült. A fémanódú mesterséges hűtésű adócsövek mellett szükség volt kisebb teljesítményű sugárzó hűtésű üvegburás csövekre is. Ezeknél is tóriumos wolframkatódok kerültek alkalmazásra. A frekvenciahatár és a fajlagos teljesítmény növelése az adócsövek üzemi hőfokát olyan szintre emelte, amelyen az üveg helyett kerámiát kell használni. A kerámiaburás adócsövekhez magyar találmányon alapuló igen tiszta alumíniumoxid-kerámiát alkalmaztak. Kidolgozták a vákuumzáró, aktív forraszos fémkerámia-kötéstechnológiát. E kutatási eredmények segítségével dolgozták ki a IV és V tv-sávban használható 150–200 watt/cm³ térhasznosítású, a kiállításon is bemutatott kerámiaburás adócsöveket.

A félvezetők és passzív alkatrészek struktúrájának, paramétereinek mérés technikájában elért intézeti eredményeket tükrözik a kiállított mérőműszerek. Ezek között kiemelkednek az igen kis frekvenciától a 800 MHz-ig terjedő zajmérés módszerek. A kiállítás bemutatott pl. egy 800 MHz-es tranzisztor-zajmérő berendezést.

A tranzisztorok struktúravizsgálatához használják a nagyáramú tranzisztorok kapcsolási idejének mérésére szolgáló berendezést. Kis és közepes teljesítményű tranzisztorok paramétereinek tömegmérésére alkalmas az a kiállított berendezés, amelyhez számítógép csatlakoztatható a megadott program szerinti értékelés elvégzésére.

Az Intézet a híradástechnikai alkatrészek megbízhatósági vizsgálata terén mind hazai, mind KGST viszonylatban kezdeményező szerepet tölt be. Az elért eredmények alapján az Intézetet bízták meg a KGST keretén belüli kutatási munkák koordinálásával. Ezek a kutatások először a passzív alkatrészek területén kezdődtek meg és ma már csaknem évtizedes távlatra tekintenek vissza. Lényeges eredmények születtek már a félvezetők megbízhatósági vizsgálatai területén is. A kiállításon az elért eredmények szemléltetése keretében megtaláltuk a folyamatos meghibásodást jelző berendezéseket, melyeket az Intézet dolgozott ki mind az aktív, mind a passzív alkatrészek területére, a megbízhatósági kutatások folyamatábráját, a kutatási eredmények gyakorlati hasznosítását jellemző diagramokat és a meghibásodások analizését kihangsúlyozó felvételeket.

Az Intézet kutatási eredményeinek gyors bevezetése érdekében célgépeket, célműszereket is kifejlesztett. Figyelemre méltó ezek között, a kiállításon látott tús mérőberendezés, integrált áramkörök elektromos paramétereinek szeleten történő meghatározásához; termokompressziós manipulátor, félvezető eszközök kontaktálására; ennek hegesztőfejével és impulzusgenerátorral kiegészített változata, vékony-, vastagréteg, illetve hibrid áramkörök kontaktálását végzi; a fénysugaras mikroanalizátor a vizsgált tranzisztor vagy dióda felületét pontszerű fényfóttal soronként tapogatja le, s az oszcilloszkópernyőn a struktúra hibák és a felületi folyamatok helye és időbeli lefolyása látható.

A rétegenállások %-os toleranciájának meghatározására szolgáló berendezés, valamint az automatikus kiegyenlítésű híd módszerrel mérő digitális ohmmérő is jelzi az Intézet tevékenységét a műszer és mérés technikai fejlesztés területén.

Az Intézet kísérleti üzeme keretében készülő vákuumtechnikai és híradástechnikai felhasználású alumíniumoxid-kerámiák mintadarabjai mellett kiállításra kerültek többek között a korszerű, elektronsugaras technológiai kérdésekkel foglalkozó csoport munkájának eredményei, valamint a kísérleti gyártásban megvalósított, szűrési célokra készülő nagyfeszültségű kondenzátor, és a nagy ohmértékű lakkrétegenállás mintadarabjai is.

A kiállításon látottak igazolják a 15 évvel ezelőtti minisztertanácsi határozat helyességét, amely a híradástechnikai alapanyag és alkatrészbázis megteremtése érdekében elrendelte az Intézet megalapítását. A kiállításon bemutatott eredmények biztatóak a magyar elektronikai ipar fejlődése érdekében szükséges további kutatások megvalósításához, amelyek az Egyesült Izzólámpa és Villamossági Rt-vel, a Remix Rádiótechnikai Gyárral, a VIDEOTON-gyárral és a többi híradástechnikai és műszeripari vállalattal már eddig is kialakult jó együttműködés fokozása révén gyors alkalmazásra kerülnek a világszerte versenyképesség biztosítása érdekében.

Pusztabíró Gyula

Rádiókiállítás, Berlin 1967

Az 1967. évi berlini rádiókiállítás sorrendben a 25. volt. A kiállítást 66 856 m² fedett és 125 000 m² szabad területen rendezték meg.

A kiállításnak a színes tv európai indítása adott nagy jelentőséget. A megjelent szakemberek és a nagyközönség is egyaránt nagy várakozással tekintett ez elé az esemény elé, mely megvalósította a kiállítás sokat propagált jelmondatát: „Funk und Farbe”.

A színes tv-készülékek általános ismertetése

A kiállításon 17 cég, 27 féle alapchassira felépített, összesen 56 fajta színes tv-készüléket mutatott be. Ezek a készülékek felépítésükben és kivitelükben erősen eltértek egymástól.

A PAL-rendszert kifejlesztő Telefunken cég a Standard PAL-rendszer mellett kidolgozta az ún. Simple PAL-rendszert is, amely a Standard rendszernek egyszerűsített változata. A kiállításon bemutatott készülékek, egyetlen készülék kivételével a Standard PAL-rendszernek feleltek meg. Ennek oka, hogy amíg a készülékek magas árához viszonyítva a Simple PAL-rendszer alkalmazásából adódó önköltségcsökkenés nem jelentős, addig ez utóbbi rendszer alkalmazása a képvisszaadás minőségét rontja.

A képcsövek vezérlését illetően kétféle megoldást fejlesztettek ki. Az egyik megoldásnál a képcsövet az RGB jelekkel, míg a másik rendszernél a színdifferencia jelekkel vezérlik. A Kuba Imperial cég mindkét megoldást alkalmazta.

A színes készülékeket gyártó cégek általában egy chassit fejlesztettek ki, pontosabban meghatározva egy színes fokozatokat tartalmazó egységet, amelyet egymástól eltérő fekete-fehér részzel kombináltak és így általában 3–4-féle, elektronikájában is különböző készüléket hoztak forgalomba. Természetesen az előállított készülékek további variációit jelentik az adott chassikból felépített kávémegoldások.

A színes készülékek tranzisztoraltságát tekintve az egyes gyárak készülékei meglehetősen eltérnek egymástól. A legtöbb elektroncsövet a Philips és a Saba cégek alkalmazták, amelyek készülékeinél az elektroncső/tranzistor arány 27/13, ill. 28/13 volt. Ezzel szemben a legkevesebb elektroncsövet a Loewe Opta, Metz és a Schaub Lorenz cégek alkalmazták, melyeknél az elektroncső/tranzistor arány 12/41, 12/34, 12/41 értéket mutatott.

Lényeges volt a kiállított színes készülékek tanulmányozása az általuk nyújtott képminőség, valamint a fellépő torzítások szempontjából is. A bemutatott színes készülékek képminősége, valamint kompatibilitása igen jónak mondható. Fehér-fekete adás színes készüléken történő vétele esetén bántó színutánhúzások és torzítások nem észlelhetők. A cégek a kiállításon bemutatott fehér-fekete készülékeiket prospektusaikban úgy reklámozták, hogy azok elő vanak készítve a színes adás fehér-feketén történő vételére is. Fekete-fehér készüléken a színes adás műsorát nézve ugyancsak jó volt a képminőség.

A kiállított készülékeknél a helyes színvisszaadás beállítására általában két szabályzó szervet alkalmaztak: a szíkontraszt és a színárnyalat szabályzót. A színárnyalat beállítására egyes cégek folyamatos szabályzást, más cégek két-, ill. háromnyomógombos, fix tónusváltozást létrehozó regisztert alkalmaztak, mellyel a vevőkészülék tulajdonosa a nyomógombok segítségével, az automata által beállított helyes színárnyalattól eltérő, melegebb (piros)-, ill. hidegebb (kék) színárnyalatot is be tud állítani.

A szíkontraszt szabályzó potméter alsó állásában a készülékek fehér-fekete képet szolgáltatnak. A színárnyalat szabályzását általában a képcső kék és piros vezérlő elektródáinak áramkörében végzik el. Az általánosan alkalmazott két színszabályzó szervtől eltérően a Kuba Imperial cég csak egyetlen színszabályzó potmétert alkalmaz, amellyel a készülék színtényessége állítható be. A színárnyalat szabályzása külső kezelőszervvel nem változtatható, annak helyes értékét gyárilag, belső trimmerrel állítják be.

A készülékek helyes beállításával kapcsolatban meg kell említeni, hogy minden tekintetben kifogástalan kép beállítása meglehetősen nehézkes. Ezt nehezíti az a tény is, hogy a készülékek igen érzékenyek a nagyfrekvenciás oszcillátor frekvenciájának helyes beállítására. Az oszcillátor egyik irányban történő kismértékű elhangolása esetén a készülék fehér-fekete képet ad, majd továbbhangolva az is eltűnik, míg másik irányba elhangolva, már kismértékű elhangolás esetén is a teljes képtartalom eltűnik. Érdekes megemlíteni, hogy ennek ellenére a készülékgyártó cégek csak meglehetősen kis számban alkalmaztak AFC automatát. Véleményünk szerint a jelenlegi készülékek leggyengébb pontja kétségtelenül a beállítás kérdése, amely még szakember számára sem könnyű feladat.

Fontos kérdés a színeskészülékek szervizelésénél a konvergencia áramkörök helyes beállítása. Ennek megkönnyítése céljából a készülékgyártó cégek a konvergencia áramköröket úgy helyezték el készülékeikben, hogy azok beállítása előlről, a készülék képernyőjének közvetlen szemlélésével elvégezhető legyen.

A szervizmunkák megkönnyítése érdekében az előállítók törekedtek a készülék belső, mechanikai felépítésének oly módon való kialakítására, hogy a készülék egyes főszerelvényei könnyen cserélhetőek legyenek. Az alkalmazott panelrendezés tekintetében lényegében három, egymástól eltérő megoldást alkalmaztak. Az első megoldásnál a készülék teljes nyomtatott áramkörű panelje a készülék alján, fekvő helyzetben van, mégpedig oly módon, hogy az egész szerelvény hátrafelé kihúzható, majd ezek után vízszintes tengely körül mindkét irányban elfordítható. Ezt a megoldást alkalmazta többek között a Grundig cég is, és prospektusában külön kiemeli a megoldásnak azt az előnyét, hogy a panel a készülék ún. hideg zónájában van elhelyezve és ezáltal kedvezően befolyásolja a beépített alkatrészek élettartamát. A másik megoldásnál a nyomtatott panel álló helyzetben

van, a jelenleg nálunk is szokásos kivitelnek megfelelően. A harmadik megoldást a Kuba Imperial cég a fehér-fekete steckchassijából kiindulva fejlesztette ki, amelynél a készülék fekete-fehér része a kezelőszervek mögött, álló helyzetben van, míg a színes áramköröket tartalmazó panel a készülék alján, fekvő helyzetben nyert elhelyezést.

A színes tv-készülékek fokozatai

A kiállításon bemutatott színes tv-készülékek egyes áramkörei: kép és hang KF, hangvégfok, videoerősítő, szinkronleválasztó, sor- és képoszcillátor lényegében a fekete-fehér tv hasonló áramköreitől nem különbözik, ezért ismertetésére e cikk keretein belül nem térünk ki. Röviden ismertetjük azonban azokat az áramköröket, amelyeket a fekete-fehér tv-nél egyáltalán nem, vagy csak más, rendszerint egyszerűbb formában alkalmaznak.

Tuner

Vegyesen találtunk integrált és külön VHF—UHF tuner megoldást. A kapacitív hangolás még mindig gyakoribb, mint a diódás, bár a tendencia kétségtelenül az utóbbi fokozottabb elterjedését mutatja. Egyes készülékeknél automatikus éleshangolást alkalmaztak pl. Siemens FF92, Blaupunkt CTV2001. A Saba VHF tunerét kivéve, az összes tuner tranzisztoros felépítésű. Az alkalmazott tranzisztorok AF139, AF239, AF106.

Szín KF erősítő (Farbart Verst.)

A Philips és a Saba készülékeit kivéve ez a rendszerint háromfokozatú erősítő tranzisztorizált. Az alkalmazott tranzisztorok: BF167, BF184, BC108A, BC108B. A szíkontraszt szabályzó potméter ebben a fokozatban van.

$F(B-Y)$ és $F(R-Y)$ erősítő

Ez a fokozat a dekoder által előállított és a színsegédvívőre ültetett színinformációt erősíti, majd diódás szinkronmodulátorral demodulálja. Kivétel nélkül tranzisztoros megoldást alkalmaztak BFY39, AF202, BF195 stb. tranzisztorokkal.

Burst erősítő

A bemutatott készülékek nagy részénél a burst erősítő tranzisztorizált; BC107A, BC107B és AF202 tranzisztorokkal működik. A Saba Schaninsland T2000 és a Würtemberg S2000 típusánál a PCF200-as elektroncső pentódarésze alkotja a *Burst* erősítőt.

Referencia oszcillátor

Az adóoldalán elnyomott színsegédvívót állítja elő a leginkább BC107A tranzisztorral, vagy pl. a Philipsnél P(C)F 802-es elektroncsővel működő, kristályvezérlésű oszcillátor.

Reaktancia fokozat

Az adóból kisugárzott szinkronjelek a reaktancia fokozat segítségével biztosítják, hogy a referencia oszcillátor az adóban elnyomott segédvívőnek mindenben megfelelő jelet állítson elő. Leggyakrabban triódát használnak erre a célra, pontosabban egy trióda-pentóda kombinált cső trióda részét, míg a pentóda maga a referencia oszcillátor pl. PCF84 vagy PCL200. Találtunk olyan megoldást is, melynél a reaktancia fokozatot egy varicap dióda alkotta.

Multivibrátor

A PAL-rendszerű vevőkészülékeknél a multivibrátor által vezérelt PAL kapcsoló biztosítja az R-Y jel helyes fázisát. A multivibrátor vezérlését egy, az adó által szinkronizált oszcillátor végzi. Az áramkör a Saba bemutatott típusát kivéve tranzisztorizált. Alkalmazott tranzisztorok: BC130A, BC107.

Színjel végerősítő fokozat

A bemutatott készülékek nagy része ezt a fokozatot elektroncsővel valósította meg. A leggyakrabban alkalmazott csőtípusok: P(C)L200 és EF184. A Loewe Opta és a Schaub Lorenz BF179-es tranzisztort alkalmazott.

Video végerősítő fokozat

Attól függően, hogy a képcsövet RGB jelekkel vagy szindifferencia jelekkel vezérlik, kétféle megoldást alakítottak ki. RGB vezérlés esetén a video végfokozat általában tranzisztorizált. Az alkalmazott tranzisztorok: BC107B, ill. BC108B. Szindifferenciás vezérlés esetén, mivel itt nagyobb szintű video jel szükséges, video végfokként végpentódát alkalmaznak, pl. PF802, PCL200, PFL200.

Sorvégfok és nagyfeszültség előállító fokozat

A sorvégfok és nagyfeszültség előállítására kétféle megoldást alkalmaztak. Az egyik megoldás szerint egy közös fokozattal állítják elő a két jelet (egy-kutyás megoldás), pl. Philips, Siemens, Nordmende stb. A másik megoldásban két külön fokozat található (kétkutyás megoldás), pl. Loewe Opta, Saba, Grundig stb. Mindkét esetben elektroncsövekből felépített áramkörökről van szó. Az alkalmazott elektroncsövek egy részét speciálisan a színes tv céljára fejlesztették ki. PL509, PL504, PY500, GY501, PD500 csövek találhatóak ebben az áramkörben.

Képvégfok

Ez a fokozat mindegyik bemutatott készüléknél elektroncsöves. A leggyakrabban alkalmazott elektroncső: PL508.

Képcső

A kiállított készülékek nagy részében az A63-11X típusú 25'-os képcsövet alkalmazták. Jóval kevesebb számban találtunk ennél kisebb méretű képcsövet is: 56 cm-es három készülékben, 48 cm-es két készülékben, 28 cm-es mindössze egy készülékben a Kuba Imperial CK211P készülékében. Ez utóbbi készülék szemmél láthatóan General Electric konstrukció, maga a képcső is amerikai gyártmány (11SP22).

Fehér-fekete tv-készülékek

Fehér-fekete tv-készülékekben a készülék gyártó cégek a hannoveri kiállításához képest lényegében újat nem hoztak. Az újdonságot a színeskészülékek bemutatása képezte.

Rádiókészülékek

Mind a jó hírnévnek örvendő gyárak, mind pedig a kevésbé ismertek nagy súlyt helyeztek a kiállításon a rádiókészülékek bemutatására is. A közönség érdeklődése természetesen elsősorban az újdonságok felé fordult és nem is csalódott, mivel újdonság bőven volt található ebben a körben is.

Asztali rádiókészülékek

Az asztali rádiókészülékek terén az utóbbi években a nagymértékű tranzistorizálás figyelhető meg. Természetesen emellett az egyes gyárak tovább futtatják a korábban kifejlesztett csöves készülékeiket, azonban fejlesztés e téren már nem történik, legfeljebb e készülékhassissokat a mai divatirányzatnak megfelelő kávakivitelben helyezik el és esetleg némi szolgáltatásbővítést tesznek hozzá.

A tranzistorizált asztali rádiókészülékek 1967-es modelljei sok közös vonást mutatnak valamennyi gyár kollekciójában. Így pl. általánosnak mondható a lapos, nyújtott formájú asszimmetrikus káva, a viszonylag nagy méretű skála, ami vagy plexiből vagy ún. „kefélt” fémből készül. A hullámváltó gombok rendszerint a készülék előlapjára merőlegesen nyomódnak.

Közös vonásuk továbbá, hogy igen sok szolgáltatást nyújtanak. Csatlakoztathatók lemezjátszóhoz, magnetofonhoz és működtethetőek póthangszóróval. Mivel az URH sávot az NSZK-ban meglehetősen kihasználják, igen sok jó zenei programot sugároznak mind mono-, mind pedig sztereorendszerben, így a készülékeket kitűnő nagyfrekvenciás és hangfrekvenciás jellemzőkkel alakítják ki. Ellátják azokat hatásos mély és magas hangszín-szabályozókkal és legalább 2 W kimenőteljesítménnyel. Előszertettel alkalmazzák URH sávon az AFC kört, amelynek segítségével az idő függvényében is stabil vételt lehet biztosítani az egymás mellett sűrűn jelentkező adóállomások között is.

A készülékeket általában fakávában helyezik el, amelyek natúr, matt kivitelben készülnek dió-, teak-, paliszander-furnír borítással. 1967 folyamán megjelentek az ún. schleiflakk kivitelű fakávák, 5 félfeszímben, műanyag lakk bevonattal. A készülékek vagy csak hálózatról üzemelnek, vagy pedig ellátják őket átkapcsolható telepes üzemmóddal is, amikor kisebb kimenőteljesítménnyel takarékuzemben dolgoznak. Általában 9–11 tranzistor, 5–6 dióda kerül beépítésre. A hangfrekvenciás végfokozatok rendszerint kimenőtranszformátor nélkül, ún. komplementer tranzistorpárral (AC187K/188K és AD161K/162K) készülnek, amelyek kis feszültségnél is igen jó hatásokkal dolgoznak. Jellemzőjük a lineáris erősítési jelleggörbe, magas kollektor áram, nagy áramerősítés, melynek következményeként a meghajtófokozat igen kis árammal üzemeltethető. Alkalmazzák ezenkívül a hangfrekvenciás erősítőkben a szilíciumplanár-tranzistorokat is, azok közismert előnyei miatt: alacsony zaj, magas áramerősítés, kis maradékáram, magas határfrekvencia.

Az asztali rádiókészülékek között természetesen megtalálhatóak a teljesen sztereokivitelek is. Ezek lényegében a monokészülékek műszaki jellemzőivel és szolgáltatásaival rendelkeznek, sőt formailag is hasonlóak, azzal a különbséggel, hogy a második csatorna hangszórója a készüléktől, a sztereohatás érdekében, tetszés szerinti távolságban helyezhető el.

Az 1967-es újdonságok között találhatóak csak URH sávon működő készülékek is. Ezek általában 5 állomás előválasztóval, diódahangolással működnek, ahol a kívánt program igen gyorsan kiválasztható.

Lakáshangosító berendezések

A lakáshangosító berendezések továbbra is nagy népszerűségnek örvendenek és az eladási statisztikákat figyelembe véve magas árak ellenére is komoly volumenben kerültek értékesítésre. Így 1967-ben nagyszámú új típussal jelentek meg a gyárak a piacon. Ezek általában abban térnek el a korábbi megoldásoktól, hogy mind a rádiófrekvenciás, mind pedig a hangfrekvenciás rész közös dobozban kerül elhelyezésre. Ezek az ún. „Steuergerät”-ek rendkívül jó rádiófrekvenciás és hangfrekvenciás jellemzőkkel rendelkeznek és a Hi-Fi jelző mellé odairják, hogy a készülék megfelel a DIN 45.500 előírásainak. A tranzistorizálás e területen is általánosnak mondható és az URH fokozataikban már megtalálhatóak az ún. „Feldeffekt” tranzistorok, melyeket korábban csak professzionális célra használtak. E kategóriánál szokásos a készülékeket dióda hangolású, 4–6 állomás-előválasztóval ellátni, az URH sávon.

Ezek az erősítők hangszóródobozokkal működtethetőek. A hangszóródobozok természetesen alkalmasak az erősítő képességeinek reprodukálására. Különböző méretben gyártják, melyek elhelyezhetők polcon, falon és a szoba bármely részén lábon állva is.

A lakáshangosító berendezések szerves tartozéka még a sztereo lemezjátszó és a magnetofon is. Ezeket zeneszekrényekbe is beépítik, amelyeket modern vagy stílbútorként készítenek.

Hordozható rádiókészülékek

A rádiókészülékek e csoportjában nem történt mélyreható változás, mindössze az eddig kialakult kategóriákon belül van némi szolgáltatásbeli bővülés, valamint a kávakivitelekben az új divatkövetelményeknek megfelelő átalakulás.

A szolgáltatások az egyes kategóriákon belül más-más képet mutatnak. A hullámsávok terén mind a közép, mind az FM-sáv nélkülözhetetlen. Az FM-sávon, a nagy kategóriáknál, esetenként már a középkategóriánál is, alkalmazzák a 3–4 állomás előválasztására alkalmas megoldást. A hosszúhullámú sávot továbbra is előszertettel alkalmazzák. A rövidhullámon, a korábban alkalmazott sáv helyett inkább az ún. Europaband (49 m) került előtérbe. Ez néhol kiegészül a 41 m-es sáv átfogásával is. Ahol a régi rövidhullámsávot alkalmazzák, ott rendszerint sávnyújtást is biztosítanak az állomások könnyebb beállítására céljából.

Amíg a kis kategóriáknál mindössze fülhallgató csatlakoztatást és beszéd-zene kapcsolót alakítanak ki, addig a középkategóriáknál már ugrásszerűen bővül a szolgáltatások köre. E csoportban szokásos a pick-up és magnetofon, valamint póthangszóró csatlakoztatási lehetőség. Általában külön mély – magas hangszínszabályozást biztosítanak. Ugyancsak szokásos az AFC-körök alkalmazása az URH sávon. A kimenőteljesítmény táskauzemben általában 1–2 W, hálózati adapterről vagy autóban a 2–4 W.

Külön kategóriát jelent az 1967-ben megjelent kazettás magnetofonnal ellátott rádió. Ezek általában a „kompakt kazettás” rendszert követik, de megtalálható még a DC International rendszerű is.

Ugyancsak külön kategóriát jelent a Schaub—Lorenz által a Touring 80 Universal-hoz kifejlesztett Touring Stereo—Component, melynek segítségével a készülék mind sztereo-lemezjátszóról, mind pedig sztereo-magnetofonról is üzemeltethető, ugyanakkor sztereo-fonikus rádióvételre is alkalmas.

A legutóbbi időben az integrált áramkörök előállítási költsége annyira csökkent, hogy az USA és Japán, majd legutóbb az NSZK néhány vezető gyára is áttért félprofesszionális berendezéseiben, sőt néhány kommerciális célra gyártott készülékben is ezek alkalmazására. Elsősorban URH fokozat, valamint hangfrekvenciás fokozat céljára gyártanak integrált áramköröket.

Konkrét példaként a Philips IC 2000 típusú zseb-rádióját említjük, ahol a Valvo TAA 263 számú integrált áramkörét használták fel, ami magában

foglalja a hangfrekvenciás előerősítő, meghajtó és végerősítő fokozatot is.

A Grundig egy kis méretű, ún. Diktiergerät-ben használ 3 fokozatú felvételi erősítőként egy Siemens gyártmányú integrált áramkört. A Telefunken a BAN-JO nevű táskarádiójában az ún. vastagrétteg áramkört használja. Ez az egység 8 ellenállást és 1 kapacitást foglal magában és csak az ide tartozó 2 tranzisztor és 2 db 10 μ F elkot szerelték hagyományos forrástással. A Blaupunkt cég RCA gyártmányú integrált körök alkalmazásával próbálkozik, de tájékoztatásuk szerint ez még magasabb költséget jelentene, mint a hagyományos elemekből készült készülék.

A kiállításon összegyűjtött műszaki dokumentációs anyagot szívesen bocsátjuk betekintésre az érdeklődők rendelkezésére (Elektroimpex).

Kiss Ferenc—Reich Gábor—Szalay István

A HTE 1968 május havi rendezvényei

Összeállította: VALKÓ PÉTERNÉ

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

1968. május	SAKOSZTÁLY	ELŐADÁS
3. péntek 17 óra	Távbeszélő Szakosztály Elnök: Budai Lajos	<i>Vass Béla</i> (BHG) INFORMÁCIÓFELDOLGOZÁS RENDSZERE A közös vezérlésű központ adattárolói, az adattárolók kiolvasási és kiértékelési módszerei. Az adatfeldolgozó rendszerek információ-cserélési módozatai.
7. kedd 16 óra	Félvezető Szakosztály Titkár: Koesis Miklós	<i>Dr. Valkó Péter</i> (BME) INTEGRÁLT ÁRAMKÖRÖK MEGBÍZHATÓSÁGA Miért javíthatja az integrálás nagyságrendekkel a megbízhatóságot? A legújabb eredmények áttekintése. Hibalehetőségek és azok kiküszöbölése. Feszített vizsgálatok. A szűrővizsgálatok fokozódó jelentősége.
16.45 óra		<i>Uzsoki Miklós</i> (AKI) INTEGRÁLT ÁRAMKÖRÖK MÉRÉSE Az RTL digitális áramkörök statikus és dinamikus jellemzői, ezek mérése. Mérőautomaták.
10. péntek 16 óra	Rádió- és Televízió Szakosztály Elnök: Makó Zoltán	<i>Gschwindt András</i> (BME) és <i>Farkas Botond</i> (BME) TRAPÉZMODULÁCIÓ A vágott beszédjel tulajdonságai. Az érthetőségnövekedés és a vágási szint közötti összefüggés. A vágás realizálása. A vágók és a kompresszorok összehasonlítása. A vágott beszédjelre vonatkozó átviteli követelmények és ezek megvalósítása amplitúdó modulált adóberendezéseknél. Az adóberendezés terhelési viszonyainak vizsgálata egyetlen sinusos és vágott beszédjelre. A várható felhasználás és a levonható következtetések.
14. kedd 16 óra	Félvezető Szakosztály Titkár: Koesis Miklós	<i>Dr. Ambrózy András</i> (BME) LINEÁRIS INTEGRÁLT ÁRAMKÖRÖK (Differenciál erősítő, műveleti erősítők. Kísérletek szelektív áramkörök megvalósítására. Lineáris áramkörök alkalmazása közfogyasztású elektronikus készülékekben.)
16.45 óra		<i>Dr. Tarnay Kálmán</i> (MKKL) DIGITÁLIS INTEGRÁLT ÁRAMKÖRÖK ALKALMAZÁSA (Egyszerű és nagyhálós integráltkörök összehasonlítása a készülék konstrukció szempontjából. MOS-nagyhálós integrált körök. Digitális integrált áramkörök alkalmazásának főbb szempontjai, híradástechnikai berendezésekben, műszerekben és számítógépekben. Néhány jellegzetes konstrukció ismertetése.)
16. csütörtök 16.30 óra	Klimatizációs Csoport Elnök: Schmidt János	<i>Simon Ferenc</i> (GANZ Műszerművek) MŰANYAGOK FÉNYÁLLÓSÁGA Az elektronikus- és műszeriparban felhasznált műanyagok napfény-állósága. A degradáció mechanizmusának elvi kérdései.

Színes és fekete-fehér televízió vevőkészülékek a Párizsban megrendezett rádió és televízió kiállításon

1967. szeptember 1–10 között rendezték meg a harmadik Párizsi Nemzetközi Rádió és Televízió Kiállítást. Nagyrészt francia cégek mutatták be termékeiket, de részt vettek amerikai, angol, belga japán, nyugat-német és olasz kiállítók is.

Ez a kiállítás tulajdonképpen a SECAM rendszerű színes televízióvevőkészülékek első tömeges bemutatója volt. 39 cég mutatta be működés közben színes televízióvevőkészülékét, s többen 5–10 db készüléket is működtettek egyidejűleg. A műsort a kiállítás színhelyén működő helyi stúdió adta.

Bár a fő cél a színes vevőkészülékek bemutatása volt, 59 cég állított ki igen jelentős mennyiségben fekete-fehér tv-vevőkészüléket mind asztali, részben tranzisztorizált, mind pedig hordozható, teljesen tranzisztorizált kivitelben. Ezenkívül több cég bemutatott még tv-antennákat, antennaerősítőket, csatlakozókat, tv-asztalokat és -állványokat és -tartozékokat.

Valamennyi bemutatott színes vevő a hagyományos, árnyékmaszkos csővel készült. A képcső mérete a legtöbb típusnál 63 cm, de bemutatottak 47 cm-es képcsővel ellátott kisebb méretű vevőkészüléket is. A készülékek a SECAM 3 B rendszerű adás vételére készültek, de pl. a Siemens cég bemutatott egy olyan típust — ez a katalógusban nem szerepel —, amely állításuk szerint átkapcsolással alkalmas mind a SECAM 3 B, mind pedig a PAL-rendszerben sugárzott műsor vételére. E készülék alkalmazásának nyilván a francia—nyugat-német határhoz közel eső területen van értelme.

A készülékek — a fekete-fehér adások vételére való alkalmassá tétele miatt — többnormás kivitelűek. Franciaországban ugyanis jelenleg az első program sugárzása a VHF sávban 819 soros, míg az UHF sávban a második adás 625 soros rendszerben történik. A készülékek továbbá alkalmasak a belga és a luxemburgi adások vételére is, így egyszerűnek nem mondható normaváltással működnek. (Ez egyébként a fekete-fehér vevőkre is vonatkozik.)

A francia készülékeket általában nagyrészt elektroncsövekkel építették, még hozzá E csövekkel, tehát hálózati transzformátort is alkalmaznak. A félvezetők száma a legtöbb típusban aránylag kevés, inkább csak a nagyfrekvenciás részben (tuner) használnak tranzistorokat. A német gyártmányú készülékekben a tranzisztorizálás nagyobb mértékű (a dekóderre is kiterjed) és inkább a nálunk is szokásos soros fűtésű 300 mA-es P csöveket alkalmazzák. De a francia készülékek között is akad nagyobb mértékben tranzisztorizált: pl. a Perrin Electronique cég „Arlequin” elnevezésű készüléke, amely 12 csővel és 24 tranzisztorral működik. E cégről érdemes megjegyezni, hogy kiállított egy szovjet megrendelésre készült, SECAM rendszerű, de OIRT normájú nagyfrekvenciás résszel

ellátott készüléket, melyből több száz darabot szállítanak a Szovjetunióba.

A bemutatott készülékekre általában — a katalógus szerint — az alábbi műszaki paramétereket garantálják:

Érzékenység	10–15 μ V
(30%-os AM jellel a kimeneten 7 V eff. feszültséghez tartozó bemenőfeszültség)	
Hang teljesítmény	2–2,5 W
(10%-es torzításnál)	
Teljesítményfelvétel	350 VA

Az egymás mellett működő készülékeknél látható volt, hogy a készülékek beállítása még kívánni valótt hagy maga után. Egyes készülékeknél jelentős színárnyalat eltérés volt tapasztalható. Egy-két cég színes készülékére fekete-fehér négyzethálós ábrát adott, ezeken megfigyelhető volt a kb. 3 mm-es konvergencia hiba.

A színes vevőkészülékek már a boltokban, áruházakban is megjelentek. A készülékek ára meglehetősen nagy. A Schneider cég 5150,— Fr, a Philips 4960,— Fr, az Emo-France 4250,— Fr-os áron (kb. 850–1030 dollár, míg a nyugat-német árak 450–600 dollár között vannak) adja 63 cm-es képcsővel ellátott készülékeit. Az Emo-France „Gauguin” nevű készülékének képcsőátlója 48 cm, ennek ára 3750,— Fr. (Ha az 59 cm-es képcsővű, fekete-fehér vevőkészülékek árait vesszük figyelembe, akkor a színes vevők ára 3–5-szöröse a fekete-fehér vevőknek. Ez utóbbiak 925–1500 Fr-os árért kaphatók.)

Ami a képcsőveket illeti, egyelőre csak egy típust gyártanak, a 63 cm-es árnyékmaszkos csövet. Két gyár évente összesen kb. 100 000 db-ot gyárt. A sajtóból ismert fókuszrácsos ún. „Grill” csőnek a kiállításán nyoma sem volt. Erre vonatkozóan olyan információt kaptunk, hogy ennek fejlesztése még folyik. A laboratóriumban naponta elkészül 1–2 db, de még sok problémát kell megoldani, mert a laboratóriumi darabok korántsem érik el a kitűzött célt. A kiállításon szerzett információ szerint még kb. két évnek kell elmúlnia ahhoz, hogy ezt a csőtípust gyártani tudják.

A francia cégek szeretnék színes készülékeket külföldön is eladni. Az 5000,— Fr-os belkereskedelmi ár helyett az exportár kb. 3000,— Fr.

Franciaország tv-ellátottsága 60%, a rádió ellátottság 100%. Többek között ezért is csökkentették 1967-ben 10%-kal a tv- és a rádió-vevőkészülék gyártást az 1966. évihez képest.

A színes tv-vevőkészülékek javítószolgálatának megszervezése igen nagy gondot jelent. Franciaországban jelenleg 20 000 service állomás működik, s ezeket fokozatosan, de mielőbb ki akarják képezni színes tv-vevőkészülékek javítására. A kiképzés érdekében az országban 14 kiképző centrumot hoztak létre, a televízióban oktató műsort sugároztak és tankönyveket is kiadtak.

Mint korábban már említettük, valamennyi fekete-fehér televízió-vevőkészülék többnormás kivitelű, mivel mind a 625 soros francia és belga, mind pedig a 819 soros francia, belga és luxemburgi adás vételére alkalmas. A normaváltás nyomógombokkal történik. További szembevetendő eltérés az újabb német készülékekhez képest az, hogy csaknem valamennyi francia készüléken a VHF sáv vételét dobváltóval — és nem nyomógombos integrált tunerrel — oldják meg. A tranzisztorizálás mértéke is kisebb, többnyire csak az UHF tunerre terjed ki.

A készülékek nagy többsége asztali kivitelű. Látványos volt néhány lábon álló is, de ezek nem becsavarható lábakon álltak. A cégek inkább tv-asztalokat ajánlanak, vagy kis kerekeken guruló hárszekrényt, de van olyan asztal is, amelybe stabilizátort építettek be. Talán inkább érdekes, de nem jelentős megoldás a különböző stílbútorokhoz illő kis szekrénybe süllyeszthető tv-készülék, amely gombnyomásra kiemelkedik a szekrényből, ill. kikapcsolás után visszamegy, és így a televízió nem zavarja meg egy stílbútorokkal berendezett lakás belső hagulatát.

Az asztali készülékek nagyrészt 59 cm-es — robbanásbiztos és nem robbanásbiztos kivitelű — képcsővel készültek, de sok cég 65 cm-es képcsővel ellátott kávváriációt is bemutatott. Az asztali készülékek általában sötétbarna színűek és fényes kivitelűek. Gyakori a fém díszítőelemek alkalmazása is. Sok készüléknél alkalmazták a képcsőkerettel kombinált műanyag előlapot. A készülékek elrendezése nagyrészt aszimmetrikus, a kezelőszervek és az előresugárzó hangszóró jobbra a képcső mellett nyertek elhelyezést. Ritkább a szimmetrikus kivitel, de látunk olyan készülékeket is, amely — az Orion AT 611-es típushoz hasonlóan — alul elhelyezett rejtett kezelőszervekkel, oldalrasugárzó hangszóróval készült. Ennél a típusnál a dobváltó gomb szintén oldalt nyert elhelyezést. Több típusnál alkalmazták a kezelőszerveket elzáró ajtót vagy függőleges redőnyt. Bemutattak kapcsolóórával kombinált készüléket is:

pl. a Ducretet Thomson cégek T 5271 típusú készüléke ilyen megoldású. Az említett cég T 5251 CL, T 6251 CL és a T 6252 CL típusának távvezérlése fényelemek és egy zseblámpa fókuszált fénysugarának segítségével működik. A kikapcsolás, programválasztás és a hangerő-szabályzás fénysugárral is eszközölhető. A fényelemek a készülék alján helyezkednek el. Néhány készülék (asztali kivitel) külső formája a szokottól eltér. Ilyenek pl. Brionvega „Orion” 23 típusa (e cég csillagkép neveket használ, egy másik típusának neve Sirius), valamint a Radiomatic cég „Orly” készüléke. Az előbbinél a teljesen kerekített forma, az utóbbinál pedig a káva alsó kiképzése, a kezelőszervek elhelyezése szokatlan, kissé formabontó.

A hordozható készülékeknél a teljesen tranzisztorizált, hálózatról és akkumulátorról üzemeltethető megoldás dominál. A japán Sony cég ismert kisméretű készülékeitől eltekintve, 28 cm (90°), 32 cm (90°), 41 cm (110°)-es képcsővel működő készüléket a legtöbb televízió gyártó cég bemutatott. Érdekes, hogy a másutt (főként az NSZK-ban) elterjedt, csak hálózatról működő hordozható másodkészülékekkel alig találkoztunk: inkább csak a német cégek mutatnak be ilyen vevőket.

A fekete-fehér vevőkészülékek érzékenységet általában $3\ \mu\text{V}$ – $40\ \mu\text{V}$ között garantálják a cégek. A 3 – $4\ \mu\text{V}$ -os értéket specifikálók 30% AM modulált bemenőjelnél 3 V effektív kimenőfeszültséget adnak meg — zajról nincs szó, csak erősítésről — míg a 8 – 10 – 15 – $40\ \mu\text{V}$ -nál általában 7 V eff. a kimenő feszültség.

A kiállításon kapott információ szerint Franciaországban 1966. évben 1 250 000 fekete-fehér készüléket állítottak elő. Ehhez viszonyítva a tv-import egészen jelentéktelen: mindössze 10 000 db-ot hoztak be az országba. Franciaországban mintegy 7 millió fekete-fehér televízió vevőkészüléket üzemeltetnek.

Jakubik Béla

Évfordulók májusban

7-én 5 éve (1963) halt meg KÁRMÁN Tódor (szül. 1881), gépészmérnök, aerodinamikus.

10-én 180 éve (1788) született Augustin Jean FRESNEL francia fizikus (megh. 1827), az optikai kutatás egyik jelentős alakja.

11-én 175 éve (1793) született František Antonín GERSTNER cseh mérnök (megh. 1840), aki 1834-ben az első orosz vasútvonalat építette (Szentpétervár—Pavlovszk).

13-án 90 éve (1878) halt meg Joseph HENRY amerikai fizikus (szül. 1797), az elektrotechnika egyik jelentős kutatója.

22-én 100 éve (1868) halt meg Julius PLÜKER német fizikus (szül. 1801), a katódsugarak fluoreszcens hatásának és mágneses eltéríthetőségének megállapítója.

Frekvenciamodulátor és demodulátor adatátviteli célokra

ETO 621.376.3 : 621.395.38

Az előfizetői távbeszélő vonalakon használatos középsebességű rendszerek közül a CCITT a frekvenciamodulált rendszer alkalmazását ajánlja. Hibavalószínűség szempontjából a fázismoduláció előnyösebb, azonban a frekvenciamodulált rendszer egyszerűbb, illetve olcsóbb. A frekvenciamodulált rendszer alkalmazását indokolja az is, hogy 1200 Baud sebességig

telefoncsatornán nem mutatható ki lényeges különbség a két rendszer hibavalószínűsége között, ami abból adódik, hogy az előfizetői vonalon a zaj megközelítően sem Gauss-jellegű.

A modemre vonatkozó legfontosabb CCITT ajánlások [1] a következők:

Csatorna	Modulációs sebesség	f_0	f_z	f_A
A_1	600 B-ig	1500 ± 30 Hz	1300 ± 15 Hz	1700 ± 15 Hz
A_2	1200 B-ig	1700 ± 30 Hz	1300 ± 15 Hz	2100 ± 15 Hz
Visszajelző	75 B-ig	420 ± 2 Hz	390 Hz*	450 Hz*

ahol:

- f_0 névleges közepes frekvencia
- f_A „0” szimbólumnak megfelelő frekvencia
- f_z „1” szimbólumnak megfelelő frekvencia
- * $(f_A - f_z)$ tűrése ± 3 Hz.

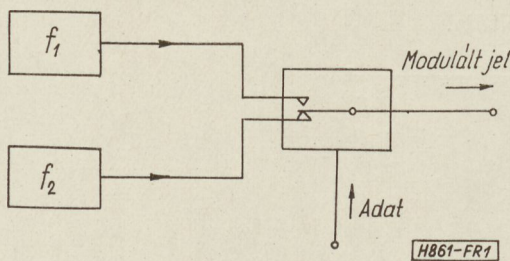
A távbeszélő vonalat nemcsak a 600/1200 Baud-os átviteli csatorna, hanem a visszajelző csatorna is terheli. A vonalra juttatható energia relatív felosztása a következő:

Adó csatorna szintje Visszajelző csatorna szintje

0 dBm	—
-1 dBm	-7 dBm
-2 dBm	-4 dBm
-3 dBm	-3 dBm

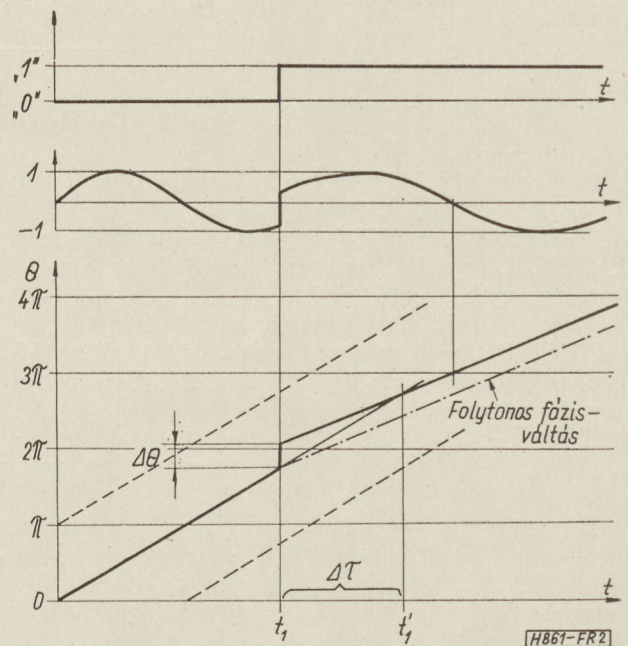
Ezek az értékek a csatornára adható maximális szintet jelentik, de az adóoldali előfizetőhöz legközelebb eső központban a szint nem haladhatja meg a -10 dBm-et (visszajelző csatorna nélkül). Két előfizető között a maximális csillapítás a CCITT felmérése szerint 40 dB lehet, de célszerű ennél kedvezőtlenebb értékkel számolni.

A moduláció elvégzésére több lehetőség kínálkozik. Legegyszerűbbnek tűnik két oszcillátor jelenek az adatjellel történő kapcsolgatása (1. ábra). Legyen a két generátor jelenek amplitúdója azonos és az egyszerűség kedvéért egységnyi. Ezzel a két időfüggvény

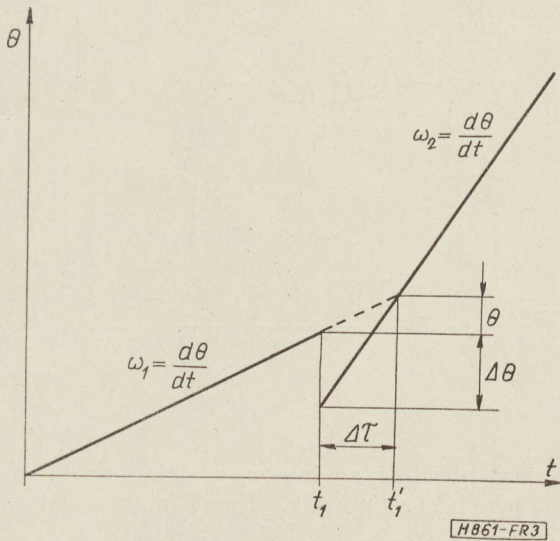


1. ábra

$\sin(\omega_1 t + \varphi_1)$ és $\sin(\omega_2 t + \varphi_2)$ alakban írható. Jelöljük az argumentumot Θ -val, és ábrázoljuk az idő függvényében (2. ábra). Tételezzük fel, hogy fázisérzékeny demodulátort alkalmazunk. Az ilyen demodulátor pontosan érzékeli a frekvenciaváltás idejét, tehát a demodulált jelnek nincs távirótorzítása. A valóságos demodulátor azonban csak a nullahelyeket érzékeli. A nullahelyek ismeretében is felrajzolhatjuk a fázismenetet $n\pi$ fázisbizonytalansággal. Az ideális nullátmenet-detektor a fázismenet ismeretében kiszámítja a metszéspontot, és ezt az időpillanatot tekintti a frekvenciaváltás idejének (2. ábra t'_1 időpont). Az ábra alapján az is belátható, hogy $|\Delta\theta|$ értéke kisebb, mint $\frac{\pi}{2}$.



2. ábra



3. ábra

Most vizsgáljuk meg, hogy $\Delta\theta$ fázisugrás mekkora $\Delta\tau$ időeltolódást okoz az ideális nullátmenet-detektor kimenetén. A 3. ábra alapján írható, hogy

$$\omega_1 = \frac{\Theta_1}{\Delta\tau} \quad (1)$$

és

$$\omega_2 = \frac{\Theta_1 + \Delta\theta}{\Delta\tau} \quad (2)$$

Az (1) és (2) egyenletek felhasználásával

$$\Delta\tau = \frac{\Delta\theta}{\omega_2 - \omega_1} \quad \text{ahol} \quad |\Delta\theta| \leq \frac{\pi}{2} \quad (3)$$

A legnagyobb $\Delta\tau$ értéket akkor kapjuk, ha a (3) összefüggésbe $\Delta\theta$ maximumát helyettesítjük.

$$\Delta\tau_m = \frac{\Delta\theta_m}{\omega_2 - \omega_1} \cdot \frac{\omega_2 + \omega_1}{\omega_2 + \omega_1} = \frac{\Delta\theta_m}{\omega_2 + \omega_1} \cdot \frac{1 + \frac{\omega_1}{\omega_2}}{1 - \frac{\omega_1}{\omega_2}} \quad (4)$$

Vezessük be a következő jelöléseket:

$$A = \frac{\omega_1}{\omega_2}$$

$$T_0 = \frac{4\pi}{\omega_1 + \omega_2}$$

(középfrekvencia periódusideje).

Ezekkel a (4) egyenlet a következőképpen írható:

$$\frac{\Delta\tau_m}{T_0} = \frac{\Delta\theta_m}{4\pi} \cdot \frac{1+A}{1-A} \quad (5)$$

Ideális esetben $\Delta\tau=0$, ez azonban csak akkor lehetséges, ha $\Delta\theta=0$, azaz ha a fázismenet folytonos. Folytonos fázismenete a Kiegyenlített Változó Reaktanciájú Oszcillátornak (KVRO) van. Ilyen ideális modulátort tetszőleges pontossággal megközelítő mo-

dulátort készíthetünk multivibrátor felhasználásával. A multivibrátor elvi kapcsolási rajzát a 4a ábrán, a hullámalakot pedig az 5a ábrán láthatjuk. Az ideális FM jelet az 5b ábra mutatja. Az 5. ábra jelöléseit felhasználva írható, hogy

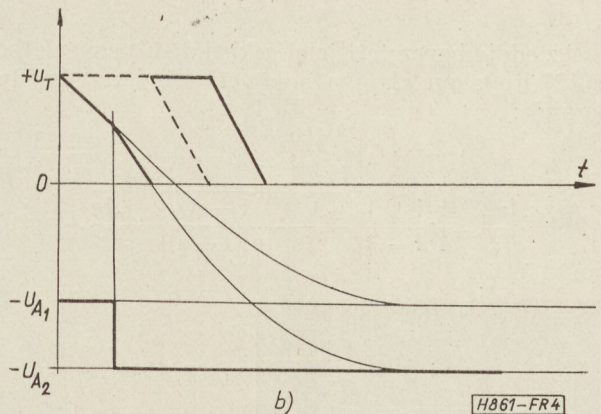
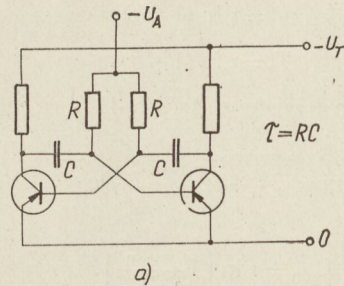
$$\Delta\theta = \frac{\pi\Delta T}{T_2} \quad (6)$$

Az ideális és a valódi nullátmenetek ideje közötti legnagyobb eltérést jelöljük ΔT_m -mel, és (6) felhasználásával az (5) egyenletet alakítsuk át a következő alakra:

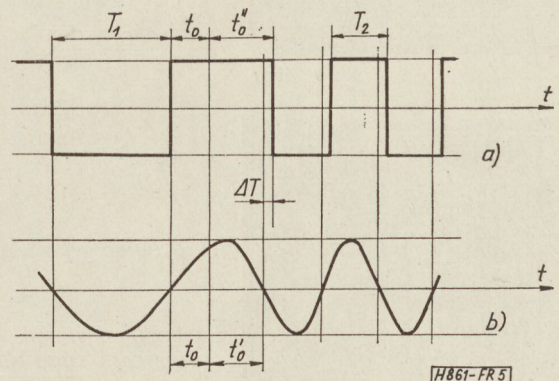
$$\frac{\Delta\tau_m}{T_0} = \frac{\Delta T_m}{4T_2} \cdot \frac{1+A}{1-A} \quad (7)$$

Az 5b ábra felhasználásával írhatjuk, hogy

$$\sin \omega_1 t_0 = \sin \omega_2 (T_2 - t'_0) \quad (8)$$



4. ábra



5. ábra

amelyből

$$t'_0 = T_2 \left(1 - \frac{t_0}{T_1} \right). \quad (9)$$

Ha a multivibrátorban a bázisok feszültsége az idő függvényében lineárisan növekedne, akkor $\Delta T = 0$ eredmény adódna. Figyelembe véve, hogy a bázisfeszültség a következő alakú:

$$u = U_A + (U_A + U_T)e^{-t/\tau}, \quad (11)$$

felírhatjuk a multivibrátor átbillenési idejét feltéve, hogy ez $u = 0$ feszültségnél következik be:

$$T = \tau \ln \left(1 + \frac{U_T}{U_A} \right). \quad (12)$$

Vezessük be a következő jelöléseket:

$$\alpha = \frac{U_T}{U_{A1}}, \quad \beta = \frac{U_T}{U_{A2}}, \quad A = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{T_2}{T_1}.$$

Ezekkel:

$$\begin{aligned} T_1 &= \tau \ln(1 + \alpha), \\ T_2 &= \tau \ln(1 + \beta). \end{aligned} \quad (13)$$

t_0 időpontban a bázisfeszültség a 4b ábra jelöléseivel:

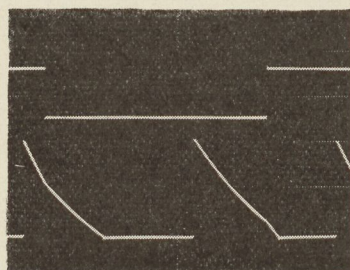
$$u_0 = U_{A1} + (U_{A1} + U_T)e^{-\frac{t_0}{\tau}}, \quad (14)$$

tehát

$$t''_0 = \tau \ln \left(1 + \frac{u_0}{U_{A2}} \right). \quad (15)$$

Az eddig bevezetett jelölésekkel a (15) egyenletből a [2] irodalom alapján a következő végeredményt kapjuk:

$$\frac{\Delta \tau_m}{T_0} = \frac{1}{4} \frac{1+A}{1-A} \frac{1-\frac{\beta}{\alpha}}{\ln(1+\alpha)} + \ln \frac{\beta}{A\alpha}. \quad (16)$$

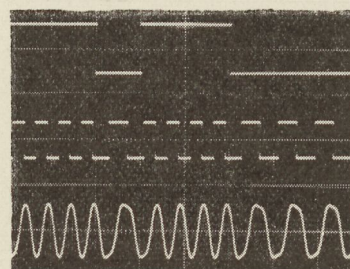


6. ábra

a) Moduláló jel

b) Bázisfeszültség

H861-FR6



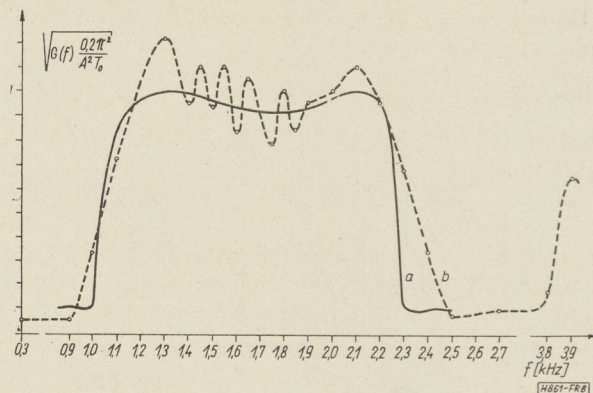
7. ábra

a) Moduláló jel

b) Modulált jel

c) Modulált jel aluláteresztő szűrő után

H861-FR7



8. ábra

A megvalósított modulátor jelalakjait a 6. és 7. ábra felvételei mutatják. Ennél a modulátornál $\beta \approx 1$, $A = 0,62$ és $T_0 = \frac{1}{1700}$ s volt. A [16] összefüggésből ezekkel az adatokkal $\Delta \tau_m$ -re $-32 \mu s$ adódik. Ezt az időt közvetlenül a modulátoron mérni nehézkes, ezért a modulátort a nullátmenet-detektorral együtt mértük, és $40 \mu s$ -ot kaptunk. A számított és mért eredmény összehasonlításából megállapítható, hogy a nullátmenet-detektor közel ideális.

A 7c ábra felvételén jól látszik, hogy a jel 1300 Hz esetén nem sinusos, ugyanis az alkalmazott aluláteresztő szűrő 3900 Hz-en még csak 9 dB-t csillapít. Aluláteresztő szűrő helyett meredek levágású sávszűrőre és futási idő korrektorra lenne szükség. A multivibrátoros modulátor által előállított jel spektrumát a [3] irodalomban ismertetett adatjel alkalmazása esetén a 8. ábra b görbéje szemlélteti. Ideális KVRO-val és véletlen moduláló jellel számított spektrumot a 8. ábra a görbéje mutat [4]. A két spektrum összehasonlításából látszik, hogy a multivibrátoros modulátorral előállított jelből szűrővel megkaphatjuk a KVRO jelét.

Véleményünk szerint célszerűbb multivibrátoros modulátort alkalmazni (a gyakorlatban is ez terjedt el), mert az ideális KVRO megvalósítása még nagyobb nehézségekbe ütközik, mint a $\beta = 0$ feltétel teljesítése.

Ezután térjünk át a demodulátor tárgyalására.

Tekintettel arra, hogy a vevő bemenetére 0 dBm és -50 dBm között bármilyen szintű jel érkezik, négyszögösítő erősítőre van szükség. Vizsgáljuk meg az ideális FM demodulátor működését. Jelöljük az egységnyi amplitúdójú FM jelet $U(t)$ -vel, így korábbi jelöléseink felhasználásával írhatjuk, hogy

$$U(t) = \sin \Theta = \sin [\omega_0 t + \Phi(t)]. \quad (17)$$

Az ideális detektor kimenetén a jel arányos ω_i -vel, a pillanatnyi frekvenciával, azaz

$$U_{ki}(t) = k \omega_i = k \frac{d[\omega_0 t + \Phi(t)]}{dt} = k(\omega_0 + \dot{\Phi}). \quad (18)$$

A valóságban olyan hálózattal demodulálunk, amelynek amplitúdókarakterisztikája jó közelítéssel

$$A(\omega) = k' \omega. \quad (19)$$

A Bode-formulák értelmében minimálfázisú hálózatban a (19) egyenlettel adott amplitúdókarakterisztikához frekvenciától függetlenül $\frac{\pi}{2}$ fázis tartozik, tehát a hálózat transzfer függvénye a következő alakban írható:

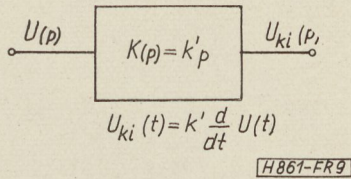
$$K(p) = k'p. \quad (20)$$

Ez az időtartományban differenciálásnak felel meg (9. ábra). A (20) egyenlet felhasználásával a kimeneten levő jelre kapjuk, hogy:

$$U_{ki}(t) = k' \frac{d}{dt} U(t) = k'(\omega_0 + \dot{\Phi}) \cos [\omega_0 t + \Phi(t)]. \quad (21)$$

A (18) és (21) egyenletek összehasonlításából látható, hogy ennek a jelnek a burkolója a demodulált jel, és ha $(\omega_0 + \dot{\Phi})$ spektruma $\dot{\Phi} \cos 2(\omega_0 t + \Phi)$ spektrumától elég távol esik, akkor kétoldalas egyenirányítás és aluláteresztő szűrő után megkapjuk a demodulált jelet [5].

Ezt a követelményt az 1200 Bd-os csatornára nem tudjuk kielégíteni, ezért ilyen típusú demodulátor



9. ábra

alkalmazása esetén a frekvenciamodulált jelet transzponálni kell, és a demodulálást ezután lehet elvégezni. A diszkriminátoros demodulátornak további hátránya is van. A limiter (négyszögesítő) erősítő kimenetén megjelenő jel Fourier-sora ugyanis

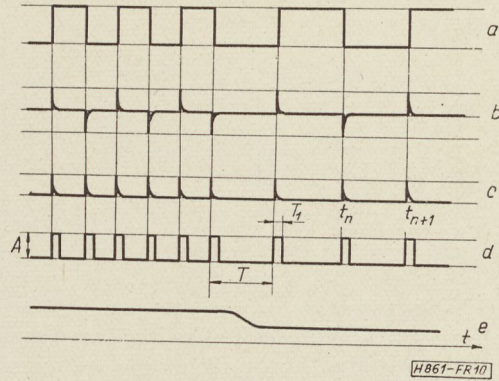
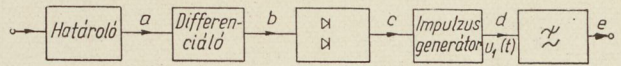
$$U_{lim}(t) = \frac{4A}{\pi} \left\{ \sin[\omega_0 t + \Phi(t)] + \frac{1}{3} \sin 3[\omega_0 t + \Phi(t)] + \dots \right\} \quad (22)$$

alakú, ahol A a négyszögjel amplitúdója.

A felesleges komponenseket még a transzponálás elvégzése előtt ki kell szűrni. Ennél azonban lényegesen egyszerűbb megoldás a nullátmenet-demodulátor alkalmazása. Az előbb említett hátrányok a visszajelző (75 Bd-os) csatornára nem vonatkoznak, ezért ott diszkriminátoros demodulátort szoktak alkalmazni.

A nullátmenet-demodulátor a nullahelyek távolságát érzékeli. Az f_z frekvenciájú jelek (600/1200 Bd), egy bit-idő alatt minimum két, maximum három nullahelye van. Ebből következik, hogy minden nullahelyet érzékelni kell, és nem elegendő minden második jelzése. A demodulálást a 10. ábrán látható módon valósíthatjuk meg. A 10. ábra jelöléseinek felhasználásával $U_1(t)$ a következőképpen fejezhető ki:

$$U_1(t) = \begin{cases} A & \text{ha } t_n < t < t_n + T_1 \\ 0 & \text{ha } t_n + T_1 < t < t_{n+1}. \end{cases} \quad (23)$$



10. ábra

Két egymást követő nullahely között az argumentum π -vel változik, tehát a t_n és t_{n+1} időpontokhoz tartozó argumentumok különbségére írható, hogy:

$$[\omega_0 t_{n+1} + \Phi(t_{n+1})] - [\omega_0 t_n + \Phi(t_n)] = \pi. \quad (24)$$

Ha a $\Phi(t)$ fázisfüggvény két nullahely között egyenlőre közelíthető (11. ábra), akkor $\Phi(t_{n+1})$ -re írhatjuk:

$$\Phi(t_{n+1}) \approx \Phi(t_n) + \dot{\Phi}(t_n)[t_{n+1} - t_n]. \quad (25)$$

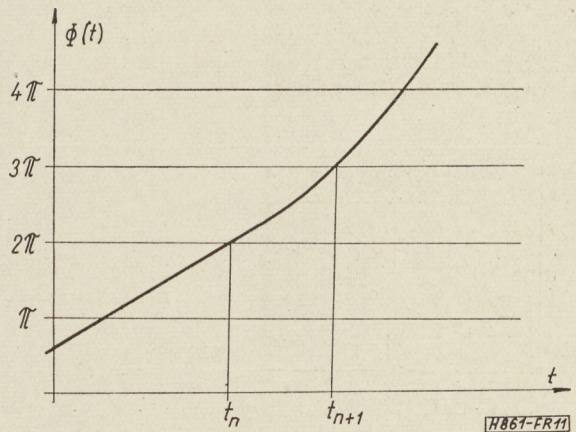
A (24) és (25) egyenletek felhasználásával

$$t_{n+1} - t_n = \frac{\pi}{\omega_0 + \dot{\Phi}(t_n)}. \quad (26)$$

Az aluláteresztő szűrő kimenetén megjelenik az impulzussorozat átlaga, tehát

$$U_{ki}(t) \approx \frac{AT_1}{t_{n+1} - t_n} = \frac{AT_1}{\pi} [\omega_0 + \dot{\Phi}(t_n)]. \quad (27)$$

A demodulátor sztatikus karakterisztikáját megkap-



11. ábra

jük, ha a $\dot{\Phi} = \text{konstans}$, és $\omega = \omega_0 + \dot{\Phi}$ értékeket (27)-be helyettesítjük. Ezzel

$$U_{ki} = \frac{AT_1}{\pi} \omega = 2AT_1 f, \quad (29)$$

ahol:

$$f = \frac{1}{2T}, \quad \text{és} \quad T_1 \ll T.$$

Határesetben $T = T_1$, tehát

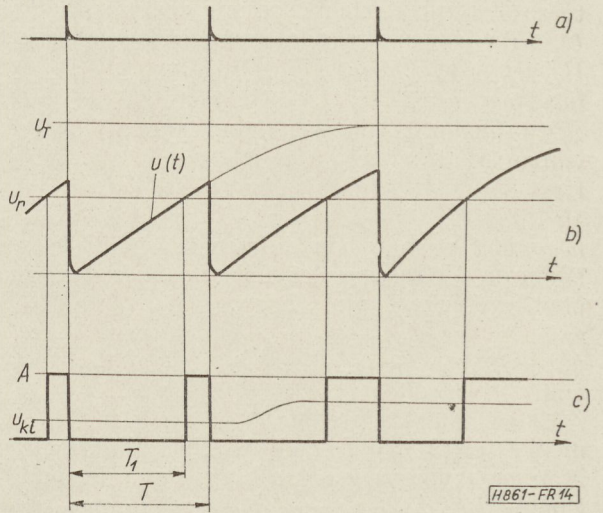
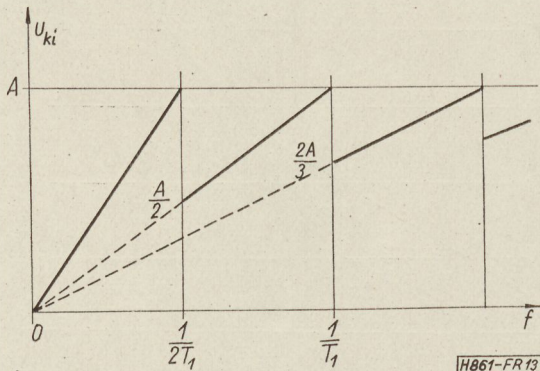
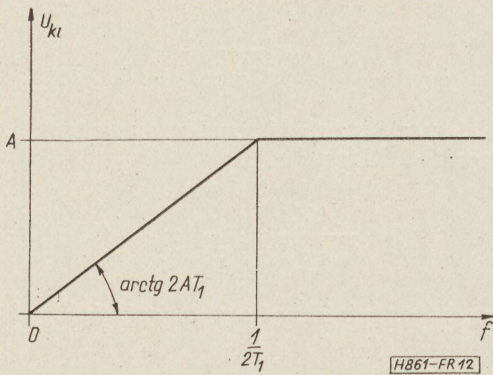
$$U_{ki} = 2AT_1 \frac{1}{2T_1} = A. \quad (30)$$

A kimeneti feszültség frekvenciafüggését a 12. ábra mutatja. Az ábrából látható, hogy a meredekség növelésének egyrészt A , másrészt T_1 értéke szab határt. Ha a 10d ábrán látható impulzussorozatot monostabil multivibrátorral állítjuk elő, akkor a demodulátor karakterisztikája nem egyértelmű (13. ábra), ugyanis a multivibrátor visszabilenési ideje alatt a nullahelyek hatástalanok.

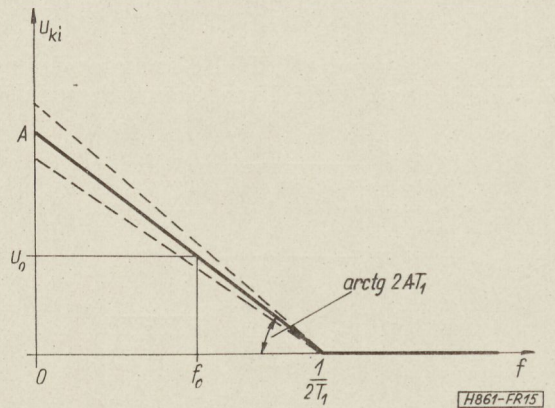
Egy másik nullátmenet-detektor működését szemlélteti a 14. ábra. A nullahelyeken előállított impulzusokkal (14a ábra) kisütjük egy fűrészgenerátor kondenzátorát (14b ábra), majd a fűrészfeszültséget összehasonlítjuk az U_r referenciaszinttel. A komparátor kimenetén a feszültség A , ha $U(t) > U_r$ és nulla, ha $U(t) < U_r$ (14c ábra). Aluláteresztő szűrő után az

$$U_{ki} = A \left[1 - \frac{T_1}{T} \right] = A - 2AT_1 f$$

alakú jelet kapjuk.



14. ábra



Ilyen típusú demodulátor karakterisztikája a 15. ábrán látható. Vizsgáljuk meg, hogy a karakterisztikát milyen tényezők befolyásolják.

Ha a 14b ábrán látható jelet RC taggal állítjuk elő, akkor a kondenzátoron a feszültség

$$U(t) = U_T \left(1 - e^{-\frac{1}{RC}t} \right). \quad (32)$$

A referenciaszintet U_T -ből állítjuk elő, azaz

$$U_r = kU_T. \quad (33)$$

A (32) és (33) egyenletek egybevetésével kapjuk, hogy

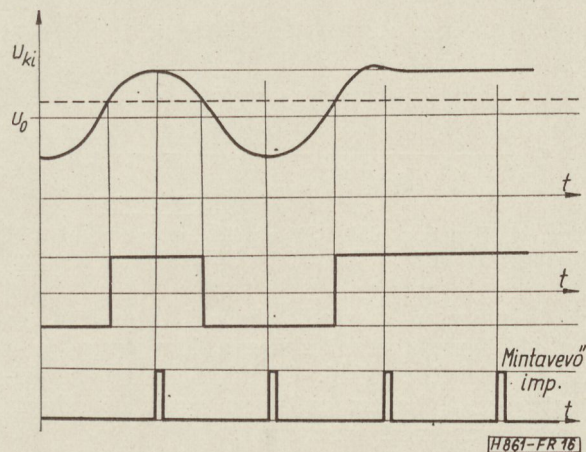
$$k = 1 - e^{-\frac{1}{RC}T_1}, \quad (34)$$

tehát T_1 értéke nem függ U_T -től, így U_{ki} értékét csak A változása befolyásolja. Ha ez a változás időben lassú, akkor a demodulátor karakterisztikája a 15. ábrán látható módon változik (szaggatott vonal). Ezzel megváltozik a demodulált jel amplitúdója, de frekvencia-billentőzés esetén az amplitúdóváltozásnak nincs jelentősége. A demodulátor karakterisztikájának változásával nemcsak a demodulált jel amplitúdója, hanem az elméleti középfrekvenciához tartozó szint, U_0 is megváltozik. A demodulált jelet U_0 szintnél (15. ábra) négyzetesítve, táviró-

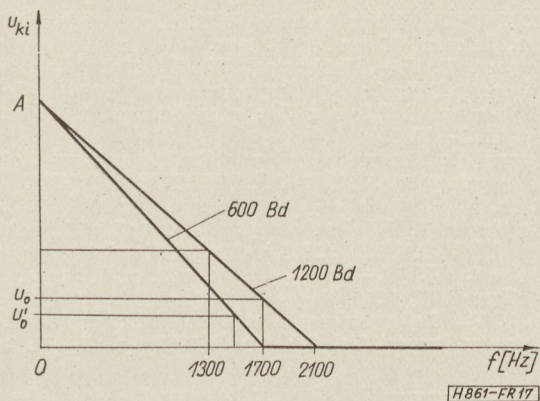
torzítás nélkül kapjuk vissza az információt. Ha az U_0 szintet is U_T -ből állítjuk elő, és A is arányos U_T -vel, akkor a demodulált jel nullátmenetei nem függenek U_T -től.

A modulációs sebesség váltása esetén U_r értékét változtatni kell, hogy mindkét sebességen (600/1200 Bd) maximális amplitúdójú demodulált jelet kapjunk. Maximális amplitúdóra azért törekszünk, mert a négyszögesítő erősítő nullpont-eltolódása a demodulált jelet torzítja (16. ábra). Zajmentes esetben még nagy torzítás sem zavaró, mivel a dekódoló áramkör az elemi jel közepén vesz mintát. A mintavevő impulzust a [6] irodalomban ismertetett bit-ídő visszaállító generátor szolgáltatja.

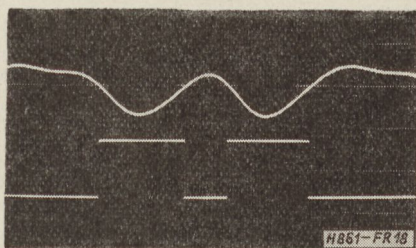
Ennek ellenére a túlzottan nagy torzítás káros, mert a hibavalószínűség értékét rohamosan növeli. A megépített demodulátor jele 5 V csúcstól csúcsig. Emellett az erősítő nullpont-eltolódásának hatása



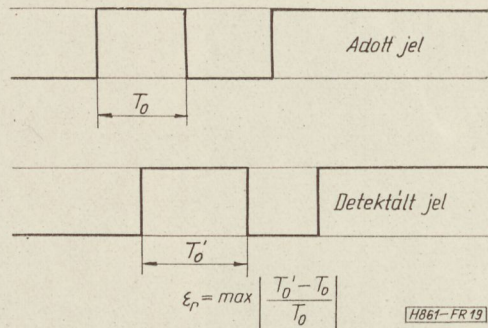
16. ábra



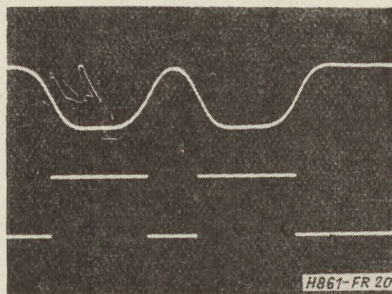
17. ábra



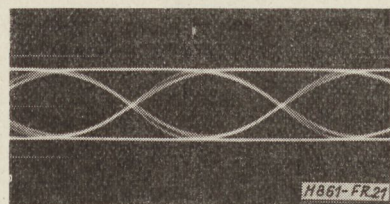
18. ábra



19. ábra



20. ábra



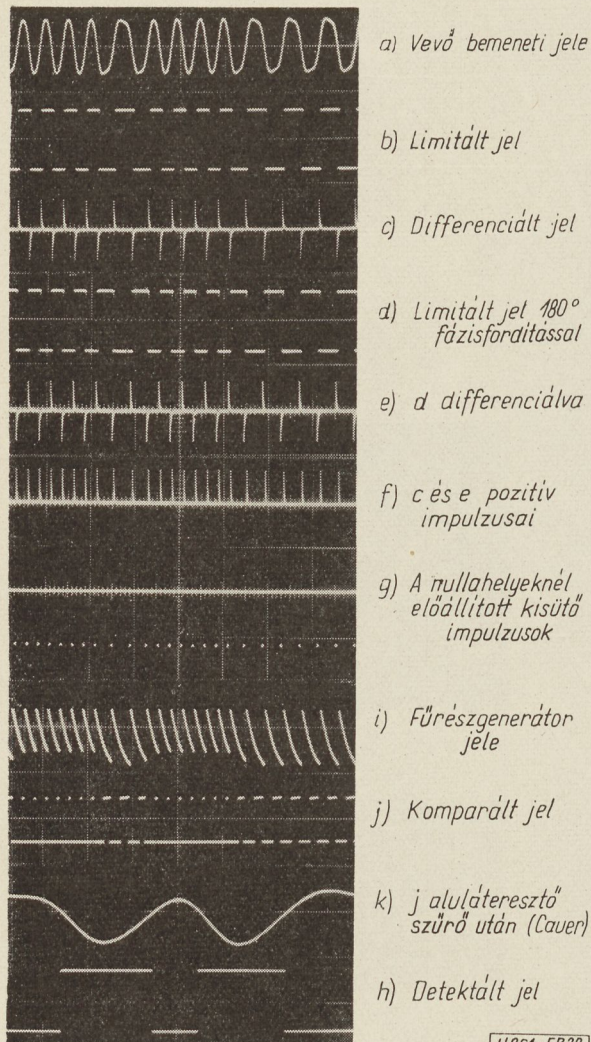
21. ábra

elhanyagolható. A 17. ábrából látható, hogy a modulációs sebesség változtatásakor U_r értékével együtt U_0 -t is változtatni kell. Természetesen a demoduláláshoz szükséges aluláteresztő szűrőt is át kell kapcsolni.

Most vizsgáljuk meg, hogy milyen aluláteresztő szűrőt célszerű alkalmazni. A 18. ábra felvétele egy C0520 típusú Cauer-szűrővel készült. Látható, hogy a demodulált jel túllövése rendkívül nagy. A 19. ábra alapján meghatározott torzítás 30%, azaz a demodulátor használhatatlan. A 20. ábra felvétele egy L0554 típusú konstans futási idejű szűrővel készült. A „szem” ábrát a 21. ábra felvétele mutatja. A demodulált jel torzítása 5%. Ebben az 5%-ban a méréshez felhasznált modulátor torzítása is benne van. A demodulátor jelalakjait a 22. ábra felvételei mutatják. A limitálást négy fokozatú differenciálerősítő végzi, így a demodulátor -10 dBm és -60 dBm közötti bemeneti szintek esetén jól működik.

A modem alaphibaarányát a 23. ábra c) görbéje mutatja.

A méréshez használt adatforrás a [3] irodalomban ismertetett generátor, a zajforrás pedig fehérzaj-generátor. A 23. ábra jelöléseit a következőképpen értelmezzük:



22. ábra

[H861-FR22]

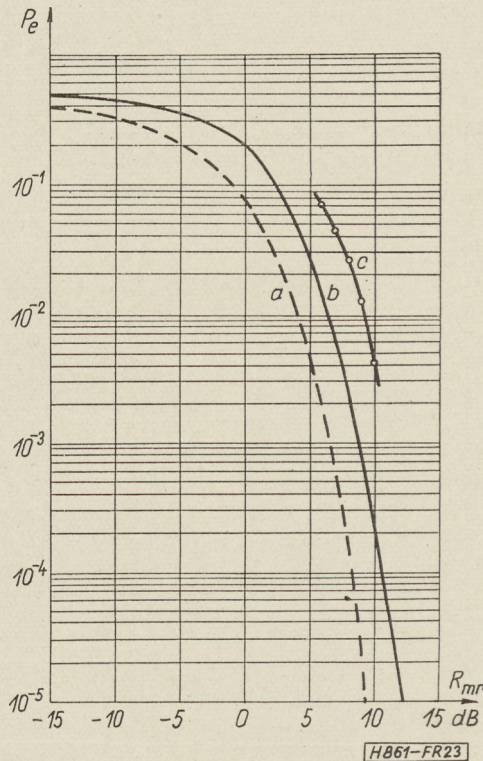
Átlagos elemi jel hibaarány

$$p_e = \frac{\text{hibásan vett elemi jelek száma}}{\text{összes vett elemi jelek száma}}$$

normált jel-zaj viszony a vevő bemenetén

$$R_{mr} = \frac{E}{N_0} = \frac{\text{elemi jel energiája}}{\text{egységnyi sávba jutó zajteljesítmény}}$$

Szükségesnek tartjuk még megjegyezni, hogy a



[H861-FR23]

23. ábra. a) állapotmodulált PSM elméleti optimum; b) FSM mért (Svéd posta); c) FSM mért (BME kísérleti modem)

mérés aluláteresztő szűrője helyett sávszűrőt és futási idő korrekort alkalmazva lényegesen jobb eredményt lehetne elérni. Célunk nem modem kifejlesztése volt, hanem az, hogy vizsgálati célokra kísérleti berendezést készítsünk.

IRODALOM

1. CCITT Blue Book Volume VIII. Data Transmission. Int. Telecom. Union, 1964. nov.
2. Bowyer, L. R.—Highleyman, W. H.: An Analysis of Inherent Distortion in Asynchronous Frequency-Schift Modulators. Bell System Technical Journal, 1962. Nr. 6. pp. 1695—1736.
3. Varga A.: Középbességű adatátviteli csatorna statisztikus vizsgálata. HÍRADÁSTECHNIKA XVIII. évf. 3. sz.
4. Dr. Gordos G.: Középbességű adatátviteli jelek spektruma. HÍRADÁSTECHNIKA (Megjelenés alatt)
5. Bennett, W. R.—Davey, J. R.: Data Transmission, McGraw Hill, 1965.
6. Vidl, V.: Ein experimentelles Datenübertragungssystem. Ericsson Review, Vol. XL. Nr. 3. 1962. pp. 62—71.

KÖNYVISMERTETÉS

Berceli Tibor:

Reflexklisztron áramkörök (angol nyelven)

Akadémiai Kiadó. Budapest, 1967.

A könyv kilenc fejezetben világosan és szabatos módon tárgyalja: az együregű klisztron oszcillátort, az együregű klisztron modulátort, az általános klisztron modulátort, két csatolt üreg admittancia- és fázisviszonyait, a csatolt üregű klisztron modulátort, a stabilitást, a zajt, a csatolt üregű klisztron oszcillátort és a csatolt üregű klisztron modulátorok működési feltételeit.

A tárgyalás a klisztron csőben lefolyó jelenségekre nem terjed ki, a klisztron áramköri szempontból az elektronsugárnak az irodalomból ismert admittanciájával jellemzi.

Az igények növekedésével a mikrohullámú berendezéseket egyre nagyobb számú csatorna átvitelére építik. Amennyiben a jövőben reflexklisztron-modulátorokat fognak alkalmazni, az önrezgő klisztron modulátort minél nagyobb moduláló frekvenciákkal kell kis mértékű nemlinearitás betartása mellett modulálni. A könyv ennek a feltételnek maximális módon eleget tevő méretezéssel az eddigi irodalomnál nagyobb mélységben foglalkozik.

1953-ban Reed felismerte, hogy a több csatolt üregű klisztronnal jobb linearitás érhető el, mint az együregűvel. A szerző először is felállítja az ideális

(torzításmentes) klisztron-modulátor differenciál-egyenletét. Majd ebből levezeti a terhelő áramkör lineáris beállításához szükséges admittanciáját és fázisszögét.

A szerző saját és munkatársai 1962-ig visszamenő munkáira támaszkodva a több csatolt üregű rezgő modulátor áramkörének pontosabb méretezésére számítási eljárást dolgoz ki. Ebben a régebbi irodalommal szemben nemcsak az üreg tulajdonságait, hanem az áramkör és az elektronsugár közötti kölcsönhatást is számításba veszi. A megoldások a legnagyobb kimenő teljesítményre — ami a linearizálással együtt elérhető —, illetőleg az előre meghatározott meredekségre irányulnak.

A teljesen pontos megoldásokhoz képest alkalmazott közelítések (vagyis sorbafejtések magasabb tagjainak elhagyása) az eddig alkalmazottaknál kisebb eltérést jelentenek a tényleges viszonyoktól. Így a képletek az áramkörök méretezésére kielégítő pontossággal alkalmazhatóak.

Méretezési példákat a mű nem tartalmaz. A mű kellő részletességgel tárgyalja a stabilitás és a zaj problémáját, valamint a működési feltételeket, a csatolás, az elhangolás, az üreg jósági tényezőjének befolyását a linearításra, meredekségre és kimenő teljesítményre. Befejezésül a könyv néhány mérési eredményt is tartalmaz.

Rédl Endre

Évfordulók júniusban

6-án 20 éve (1948) halt meg Louis Jean LUMIÈRE francia fizikus (szül. 1864), aki fivérével a mozgófényképezés (film) egyik úttörőjének tekinthető.

13-án 195 éve (született Thomas YOUNG angol fizikus (megh. 1829), a fényelmélet egyik úttörő kutatója.

14-én 215 éve (1753) született CHUDY József magyar zeneszerző (megh. 1813), az optikai távjelző készülék (távíró) egyik feltalálója.

19-én 345 éve (1623) született Blaise PASCAL francia matematikus és fizikus (megh. 1662), a matematikai, a valószínűségszámítás jelentős kutatója, az első számológép megszerkesztője.

24-én 85 éve (1883) született Victor Franz HESS Nobel-díjas osztrák fizikus, a kozmikus sugárzás kutatásának egyik úttörője.

29-én 130 éve (1838) született SZILY Kálmán magyar fizikus (megh. 1924), a természettudományok nagy magyar népszerűsítője.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.375.4.621.382.3.001.2

Pásztor Gy.:

Új irányzatok a tranzistor dinamikus működésének elméletében

HÍRADÁSTECHNIKA XIX. (1968) 4. sz.

A tranzistor dinamikus működését leíró elméletek összefoglaló ismertetése. Az árammal átjárt $p-n$ átmenet kapacitásának számítása a pseudo egyensúlyi modell alapján. A báziskeresztezési effektus és annak hatása az áramfeszültség karakterisztikára. Bázisellenállásból származó feles meredekségű karakterisztika. Elosztott paraméteres tranzistor modellek. Iterációs potenciálszámítási módszer. A felsorolt módszerek egyesített alkalmazása integrált áramköri tranzistorok méretezéséhez, számítógépes eljárással. Az IBM emitter követős logikai áramkörében alkalmazott néhány nsec-os kapcsolási idejű tranzistor számítási és mérési adatai.

ETO 621.315.612.8.661.862.22

Kormány T. — Hanzély E.:

Szigetelő tulajdonságú alumíniumoxid-rétegek morfológiai sajátosságai

HÍRADÁSTECHNIKA XIX. (1968) 4. sz.

Alumínium anódos oxidációval kialakított szigetelőrétegek morfológiai szempontból jelentős különbségeket mutatnak. Hosszan tartó hő- és elektromos igénybevétel hatására az oxidréteg oldódása, illetve a porusok beoxidálódása következtében a különbségek elmosódnak. A fénymikroszkóppal megfigyelhető szigetelőréteg-elektrolit határfelület morfológiája az anódos oxidációt megelőző előréteggéssel befolyásolható.

Обобщение

ДК 621.375.4.621.382.3.001.2

Д. Пастор:

Новые тенденции в теории динамической работы транзисторов

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) XIX/1968 № 4.

Резюме теорий по динамической работе транзисторов. Расчёт перехода $p-n$ с перетекующим током на основе модели псевдобаланса. Эффект пересечения база и его влияние на характеристику ток-напряжение. Характеристика с половиной крутизной происходящая из сопротивления база. Модели транзисторов с распределёнными параметрами. Метод расчёта с повторным потенциалом. Объединённое применение вышеуказанных методов к расчёту транзисторов для интегрированных цепей с помощью вычислительных машин. Расчитанные и измеренные параметры транзистора с временем переключения в несколько наносек., применённых в цепи эмиттерного повторителя ИБМ.

ДК 621.315.612.8.661.862.22

Т. Кормань — Э. Ханзели:

Морфологические своеобразия слоев алюминиевого оксида с изолирующим овойством

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) XIX/1968 № 4.

Слои осуществленные анодным окислением алюминия показывают значительные различия из морфологической точки зрения. Под влиянием длительной термической и электрической нагрузки эти различия стираются вследствие растворения оксидного слоя и окисления пор. Морфология ограничивающих поверхностей между изолирующим слоем и электролитом, наблюдаемая оптическим микроскопом, может быть изменена слоем применённым перед анодным окислением.

ETO 621.376.3:621.395.38

Földvári R.:

Frekvenciamodulátor és demodulátor adatátviteli célokra

HÍRADÁSTECHNIKA XIX. (1968) 4. sz.

A cikk röviden ismerteti a 600/1200 Bd-os adatátviteli frekvenciamodulátorokat és demodulátorokat, majd részletesen tárgyalja a multivibrátoros modulort és a nullátmenet-detektort. Végezetül összehasonlítást ad a tanszéken megépített modem mérési eredményei és a CCITT idevonatkozó ajánlásai között.

Zusammenfassungen

DK 621.375.4:621.382.3.001.2

Gy. Pásztor:

Neue Tendenzen in der Theorie der dynamischen Funktion der Transistoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIX./1968. N° 4.

Zusammenfassende Erörterung der Theorie, die die dynamische Funktion der Transistoren beschreibt. Die Berechnung der Kapazität des mit Strom belasteten p-n Durchganges auf dem Grund des Pseudogleichgewichtmodells. Das Basis Kreuzungseffekt und dessen Einfluss auf die Strom-Spannung Charakteristik. Aus Basiswiderstand stammende Charakteristik mit halber Steilheit. Transistormodelle mit verteilten Parametern. Berechnungsmethoden mit Iterationspotentialen. Vereinigte Anwendung der aufgezählten Methoden zum Entwurf der Transistoren für integrierte Stromkreise durch ein Verfahren mit Rechenmaschine. Berechnungs- und Messangaben einiger Transistoren mit einer Schaltzeit von einigen nsec, die in dem logischen Stromkreis des IBM Emitterfolgers angewendet sind.

DK 621.315.612.3:661.862.22

T. Kormány—E. Hanzély:

Morphologische Eigentümlichkeiten der Aluminiumoxydschichten mit Isoliereigenschaften

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIX/1968. N° 4.

Die Isolierschichten die durch Anodenoxydation von Aluminium entwickelt wurden, zeigen einen bedeutenden Unterschied vom morphologischen Gesichtspunkt. Die Uschienterde verblissen durch lange thermische und elektrische Beanspruchung, bzw. Lösung der Oxydschichte und Oxidierung der Poren. Die Morphologie der Isolierschicht-Elektrolyt-Grenzfläche die mit dem optischen Mikroskop zu beobachten ist, kann mit einer Vorschicht bevor der Anodenoxydation beeinflusst werden.

DK 621.376.3:621.395.38

R. Földvári:

Frequenzmodulator und Demodulator für Datenübertragungszwecke

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIX/1968. N° 4.

In dem Artikel werden die 600/1200 Bd Datenübertragungsfrequenzmodulatoren und Demodulatoren kurz erörtert. Ferner werden die Kippschwingungsgenerator-Modulatoren und die Nulldurchgangsdetektoren diskutiert. Zuletzt werden die Messergebnisse des in dem Lehrstuhl konstruierten Modems und die diesbezüglichen CCITT Empfehlungen verglichen.

ДК 621.376.3:621.395.38

Р. Фельдвари:

Модулятор и демодулятор ЧМ для целей передачи данных

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) XIX/1968 № 4.

Кратко излагаются модуляторы и демодуляторы ЧМ для передачи данных скоростью 600/1200 бод, потом подробно трактуются модулятор с мультивибратором и детектор с нулевым переходом. Наконец сравниваются между результатами измерения модела построенного кафедрой и соответствующими рекомендациями МККТТ.

Summaries

UDC 621.375.4:621.382.3.001.2

Gy. Pásztor:

New Trends in the Theory of Dynamic Function of the Transistors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIX/1968. N° 4.

The paper presents the summarized review of the descriptive theories of the dynamical function, the computation of the current loaded p-n junction capacity on the basis of the pseudo-equilibrium model. The basis crossing effect and its influence on the current-voltage characteristic. Characteristic with half slope arising from the basis resistance. Transistor models with distributed parameters. Iterative potential computing method. The unified application of the described methods for the design of integrated circuit transistors by a procedure with computer. The computed and measured data of transistors having an operating time of some nseconds applied in the IBM emitter follower logical circuit.

UDC 621.376.3:621.395.38

R. Földvári:

Frequency Modulator and Demodulator for Data Transmission

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIX/1968. N° 4.

A brief review is given of the 600/1200 Bd data transmitting frequency modulators and demodulators. The multivibrator modulator and the zero-transit detector is discussed in detail. Finally a comparison is given between the measurement results of the modem constructed in the Chair of the University and the relating recommendations of the CCITT.

UDC 621.315.612.3:661.862.22

T. Kormány—E. Hanzély:

Morphological Characteristics of Aluminium Oxide Films with Insulating Properties

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIX/1968. N° 4.

From the point of view of morphology the insulating films formed by aluminium anode oxidation show considerable differences. On the influence of long term thermal and electrical conditioning — in consequence of the solution of the oxide film or the oxidation of the pores — the differences become obliterated. The morphology of the electrolytic-insulating surface which can be observed by means of an optical microscope can be influenced by a preliminary film preceding the anodic oxidation.

Résumés

Subissant une contrainte électrique ou thermique de longue durée, par suite de la solubilisation de la couche d'oxyde ou l'oxydation des pores les différences s'effacent. La morphologie de l'interface couche isolante-électrolyte, ce qui peut être observer par un microscope optique est influable avec un dépôt avant l'oxydation anodique.

CDU 621.376.3:621.395.38

R. Földvári:

Modulateur et démodulateur de fréquence pour la transmission des données

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIX/1968. N° 4.

L'article expose brièvement des modulateurs et démodulateurs de fréquence de 600/1200 bauds, puis il traite en détail le modulateur avec multivibrateur et le détecteur à zéro-transition. Enfin il fait une comparaison entre les résultats des mesures du modem réalisé à la Chaire et les recommandations du CCITT sur ce sujet.

CDU 621.375.4:621.382.3.001.2

Gy. Pásztor:

Nouvelles tendances dans la théorie de la fonction dynamique du transistor

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIX/1968. N° 4.

Recapitulation des théories décrivant la fonction dynamique du transistor. Calcul de la capacité de la jonction p-n passée par courant à la base du modèle de pseudo-équilibre. L'effet du croisement de la base et son influence sur la caractéristique courant-tension. Modèles de transistor avec des paramètres distribués. Méthode pour calculer le potentiel iteratif. Emploi unifié des méthodes énumérées pour le projet des transistors aux circuits intégrés avec des machines à calculer électroniques.

Données de calcul et de mesure de quelques transistors ayant un temps de commutation de quelques nsec employées dans le circuit-logique à charge d'émetteur du IBM.

CDU 621.315.612.3:661.862.22

T. Kormány—E. Hanzély:

Propriétés morphologiques des couches isolante d'alumine

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIX/1968. N° 4.

Des couches isolantes formées par l'oxydation anodique de l'aluminium montrent beaucoup de différences d'aspect morphologique.



TRANSZFORMÁTOR KTSZ

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

Nagyfeszültségű készülékek:

anyagvizsgáló röntgenberendezések:
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyors szabályozók:

váltakozó áramú stabilizátorok
generátor gyors szabályozók

Feszültség szabályozók:

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekerceses
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

Transzformátorok:

egy- és háromfázisú sorozat, különleges transzformátorok,
valamint híradástechnikai transzformátorok



MAGYAR KÁBEL MŰVEK

IGAZGATÓSÁG ÉS KÖZPONTI GYÁR

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

ZOMÁNCHUZALGYÁR

Budapest, XI., Hunyadi J. út 1.

Telefon: 268-930

SZEGEDI KÁBELGYÁR

Szeged, Huszár utca 1.

Telefon: 15-330

GYÁRTMÁNYOK:

Erősáramú szigetelt vezetékek

Jelző, mérő, működtetőkábelek

Erősáramú kábelek 1-35 kV-ig

Alumínium és acél-alumínium
szabadvezetékek

Tekercselőhuzalok

Switch-kábelek

Gumitömítővezetékek

Híradástechnikai vezetékek

Távkábelek

Hírközlő kábelek

Hajókábelek

Zománchuzalok

Zárt-acélkötelek

Hullámosított lemezkábeldobok



HÍRADÁSTECHNIKAI, MŰSZERIPARI

belföldi és import

ALKATRÉSZEK!

- | | |
|-------------------------|------------------|
| <i>csatlakozók</i> | • ELEKTROMODUL • |
| <i>fokozatkapcsolók</i> | • ELEKTROMODUL • |
| <i>billenőkapcsolók</i> | • ELEKTROMODUL • |
| <i>mikrokapcsolók</i> | • ELEKTROMODUL • |
| <i>klf. ferritek</i> | • ELEKTROMODUL • |

**ELEKTROMOS ÉS ELEKTROMECHANIKAI
ALKATRÉSZEK!**

ELEKTROMODUL

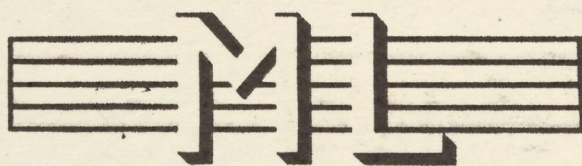
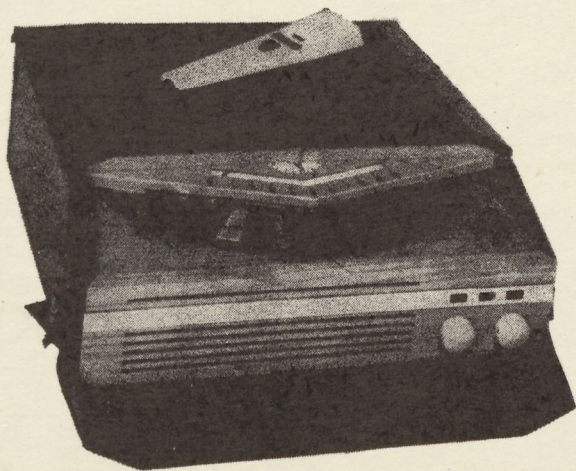


Budapest, XIII., Visegrádi utca 47a-b

Telefon: 495-340; 495-940

Telex: 3648

D-1

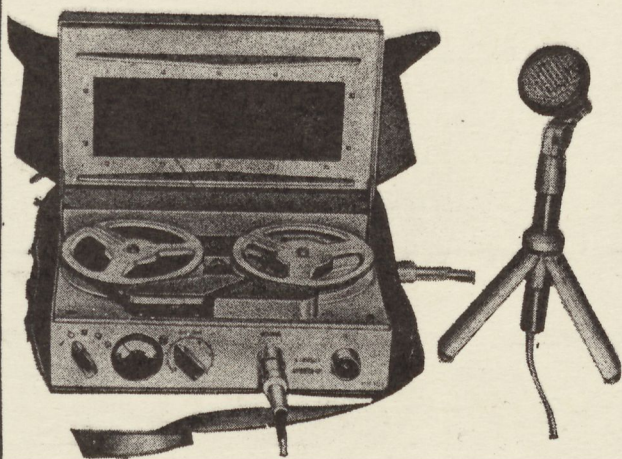


MECHANIKAI LABORATÓRIUM

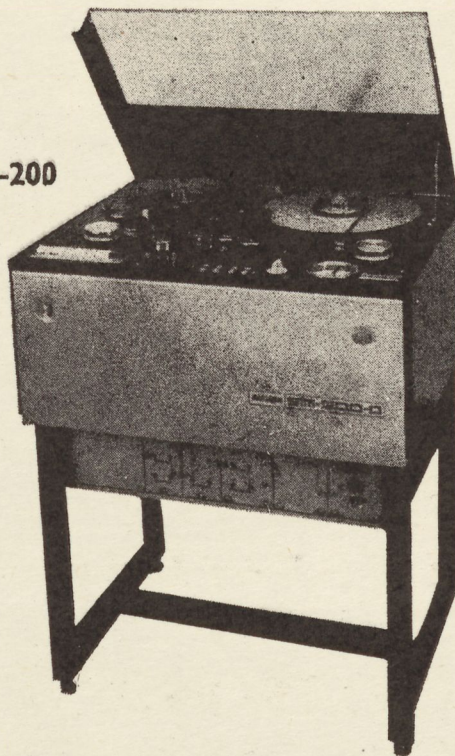
Híradástechnikai Kísérleti Vállalat

Budapest VII., Gorkij fasor 25

R-5



STM-200



STM-200 stúdiómagnetofon

Tranzisztorizált készülék, stúdiószintű hangfelvételek szalagos rögzítésére és lejátszására.

Monó és stereo kivitelben kerül gyártásra, automatikus szalagkiemeléssel.

Szalagsebesség: 38,1 és 19,05 cm/mp $\pm 0,2\%$

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

Teljesítményfelvétel: 160 VA

R-5 riportermagnetofon

Stúdiók részére, riportfelvételek készítésére alkalmas, teljes csikos készülék.

Főfunkciói: FELVÉTEL (törléssel, dinamikakompresszorral vagy anélkül)

LEJÁTSZÁS

Szalagsebesség: 9,53 cm/mp $\pm 2\%$

Áramellátását 6 db 1,5 V-os rúdelem biztosítja.

Üzemkész súlya telepekkel, hordtáskával és szalaggal: 3,2 kg.

DIKTAVOX

D-1 típusú hordozható, lemezes diktafon

Előnyösebb a szalagos kivitelénél, mivel a magnólemez sokkal több lejátszást bír el használtnál. Felvétel mikrofonról vagy telefonról történhet. Felvételi idő: 2 x 10 perc. A jelzőlámpák minden üzemmódot egyértelműen jeleznek, Gyors-törítés permanens mágnesel. Visszahallgatás hangszóróval, mikrofonnal vagy fülhallgatóval történhet.

Frekvenciatartománya: 300 Hz—5 kHz-ig.

Hálózati teljesítményfelvétel: 35 VA



SIEMENS

Gyorsabb és pontosabb mérés

Széles sávú és szelektív mérés a kisfrekvenciás átvivőrendszerekben 100 Hz és 15 MHz sávszélességek között. Mérési tartomány: —50-től —5 dB-ig, szelektivitás —90-től +20 dB-ig.

A frekvencialöket és a középfrekvencia állandók és egymástól függetlenül beállíthatók.

A lebegtetési frekvencia folyamatosan változtatható 0,01-től 25 Hz-ig (\cong 100-tól 1/25 s-ig).

A kvarc-pontosságú frekvenciajelek a beépített függőleges eltérítő generátorból vannak származtatva és függőleges vonalak alakjában a teljes képmagasságban jelként bevihetők.

Maximum nyolc szint-rácsvonalat lehet láthatóvá tenni és ezek $\pm 0,1$ dB pontossággal hitelesíthetők; széles sávú méréseknél ez a pontosság a teljes mérési tartományra vonatkozik.

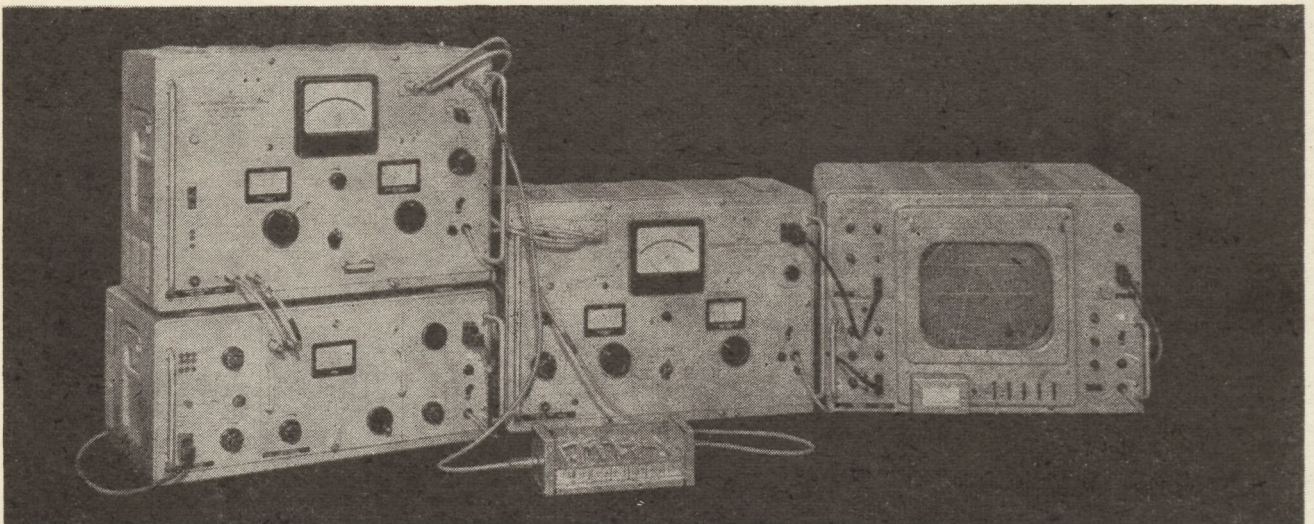
A frekvencialöket és az X-tengely szerinti kitérés vezérlőfeszültségének egyenlő oldalú háromszög alakja van, ezáltal a hosszú utánvilágítási idővel együtt lehetővé teszik, hogy a berezgségi folyamatok következtében előálló mérési hibák az előfutás és visszafutás különbségből azonnal felismerhetők legyenek.

Ezt a mérőhelyet és egyéb mérőműszereket a Budapesti Nemzetközi Vásáron a 27 pavilon 1. standján mutatjuk be.

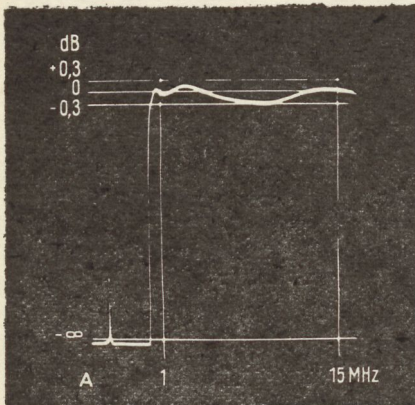
SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

Hírközlési Mérőműszerek Osztálya

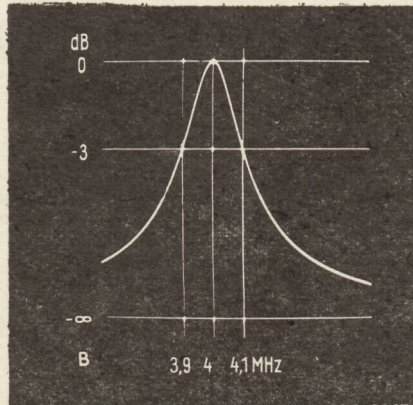
D 8000 München 25, Hofmannstrasse 25



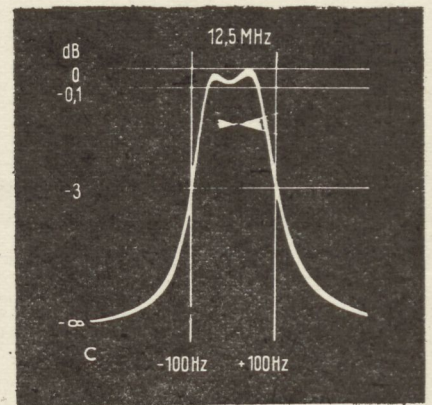
Képernyőfelvételek — a természetes nagyság kb. 1/5-e



Széles sávú erősítő frekvenciamenete, rekvencialöket $\pm 7,5$ MHz



4 MHz-es rezonancia áramkör csillapítás-lefolyása, frekvencialöket ± 400 kHz



12,5 MHz-es kvarcszűrő csillapítás-lefolyása, frekvencialöket ± 500 Hz

Siemens-kisfrekvenciás-lebegtetési-mérőhely M701 10 kHz-től 15 MHz-ig