

50-165

# HÍRADÁS- TECHNIKA



A HÍRADÁS-  
TECHNIKAI  
TUDOMÁNYOS  
EGYESÜLET  
LAPJA

8

XX. ÉVFOLYAM, 8. SZÁM, 229-260 OLDAL, BUDAPEST, 1969. AUGUSZTUS HÓ



# HÍRADÁS- TECHNIKA

1969. augusztus, XX. évfolyam, 8. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

## TARTALOM

DR. WINTER ERNŐ: Az EIVRT elektroncsőgyártásának kiemelkedő eredményei 1928—1950 között. I. rész: A közvetett fűtésű csövek és a rácsemisszió .....	229
PÁSZTOR GYULA: Az integrált RTL áramkörü rendszer funkcionális sajátosságai .....	231
DR. GÉHER KÁROLY: Számítógép programok katalógusa 1968 .....	238
Nekrológ — † Dr. Szabó Nándor .....	251
BENCZE PÁL—MÁRCZ FERENC: A felületi hullám térerősségének több hónapos megfigyelése hosszú- és középhullámon .....	252
PEJTSIK PÁL—SAUFERT JÁNOS—ZILLICH PÁL: Referencia-forrás kialakítása nagyobb követel- ményű stabilizált tápegységekhez .....	254
Tartalmi összefoglalások .....	257
Обобщения .....	257
Zusammenfassungen .....	258
Summaires .....	258
Résumés .....	259

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÓLLÓSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZY GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCH ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, V., Szabadság tér 5—6. III. em. 320. 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, KÓMÚVES FRIGYES kandidátus, LAJKÓ SÁNDOR, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VÍG 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 Hirlapirodánál (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. Csekkszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 Budapest, 62.

69.2684 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató



DR. WINTER ERNŐ akadémikus  
Műszaki Fizikai Kutató Intézet

## Az EIVRT elektroncsőgyártásának kiemelkedő eredményei 1928-1950 között

### I. rész: A közvetett fűtésű csövek és a rácsemisszió

1928-ban már azt kívánták, hogy a rádiókészülékek hálózati áramról legyenek táplálhatók, és hogy az akkumulátorok és a száraztelepek használata kiküszöbölhető legyen.

A csöveknek váltóáramról történő fűtése természetesen fokozta a hálózati bűgás veszélyét. Ezen úgy óhajtottak segíteni, hogy a fűtőtranszformátort közepesen megcsapolták és a rácsot a középponthoz kötötték. Ez a rendszabály nagyfrekvenciás és végerősítőcsöveknél a bűgást elviselhető mértékre csökkentette le, az audionerősítőben és anóddetektor kapcsolásban azonban a hálózati bűgás még mindig elviselhetetlen volt.

Ezért ki kellett dolgozni a közvetett fűtésű, illetőleg ekvipotenciális katódájú csöveket. Ez horribilis munka volt, mert a katódhőmérséklet kb.  $800\text{ }^{\circ}\text{C}$  volt, a fűtőtest hőmérséklete pedig  $1400\text{ }^{\circ}\text{C}$ -ot is elért, így a fűtődrót szempontjából csak wolfram jöhetett számításba és a szigetelő bevonat szigetelésének olyannak kellett lenni, amelynek szigetelése  $1400\text{ }^{\circ}\text{C}$ -on még több  $M\Omega$ , valamint a szigetelőanyag a wolframot nem teszi törékennyé.

A tiszta alumíniumoxidról tudtuk, hogy a szigetelőképeség szempontjából megfelelő lenne, azonban ahhoz, hogy a tiszta alumíniumoxid szilárdra legyen zsugorítható,  $1700\text{--}1800\text{ }^{\circ}\text{C}$  hőmérsékletre lett volna szükség, ilyen kemence nem állt rendelkezésre. Azért áthidaló megoldást választottunk. Lementünk az EIVRT gázgyárába és onnan samottport hoztunk fel. Ezzel a samottporral malomban való őrléssel megfelelő viszkozitású pasztát készítettünk.

A pasztát beletettük egy bevonókészülék edényeibe, amelyben peremükön kivájt kerekék forogtak. A kerekék őrlés közben felhozták a samottpasztát bizonyos mennyiségét, egy húzószerkezettel pedig áthúztuk a készüléken a szigetelővel bevonandó wolframdrótot. A wolframdrót felvett bizonyos meny-

nyiségű samottpasztát az edényből és a 2–2 edény között volt egy-egy Bunsen-lámpasor, amelyben a pasztával bevont wolframdrótot kiizzítottuk olyan hőmérsékleten, hogy a samott bevonat szilárdra izzon.

Annyi bevonóedényt alkalmaztunk, hogy a szükséges szigetelőréteg-vastagság egy menetben elérhető legyen. Az első közvetett fűtésű katódokat ilyen fűtőtesttel látták el. Ezt a samottal bevont fűtődrótot az Izzó rádiócsőgyártásában nemes egyszerűséggel „samufonal”-nak nevezték.

Az első hálózatról fűthető csövek az AG4100 és az AR4100 csőtípusok voltak és ezekkel a csövekkel készült az első közvetlenül a hálózatról fűthető rádiókészülék, a Standardyne. A készülék többi csövei voltak az előbb említett 1 V fűtőfeszültségű közvetlen fűtésű csövek, végerősítőcsöveik L190 volt.

1930-ban már több hálózatról táplálható készülék jelent meg. Ilyenek a Standard 3A, csövei voltak; 2 db AR4100 és 1 db P430. Az első AR4100 anóddetektor, a második ellenálláserősítő volt. A P430 trióda pedig direkt fűtésű 4 V 300 mA-es végerősítőcső volt 6 W anóddisszipációval.

1930-ban már kidolgoztuk az AS4100 típus jelzésű árnyékoltrácsú nagyfrekvenciás erősítőcsövet is. Ezzel a csővel készült a Standard Rex típusjelzésű készülék, 2 db AS4100-al, mint nagyfrekvenciás erősítőcsövekkel, 1 db AR4100-al, mint anóddetektorral, 1 db AR4100-as ellenálláserősítővel és 1 db P430-al, mint végerősítővel. Meg kívánom említeni, hogy mind a három közvetett fűtésű cső katódája báriumfémgőz eljárással készült. A szükséges csöveket kellő időre kidolgoztuk és gyártani is kezdtük.

A Standard is elkészült a készülékalkonstruációkkal. Míg egyszer csak kétségbeesett segélykiáltás hallatszott. A Standard 3A nagyon jól működik bekapcsoláskor, majd negyedórás működés után a készülék elhalkul és a vétel megszűnik.

Itt nagy ügyről volt szó, mert ha a hibát nem sikerül időben kiküszöbölni, akkor a Standard rádió üzlete meghiusul.



Az első megfigyelés az volt, hogyha a Standard 3A-t kikapcsoltuk és kihűlni hagytuk, majd újra bekapcsoltuk, a készülék újból működött, majd negyedóra múlva újból elhalkult.

Irtózatossá hajrával kezdünk hozzá a vizsgálatokhoz. A csöveket mérőasztalon mértük, megfigyelhető volt, hogy negyedórával a bekapcsolás után rácsáram jelentkezett 2–3 mikroamper nagyságrendben. A rácsáram iránya megegyezett a gázáram irányával, azzal a különbséggel, hogy a gázáram nagysága a rácsárammal egyszerre nő, majd csökkenni kezd, ezzel szemben az általunk észlelt áram a rácsfeszültség növelésével csak 2–3  $\mu\text{A}$ -ig emelkedett, utána telítésbe ment át és a rácsfeszültség további növelésével már nem változott. Ezzel a jelenséggel mind ez ideig nem találkoztunk és nem tudunk a jelenségre magyarázatot találni.

Egyszer az egyik cső rácsát elektrónbombázással felizzítottuk, utána a csövet azonnal mérőasztalra vittük, és akkor korábban 2–3  $\mu\text{A}$  rácsáram 15–20  $\mu\text{A}$ -ra szökött fel. Ebből következett, hogy a rejtélyes áram a rács hőmérsékletétől függ és kielemeztük, ha ez a rács emissziója lenne, akkor ugyanolyan irányú lenne, mint amilyenek mi mértük. Azonban elképzelhetetlen volt, hogy amikor a katód emissziójával is folyton bajunk volt, akkor a rácsnak elektronemissziója legyen, azonban meg kellett gondolni, hogy a közvetlen fűtésű katódnál aránylag kis fűtőteljesítmény van aránytalanul nagy területre elosztva. Ez a rácsot észrevehetően nem melegítette fel, azonban a közvetett fűtésű katód már 4 W fűtőteljesítményt reprezentáló katódját a kellő meredekség elérése céljából a rácsához nagyon közel kellett vinni, úgyhogy a melegítő hatás lényegesen nőtt és ehhez még hozzájárult az a tény is, hogy a csöveket báriumfémgőzjelzással készítettük és így mindenki a báriumfémgőzt okolta a rács emisszió miatt.

Megnéztük továbbá a felhasznált rácsot, amelyeket akkor még nem bevágással készítettünk, hanem miután a meneteket feltekeresztük, ezeket a meneteket hegesztéssel rögzítettük. Ezt a műveletet levegőn végeztük és akkor a rácsmenetek oxidálódtak. Így a bárium a rácsra fémgőzös katódot hozott létre. Ennek a katódnak már volt emissziója azon a hőmérsékleten (300–400  $^{\circ}\text{C}$ ), amelyre a rács a katód fűtőhatása folytán felmelegedett. Amikor az oxidált hegesztett rácsot hidrogénben kiizzítottuk, a rács emisszió ezen típusának jelensége megszűnt és ezzel a 30-as évek rádióüzlete meg volt mentve.

1931-ben azt hittük, hogy rács emissziós problémánk forrása a báriumgőz-eljárás. 1932-ben áttértünk a karbonátos katódra. Kidolgoztuk az összes cső-típusokat: AG495, AR495, AL495 stb. Ezeknek megfelelő Philips típusok voltak az évnek a sztárjai. Mikor ezeket a csöveket gyártani kezdtük, kiderült, hogy a karbonát-eljárás még súlyosabb rács emissziós bajokat okoz. Ekkor még gyötrelmesebb hajsza kezdődött a hiba kiküszöbölésére. Különböző közleményekben az volt olvasható, hogy a nehéz fénoxidok kilépési munkája nagyobb, mint az alkáliföldfémeké. Az AR495 típusnak eloxidáltuk a rácsát. Ettől azt reméltük, hogy a rács emisszió meg fog szűnni. Azonban azt tapasztaltuk, hogy a rács emisszió 100  $\mu\text{A}$ -re

nőtt. Ebből világosan láttuk, hogy a kiaktivált karbonát katódból szintén párolog ki fémbarium és ez a keletkező molibdén-oxiddal reagálva komoly katódot hoz létre. A fő ok volt a molibdén eloxidálása.

A rácsnak a molibdénje a katódból felszabaduló nitrózus gázok és széndioxid hatására oxidálódik el. Az eloxidált rács reakcióba lép a karbonátokból kipárolgó fémbariummal és így a rácson egy tökéletes oxidkatód keletkezik. A katódból azért párolog ki a fémbarium, mert a katód magfémében olyan idegen szennyezések vannak (Si, Al, Mg), amelyek a bárium-oxidot redukálni tudják.

Ez a tökéletes oxidkatód okozta a 100  $\mu\text{A}$  nagyságú rácsáramot. A rács emisszió nagymértékű megnövekedésének tehát a molibdén oxidációja volt az oka. Javulás akkor volt várható, ha meg tudjuk akadályozni a rácsfém eloxidálódását. Erre egy mód kínálkozott, ha a rácsokat nemesfémekkel vonjuk be. A nemesfémek nem oxidálódnak, közvetett úton előállított oxidjaik pedig a szivattyúkályha hőmérsékletén fémre és oxigénre disszociálódnak szét.

Ezért bevontuk rácsoinkat ezüsttel és arannyal. Mind a két fém tökéletes védelmet biztosított a rács emisszióval szemben. Az arany használata jobbnak bizonyult, mert az ezüst sokkal könnyebben párolgott el és akkor a rácsovetetlenül hagyta. A rács-aranyozási módszer a rács emisszió ellen az Egyesült Izzó találmánya és még ma is alkalmazzák a kényes rádiócsöveknél.

Megállapítottuk tehát:

a) az aktív anyag (bárium) párolgás útján kerül a rácsokra,

b) ez csak akkor okoz rács emissziót zavaró mértékben, ha a rácson előzőleg — esetleg csak atomos — oxigénhártya van jelen,

c) nemesfémbevonatok (ezüst, arany) a rácson megakadályozzák az oxigénhártya keletkezését, mert ezek oxidjai vákuumban már kis hőmérsékleten elbomlanak, ezért a nemesfémbevonatok nagyon hatásos ellenszerei a rács emisszióknak,

d) megállapítottuk, hogy a rácsszekunder-emissziót is a rácson levő oxidhártya idézi elő. A rácsnak a nemesfémbevonattal történő ellátása a szekunder-emissziót is megszünteti és megakadályozza az adócsövek oszcillációjának leszakadását (0 15/400, 0 75/1000, 0 40/1000),

e) az észlelt jelenségekből megállapítottuk az oxidkatódok emissziós mechanizmusát: a kis kilépési munka eléréséhez az emissziós bevonatban bárium-oxid és fémbarium egyidejű jelenlétére van szükség.

Az oxidkatódok modern elméletében ezt nem így fejezik ki, azonban közelítő használatra a felvázolt kép ma is megfelel.

A samottporból készült fűtőtestek természetesen nem voltak jó minőségűek. A samott a wolframot törékennyé tette és így alumíniumoxiddra, illetőleg alundumra kellett áttérni. Ezt azonban csak akkor tudtuk megvalósítani, amikor sikerült 1800  $^{\circ}\text{C}$  hőmérsékletű alundumcsöves hidrogénöblítéses kimenéket szerezni. A fűtőtestekkel még ezután is baj volt. Lassanként azonban bekövetkezett egy nem teljesen kielégítő egyensúlyi állapot.



## Az integrált RTL áramköri rendszer funkcionális sajátosságai

ETO: 621.382.334: 681.325.65

Az RTL rendszer egyike a legrégebb és legelterjedtebb integrált áramköri rendszereknek. Kedvező sajátosságai az egyszerűség és a jó integrálhatóság. Ez abból következik, hogy csak ellenállások és tranzisztorok vannak az áramkörben. Az ellenállások ohm-értékei is a diffúziós technika számára legkedvezőbb közepes értéktartományba esnek; aránylag kis területen elérnek és nem igényelik bonyolult formák kialakítását.

Ha az RTL rendszer hátrányait vizsgáljuk, összehasonlítva az újabb, korszerűbb áramköri rendszerekkel, hátrányos tulajdonságokként említhetjük az aránylag kis terhelhetőséget, a zajérzékenységet és a viszonylag lassú működést. A valóságban ezeknek a paramétereknek mindegyikén külön-külön javíthatunk a konstrukció kellő megválasztásával, azonban csak egy másik paraméter rovására és bizonyos korlátok között. A továbbiakban vizsgálat tárgyává tesszük ezeket a korlátokat és a konstrukcióban rejlő lehetőségeket. Megvizsgáljuk a legfontosabb karakterisztikákat, s értelmezzük azokat az áramköri egyenletek, és a tranzisztor működését leíró egyenlet alapján. Ennél a vizsgálatnál a Fairchild gyártmányú,  $\mu\text{L} 903$  típusszámú áramkörök mérési eredményeire támaszkodunk.

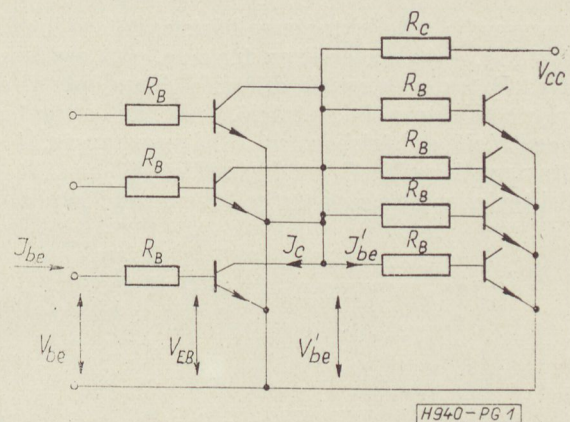
Vizsgálat tárgyává tesszük a zajérzéketlenség és az áramköri tolerancia érzékenység kérdését. A legkedvezőtlenebb eset feltételezésével meghatározzuk az áramköri elemek szórásának hatását, a zajküszöb értékére. Erősen leegyszerűsített elmélet segítségével számítjuk a kapcsolási időtartamokat. Három időtagot vezetünk be. Ezek bázisellenállás-függését numerikusan számítjuk. A számításokat a NOR-kapura vonatkozóan végezzük el, mivel ezen áramkör alapeleme a legtöbb RTL rendszer. Megállapítható, hogy úgy a zavarérzéketlenséget, mint a terhelhetőséget növelni lehet a bázisellenállás növelésével, ez azonban mindhárom kapcsolási időtartam megnövekedésén keresztül lelassítja az áramkör működési sebességét.

Az 1. ábrán hárombemenetű Nor-kapu (FAN IN = 3) kapcsolási rajzát láthatjuk. A kimenetre 4 terhelő bemenetet (FAN OUT = 4) kapcsoltunk. Ha a továbbiakban feltételezzük, hogy a bemenetek közül kettő földpotenciárra van kapcsolva, akkor a harmadik bemenet áram-feszültség karakterisztikájának mérésével meghatározhatjuk az ún. bemenő karakterisztikát.

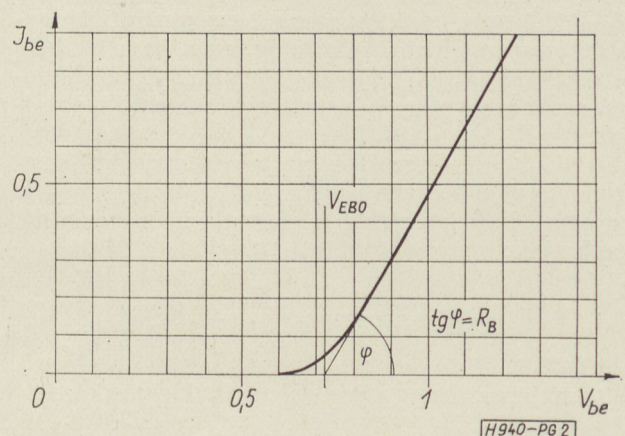
### A bemenő karakterisztika

Bemenő karakterisztikát ábrázol a 2. ábra. Amíg a tranzisztor kollektora nagyobb feszültségen van mint a bázisfeszültség, a tranzisztor aktív állapotban van és ennek megfelelően a kollektoráram és a bázisáram egyenesen arányosak egymással. Ezt a feltételezést jól tükrözik a vizsgálati mérések is, melyek eredményét a 3. ábrán láthatjuk.

A könyökpontban bekövetkező telítésig a kollektoráram/bázisáram hányados állandónak tekinthető és ezt az áramerősítési tényezővel ( $B$ ) adjuk meg. A bemenő karakterisztikán a telítési pont elérésével



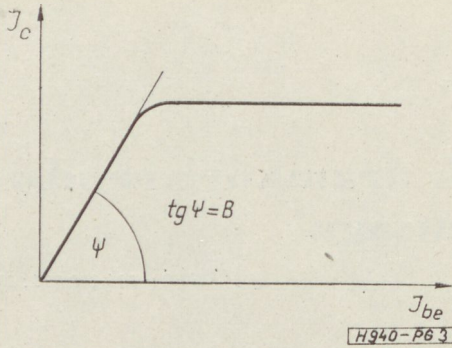
1. ábra



2. ábra

\* Beérkezett: 1968. XII. 10-én.





3. ábra

a bázisfeszültség ( $V_{EB}$ ) nem nő tovább és ezért a bázisáram és a bemenő feszültség közötti összefüggést a bázisellenállás által megszabott hajlásszögű egyenes szolgáltatja. Ezt az egyenest extrapolálva a feszültségtengelyig,  $V_{EBO}$ -t a telítési állapothoz tartozó belső bázisfeszültséget kapjuk. Ezt könnyen beláthatjuk, ha figyelembe vesszük, hogy zérus bázisáramnál nem esik feszültség a bázisellenálláson és így a bemenő feszültség egyenlő az áramtól függetlenül állandónak tekintett belső bázisfeszültséggel. Ha számítani akarjuk ezt a feszültséget, akkor a Moll és Ross egyenletből [1] indulhatunk ki, amely mérési tapasztalatok és elvi megfontolások alapján jól visszaadja a kollektoráram-bázisfeszültség karakterisztikát. ( $A_E$  az emitter területe,  $q$  az elektron-töltés,  $D_n$  az elektronok diffúziós állandója,  $n_i$  az intrinsic elektronkoncentráció,  $N_A$  az akceptor-koncentráció a bázisban,  $w$  a bázisvastagság,  $k$  a Boltzmann-állandó,  $T$  a hőmérséklet K°-ban,  $R_C$  a kollektor ellenállás,  $n$  a terhelő bemenetek száma).

$$I_C = \frac{A_E \cdot q \cdot D_n \cdot n_i^2}{w} \cdot e^{\frac{qV_{EBO}}{kT}} = K \cdot e^{\frac{qV_{EBO}}{kT}} = \int_0^{V_{CC} - V_{EBO}} N_A \cdot dx = n I'_{be} \quad (1)$$

A kollektoráramot kifejezhetjük áramköri egyenletekkel is. Ebből az egyenletből meghatározhatjuk  $V_{EBO}$ -t. A számítást lényegesen leegyszerűsíti és egyúttal elhanyagolhatóan kis hibát jelent ha a terhelő bázisok áramát ( $I'_{be}$ ) zérusnak vesszük. Ennek indokoltságát a következő fejezetben részletesen indokoljuk.

A  $V_{bet}$  telítési feszültség azt a pontot jelenti a bemenő karakterisztikán, amely fölött a karakterisztika egyenes. Ennek értékét a következő egyenletből kaphatjuk:

$$V_{bet} = V_{EBO} + \frac{V_{CC} - V_{EBO}}{R_C \cdot B} R_B \quad (2)$$

A karakterisztika egyenes szakaszának egyenlete:

$$V_{be} = V_{EBO} + I_{be} \cdot R_B \quad (3)$$

A  $V_{bet}$ -nél kisebb bemenő feszültségnél, az előzőek szerint, az áramerősítési tényezővel számítjuk a kollektoráramból a bázisáramot. A kollektoráramot az (1) egyenletből kifejezve kapjuk a következő összefüggést a bemenő feszültségre.

$$V_{be} = I_{be} \cdot R_B + \frac{kT}{q} \cdot \ln \left( \frac{B \cdot I_{be}}{K} \right) \quad (4)$$

A bázisáramot kis elhanyagolással a következő alakban fejezhetjük ki (4)-ből

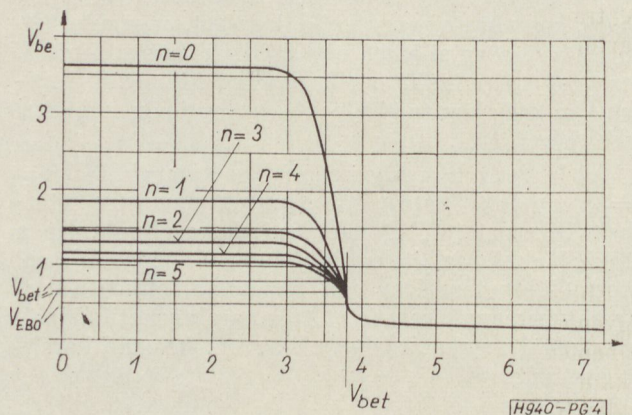
$$I_{be} \cong \frac{1}{R_B} \left\{ V_{be} - \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{B}{KR_B} \cdot (V_{be} - V_{EBO}) \right] \right\} \quad (5)$$

A (3) és (4) egyenlettel a teljes bemenő karakterisztikát leírhatjuk.

### A transzfer karakterisztika

Ez a karakterisztika a bemenő feszültség függvényében ábrázolja a terhelő bemenetekre jutó  $V'_{be}$  feszültséget. Ennek meghatározásánál az 1. ábrán látható kimeneti kapuáramkör tetszőleges vizsgálat tárgyává. A vizsgált áramkört általános esetben  $n$ -számú bemenet terheli, melynek mindegyike a vizsgált áramkörével azonos bemenő karakterisztikájú. Ez a feltételezés akkor helytálló, ha egyrészt az áramkörök egyformák, másrészt a terhelő áramkörön a kollektorfeszültség a vizsgált áramkör feszültségével azonos értékű. Ez a második feltételezés általában nem teljesül, azonban a karakterisztikamérések azt mutatták, hogy a kollektorfeszültség visszahatása a bemenő körre elhanyagolható mértékű. Ezért ez a feltételezés megengedhető. Mérés útján felvett transzfer karakterisztikát láthatunk a 4. ábrán.

Az ábrába berajzoljuk a  $V_{bet}$  feszültség szintet. A  $V'_{be} > V_{bet}$  feszültségtartományban a terhelő bemenetek telítésben vannak és ezért a bemenő karakterisztika egyenes szakasza jellemzi azokat. Amikor a  $V'_{be}$   $V_{bet}$  alá csökken, akkor a bemeneteken folyó áram elhanyagolhatóvá válik a kollektoráramhoz



4. ábra



képest. Ezt a következő megfontolással láthatjuk be. A bemenetekén folyó áram maximálisan

$$n \frac{V_{CC} - V_{EBO}}{BR_C},$$

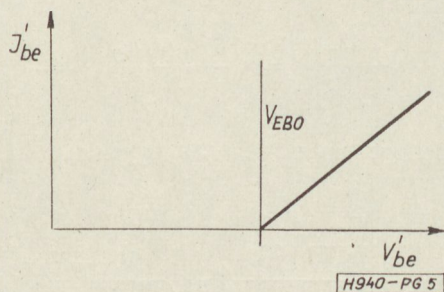
míg a kollektoráram

$$\frac{V_{CC} - V_{bet}}{R_C} - n \frac{V_{CC} - V_{EBO}}{B \cdot R_C},$$

a kettő hányadosa:

$$\frac{(V_{CC} - V_{bet})B}{(V_{CC} - V_{EBO})n} - 1.$$

Mivel  $V_{bet} \approx V_{EBO}$ , ezért a hányados  $\left(\frac{B}{n} - 1\right)$ , a kollektoráram tehát kb. 10-szer akkora, mint a maximális összes terhelőáram ebben a karakterisztika-pontban. A bemenő karakterisztikának az aktív tartományra vonatkozó részét tehát nem szükséges pontosan figyelembe venni a kimenetet terhelő áram számításánál, a terhelő bemeneteket az 5. ábrán látható töréspontos karakterisztikával közelíthetjük meg.

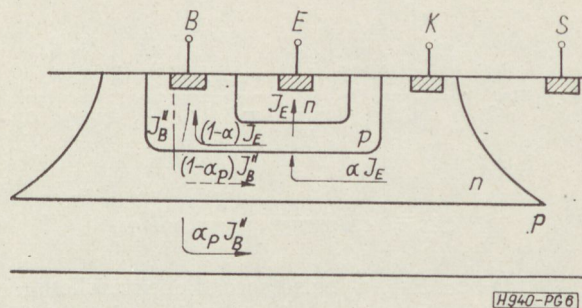


5. ábra

A  $V'_{be} = V_{EBO}$  feszültségnél a bázisáram zérusra csökken és ezért a különböző  $n$ -értékekhez tartozó görbék egy pontban egyesülnek, amint az a 4. ábrán is látható. Ennél a bemenő feszültségnél kezdődik a vizsgált tranzisztor telítési állapota, amikor  $V_{be} = V_{bet}$ . A transzfer karakterisztika egyenlete a  $V_{be} < V_{bet}$  tartományban:

$$K \cdot \exp \left\{ \frac{q}{kT} \cdot [V_{be} - I_{be}(V_{be}) \cdot R_B] \right\} = I_C = \frac{V_{CC} - V'_{be}}{R_C} - n \frac{V'_{be} - V_{EBO}}{R_B}. \quad (6)$$

Ebben az egyenletben fel kell használnunk az (5) egyenlettel megadott bemenő karakterisztikát is. Ha a bemenő feszültséget a telítési érték fölé növeljük, akkor  $V'_{be}$  tovább csökken, annyival, amennyi a kollektor-bázis dióda nyitófeszültsége. Ez a feszültség ezután további bemenő feszültségnövekedés hatására már nem változik, mivel a bázisáram további



6. ábra

növekménye a nyitóirányú kollektor-bázis körben záródik. A karakterisztikának ez a szakasza tehát a bemenő feszültség tengelyével párhuzamos egyenes.

### A tranzisztor a telített állapotban

A karakterisztikának ebben a tartományában érdekes effektus bonyolítja a helyzetet. A kollektor-bázis dióda nyitóirányú előfeszültsége következtében a bázis-kollektor-hordozókristály rétegek aktív állapotú  $p-n-p$  tranzisztor képeznek. Szerkezetileg ezt az elrendezést a 6. ábra mutatja. Az ábrán szaggatott vonallal rajzoltuk be a lyukáramot és folytonossal az elektronáramot.  $\alpha$ -val az  $n-p-n$  tranzisztor,  $\alpha_p$ -vel a parazita tranzisztor áramerősítési tényezőjét jelöljük. Az áram egyenletek:

$$I_B = I_E(1 - \alpha) + I''_B \quad (7)$$

$$I_C = \alpha I_E - (1 - \alpha_p)I''_B. \quad (8)$$

Ezekből:

$$I_E = \frac{I_B(1 - \alpha_p) + I_C}{(1 - \alpha) \cdot (1 - \alpha_p) + \alpha} \quad (9)$$

$$I''_B = \frac{\alpha I_B - (1 - \alpha)I_C}{(1 - \alpha)(1 - \alpha_p) + \alpha} \quad (10)$$

az  $I_E$  és az  $I''_B$  áramot a Moll és Ross egyenlettel kifejezhetjük.

$$\frac{I_E}{A_E} = \frac{qD_n n_i^2}{w} \cdot e^{\frac{qV_{EB}}{kT}} \int_0^w N_A dx \quad (11)$$

$$\frac{I''_B}{A_B} = \frac{qD_p n_i^2}{N_D W_C} \cdot e^{\frac{qV_{OB}}{kT}}. \quad (12)$$

Ezekkel kiszámíthatjuk a térfogati kollektor-emitter telítési feszültséget  $V_{CSr}$ -t.  $I_C$ -t és  $I_B$ -t a külső áramköri elemek egy adott értékén rögzítik. Látható, hogy a térfogati telítési feszültség csökken, ha  $\alpha_p$  nő. A parazita tranzisztor működése tehát, kedvezően befolyásolja a telítési feszültséget. A valóságos viszonyok között ez a hatás nem nagyon számottevő, mert a külső kapcsolatokon mérhető telítési feszültségre ( $V_{CES}$ ) a soros ellenállás nyomja rá a bélyeget.



$$V_{CSi} = \frac{kT}{q} \cdot \ln \left\{ \frac{A_B}{A_E} \frac{I_C + (1 - \alpha_p) I_B}{\alpha I_B - (1 - \alpha) I_C} \cdot \frac{D_p \int_0^w N \cdot dx}{D_n N_{DC} \cdot W_C} \right\} \quad (13)$$

$$V_{CES} = V_{CSi} + \frac{V_{CC} - V_{CSi}}{R_C} \cdot R_{Cc}, \quad (14)$$

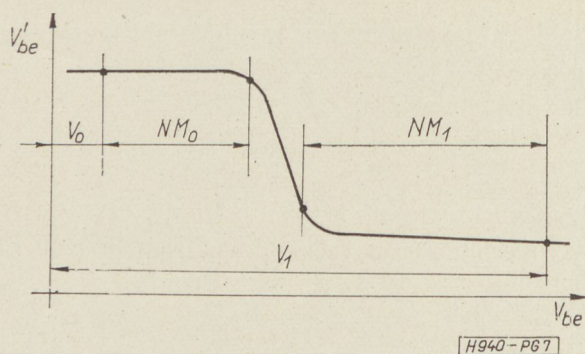
A (14)-ben  $R_{Cc}$ , a belső soros kollektorellenállás. Ennek hatása különösen vékony epitaxiális rétegben kialakított áramkör esetén válik számottevővé. A vékony rétegnek viszont olyan előnyei vannak, melyek miatt alkalmazása elkerülhetetlen. Ezek az előnyök részben technológiai természetűek. Csökken az epitaxiális rétegnövesztés ideje és a szigetelő diffúziós műveletek időszükséglete ugyancsak számottevően csökken. De konstrukciós előny is származik a vékony epitaxiális réteg alkalmazásából. Egyrészt a töltéstároló térfogat csökkenése miatt a tárolási idő csökken, másrészt ezáltal a szigetelő diffúzió oldalirányú behatolása is csökken. Keskenyebb szegéllyel megelégedhetünk a diffúziós szigetek széleinél, ami az áramkör méreteinek és a parazita kapacitásoknak csökkentését teszi lehetővé.

A kollektor soros ellenállás csökkentését a vékony epitaxiális réteg alkalmazása esetén ún. rejtett réteggel lehet megvalósítani [2]. Ez a kollektortartomány alján elhelyezkedő diffúziós réteg, amely kis ellenállású áramvezető utat képez az emitter alatti rész és a kollektorkontaktus között. A rejtett réteg beépítése megnöveli a parazita tranzisztor bázisintegrálját és ezáltal lecsökkenti az áramerősítési tényezőjét. Tovább csökken ez az érték a tárolási idő csökkentése céljából végzett arany-diffúzió következtében. Így végeredményben a parazita tranzisztor-hatás elhanyagolhatóvá válik.

### A zavarérzékenység kérdése

Az áramkör stabil működésének előfeltétele az, hogy zavaró impulzusok ne váltsanak ki hibás működést. Ilyen zavaró impulzusok származhatnak külső forrásból (pl. rádióadó jelét antennaként veszik az áramköröket összekötő hosszú vezetékek); ezek ellen gondos árnyékolással védekezni lehet. Zavaró impulzusok keletkeznek magában a berendezésben is, az áramkörök szabályos működése során. Ezek induktív vagy kapacitív úton átjuthatnak egyik körből a másikba. Előnyös ebből a szempontból, ha minél nagyobb a zavarküszöb értéke. Ezen azt a maximális feszültséget értjük, amely egy bemenetre jutva még nem eredményez jelet a kimeneten. A 7. ábrán sematikusan ábrázolt transzfer karakterisztikába belerajzoltuk a két állapotnak megfelelő zavarküszöb (noise margin) értékeket [3].

A zavarküszöb értékeit a munkapontoktól az egységnyi meredekségű karakterisztika-pontig terjedő bemenő feszültségkülönbséggel definiáljuk. Az  $NM_0$  (a 0 logikai állapothoz tartozó zavarküszöb) független a terhelő bemenetek számától ( $n$ ), míg az  $NM_1$  (az 1 logikai állapothoz tartozó zavarküszöb) azok



7. ábra

számának növekedésével csökken, mivel az 1 állapothoz tartozó munkaponti feszültség  $V_1$  is csökken,  $n$ -növekedésével. A továbbiakban csak  $NM_1$ -et vizsgáljuk, mert ez a kisebbik érték és ennek nagyságát befolyásolják különböző áramköri elemek értékei. A számítás egyszerűsítése céljából az egységnyi meredekségű karakterisztikapontot a  $V_{bet}$  feszültséggel helyettesítjük. Ezáltal csupán néhány mV-os hibát követünk el. Így

$$NM_1 = V_1 - V_{bet} \quad (15)$$

$V_1$  nagyságát a transzfer karakterisztika (6) egyenletéből  $V'_{be}$  adja, akkor, ha  $V_{be} = 0$ .

$$\frac{V_{CC} - V_1}{R_C} = n \cdot \frac{V_1 - V_{EBO}}{R_B} \quad (16)$$

Behelyettesítve még  $V_{bet}$  (2) egyenletét, kapjuk  $NM_1$ -et:

$$NM_1 = \frac{n V_{EBO} \cdot \frac{R_C}{R_B} + V_{CC}}{1 + n \frac{R_C}{R_B}} - V_{EBO} - \frac{V_{CC} - V_{EBO}}{B} \cdot \frac{R_B}{R_C} \quad (17)$$

Ha a Fairchild áramkörök szokásos értékeit behelyettesítjük ebbe a kifejezésbe ( $V_{EBO} = 0,776$  V,  $R_C = 640$  ohm,  $R_B = 450$  ohm,  $B = 40$ ,  $V_{CC} = 3,6$  V,  $n = 5$ ), akkor  $NM_1$ -re 300 mV-ot kapunk. Felvetődhet a kérdés, hogy vajon az ellenállás-hányados ( $R_C/R_B$ ) értékének eltérő megválasztásával nem növelhető-e a maximális terhelhetőség értéke úgy, hogy közben  $NM_1$  nagysága változatlan maradjon. Kifejezve  $n$ -t a fenti kifejezésből és szélső értéket számítva, kapjuk, hogy  $n$  12,5-re növelhető, akkor, ha  $R_B/R_C = 6,8$ .

### A toleranciaérzékenység kérdése

A zajküszöb számítása lehetőséget ad arra, hogy az áramkör toleranciaérzékenységét is vizsgálat tárgyává tegyük. Az áramköri szórások több tényezőtől származhatnak. Szórás lehet az emitter vagy a bázis-diffúzió behatolási mélységében vagy felületi koncentrációjában, valamint a geometriai méreteknél. Ezek a szórások összességükben a tranzisztornál a



bázisintegrál szórását eredményezhetik, és ezen keresztül a  $V_{EBO}$  és a  $B$  értéke szórhat. A bázisdiffúzió szórása a geometriai szórással együtt, az ellenállások szórását eredményezi.

Végeredményeképpen kétféle szórással kell számolni. A bázisintegrál és az ellenállások szórásával.

A továbbiakban összehasonlítást teszünk a kétféle szórás között. Ezt a vizsgálatot úgy végezzük el, hogy meghatározzuk, mekkora a bázisintegrál-, illetve ellenállásszórás eredményez azonos mértékű, pl. 100 mV-os nagyságú  $NM_1$  csökkenés.

A számításnál a legkedvezőtlenebb eset feltételezéséből indulunk ki. A bázisintegrál szórásának esetén ez akkor áll elő, ha az 1. ábrában az  $n$ -számú terhelő bemenet közül  $n-1$ -nél a csatlakozó bázis töltésintegrálja a megengedett szórásstartományban minimális értékű, míg az  $n$ -ediknél maximális értékű, és ennek az  $n$ -edik bemenetnek  $NM_1$  értékét számítjuk. A bázisintegrál  $m_b$ -szeres értékre való növekedésénél  $V_{EBO}$  értéke  $\frac{kT}{q} \ln m_b$ -vel növekszik. Az áramerősítési tényező, empirikus mérési tapasztalat szerint [4], a bázisintegrállal fordítottan arányos. A bázisintegrál két határesetét a közepes érték  $m_b$ -szerese, illetve  $m_b$ -ed része képezi. Ezek alapján a kérdéses zajküszöb értékét a kollektorpontra felírt áramköri egyenletekből számíthatjuk.

$$\frac{V_{CC} - V_1}{R_C} = (n-1) \cdot \frac{V_1 - \left( V_{EBO} + \frac{kT}{q} \ln \frac{1}{m_b} \right)}{R_B} + \frac{V_1 - \left( V_{EBO} + \frac{kT}{q} \ln m_b \right)}{R_B} \quad (18)$$

$$V_1 = NM_1 + V_{EBO} + \frac{kT}{q} \ln \frac{1}{m_b} + m_b \cdot \frac{V_{CC} - V_{EBO}}{BR_C} \cdot R_b \quad (19)$$

A korábban megadott feszültség és ellenállás stb. értékekkel kiszámítva a 100 mV-os  $NM_1$  csökkenést,  $m_b = 2,5$ -nél kapjuk.

### Az ellenállások szórása

Az ellenállások szórása a bázis-diffúzió rétegellenállásának és a geometriai méreteknek szórásából származik. A szóráshatár mértékét az előző számításához hasonló módon egy  $m_r$  faktoriall jellemezzük. A legkedvezőtlenebb helyzet itt akkor áll elő, ha a kollektorellenállás és egy bázisellenállás a toleranciahatár szerinti maximális értékű (1. ábra), míg a többi  $n-1$  bázisellenállás, minimális értékű. A számítással annak a bemenetnek az  $NM_1$  értékét határozzuk meg, amelynek bázisellenállása a maximális. Felírva az áramköri egyenleteket kapjuk:

$$\frac{V_{CC} - V_1}{m_r R_C} = (n-1) \cdot \frac{V_1 - V_{EBO}}{R_B} + \frac{V_1 - V_{EBO}}{R_b \cdot m_r} \quad (20)$$

$$V_1 = V_{bet} + NM_1 = V_{EBO} + \frac{V_{CC} - V_{EBO}}{BR_C} m_r \cdot R_B + NM_1 \quad (21)$$

Behelyettesítve a korábbi feszültség és ellenállásértékeket, 100 mV-os csökkenést,  $NM_1$  értékében  $m_r = 1,22$ -nél, azaz kb. 20%-os ellenállástoleranciánál kapunk.

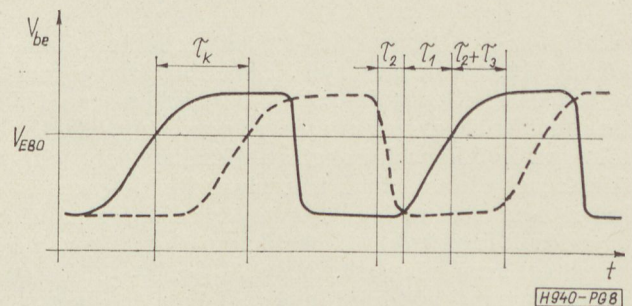
Az összehasonlításból kitűnik, hogy az áramkör sokkal érzékenyebb az ellenállás-eltérésekre, mint a bázisintegrál szórására. Ez egybevág azzal a gyakorlatból vett megfigyeléssel is, hogy azok az áramkörök, amelyek ellenállás szempontjából megfelelőek, jóknak bizonyulnak az elektromos bemérések során is.

### A működési sebesség

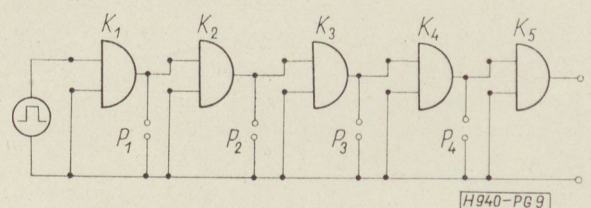
Végül rövid vizsgálat tárgyává tesszük a működési sebességgel kapcsolatos kérdéseket. Ennél a problémát az bonyolítja, hogy vezérlőfokozatként a vizsgált fokozattal azonos kapuáramkört kell figyelembe vennünk, nem alkalmazhatjuk tehát az ugrásfeszültséggel történő vezérlés közelítését. Ezért kiindulásul tanulmányozás tárgyává tesszük a mérés útján felvett tranzienseket. Ezeket azt láthatjuk, hogy az áramkör kikapcsolási tranziense lényegesen meredekebb, mint a bekapcsolási tranziens (8. ábra).

Ilyen hullám alakokat akkor kaphatunk, ha a 9. ábra szerint, több kapuáramkört sorbakapcsolunk. A vezérlő generátor jellegéből adódó eltérések egy-két kapu után elmosódnak és a jelalak az előző ábra szerinti formában állandósul (az ábrán a folyamatos vonal a  $P_2$ , a szaggatott vonal a  $P_4$  kimenet hullám alakját ábrázolja). A lassú felfutás és a gyors kikapcsolás érhetővé válik, ha felrajzoljuk az áramkört a parazita kapacitásokkal együtt (10. ábra).

Ha több tranzisztor kapcsolódik egy kollektor-ellenállásra, akkor a kollektorkört terhelő bemeneti



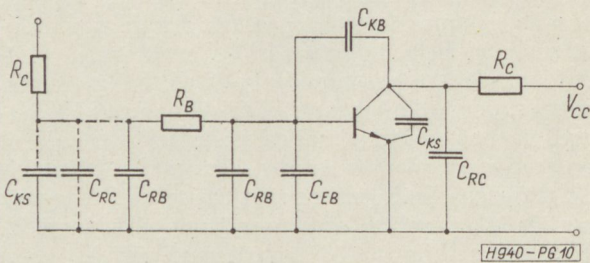
8. ábra



9. ábra



feszültségig, amikor még nem kell számottevő bázis-árammal számolni, a következő periódusban a kollektoráram megindul ez a vezérelt tranzisztor aktív kapacitásokat azok számának megfelelően többszörözni kell. A bemenetre kapcsolt pozitív jel hatására a kollektoráram gyorsan kisüti ezeket a kapacitásokat. Ezért meredek a kikapcsolási tranziens. A kollektorra kapcsolódó bemeneten ilyenkor gyorsan megszűnik a bázisáram. A kollektoráram ennek megfelelően ugyancsak gyorsan megszűnik. Ha a vizsgált bemenetre csatlakozó kollektorban az áram az előbb említett módon megszűnik, akkor a bemenetek feszültsége fokozatosan válik pozitívvá úgy, ahogy a bemeneti kapacitások feltöltődnek a soros ellenállásokon keresztül. Mivel ez a töltőáram lényegesen kisebb mint az előbbieken tárgyalt kisütőáram, ezért feltöltődés folyamata is tovább tart. A feltöltődésnek két szakasza van: a bázis feltöltődése  $V_{EBO}$

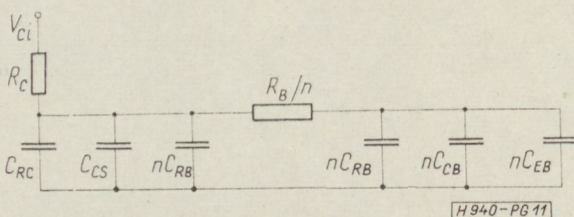


10. ábra

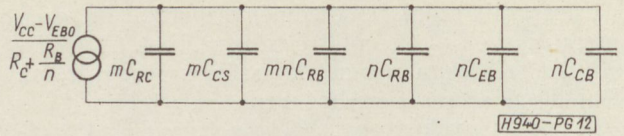
működésének szakasza. Ebben a második szakaszban a fő sebességhatározó tényező a kollektor-bázis kapacitás. A kollektoron ugyanis egy gyorsan negatívba menő feszültségugrás van, amely áramot hajt a bázison keresztül. Ennek az áramnak ellenében kell a vezérlő fokozatnak a bázisfeszültséget növelni. A továbbiakban részletesen megvizsgáljuk ezt a két szakaszt.

I. szakasz

Az  $n$ -számú bemenettel terhelt kollektor áramkörét a 11. ábrán láthatjuk. Ennek az áramkörnek a feltöltődéséhez ( $V_{EB} = V_{EBO}$ -ig) szükséges időtartamot erős egyszerűsítésekkel számítjuk. Az  $R_B$ -től balra levő kapacitásokat a töltésállandóság feltételezésével a jobb oldalra transzformáljuk, azaz értéküket  $n$ -szeresre növeljük. A töltés számításánál az állandósult feszültségértékeket használjuk. A további közelítés azon alapszik, hogy  $V_{CC} \ll V_{EBO}$ . Ezért a töltőáram megváltozását a töltés folyamán elhanyagoljuk. Így a 12. ábrán látható egyszerű helyettesítő-



11. ábra



12. ábra

képre jutunk. Az ábra alapján az I. szakasz időtartamát a következő képletből számíthatjuk

$$\tau_1 = \frac{(V_{EBO} - V_0) \cdot C_{\Sigma} \cdot (nR_C + R_B)}{n \cdot (V_{CC} - V_{EBO})} \quad (22)$$

Behelyettesítve  $C_{RB} = 0,5$  pF,  $C_{KB} = 2,5$  pF,  $C_{EB} = 2,5$  pF,  $C_{KS} = 4$  pF,  $C_{RC} = 0,6$  pF értékeket, valamint  $n$  értékét,  $\tau_1$ -re 5600 ps-t kapunk.

II. szakasz

Ebben a szakaszban a bázisfeszültség keveset változik, ezért  $C_{EB}$  és  $C_{RB}$  nem vesz fel további töltést.  $C_{CB}$ -n viszont  $\Delta V'_{be} = V_1 - V_0$  nagyságú feszültségugrás van. Fel kell tölteni  $C_{CB}$ -t erre a feszültségre,  $\frac{V_{CC} - V_1}{nR_C}$  nagyságú árammal. Ennek alapján  $\tau_2$ -t következőkből számíthatjuk:

$$\frac{V_{CC} - V_1}{nR_C} \cdot \tau_2 = (V_1 - V_0) \cdot C_{CB} \quad (23)$$

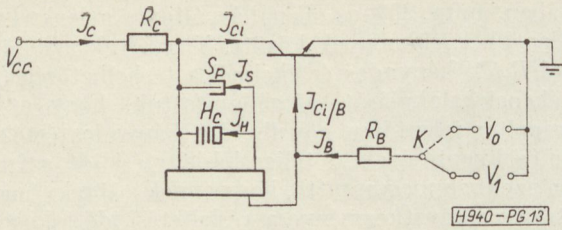
$\tau_2$  az az időtartam, amely alatt a kollektorfeszültség az 1 állapotból a 0-ba megy át, azaz a visszafutási idő, a korábbi számértékekkel számítva 3 nsec-nak adódik.

A tárolási idő

Hátra van még egy fontos időtartam elemzése, amely a tárolási idő. Amikor a vizsgált fokozat bemenetére a kikapcsolási feszültség-tranziens jut, akkor még a tranzisztor telítési állapotban van. Ennek az állapotnak megfelelően töltés tárolódik, a kollektorrétegben. A kollektorban tárolt töltés ( $Q_C$ ), megszűnéseig a kollektor-bázis dióda vezet és a bázis ezen a diódán keresztül pozitív feszültséget kap. A tárolt töltést a záróirányú áram és a rekombináció egyaránt leépíti. Amikor a töltés mennyisége zérusra csökken akkor megszűnik a diódán átfolyó áram és ezáltal a bázis nyitófeszültsége, és így a kollektoráram is megszűnik. A fentiek értelmében a telítési jelenségeket aktív állapotú intrinsic tranzisztorral és ezt kiegészítő töltéstároló diódával írhatjuk le, az alábbi helyettesítőképek szerint:

A dióda töltéstárolását a Linvill-féle  $S$  elem, míg a rekombinációt a  $H_c$  elem reprezentálja [5]. A  $K$ -kapcsoló 1. állásában a vizsgált kapu bemenete 1 állapotban, 2 állásban viszont 0 állapotban van. A feszültségek a két állapothoz tartozó munkaponti értékek  $V_1$ , illetve  $V_0$  (13. ábra).





13. ábra

Az áramkör egyenletei:

$$I_S = S_p \frac{dQ_C}{dt} \quad (24)$$

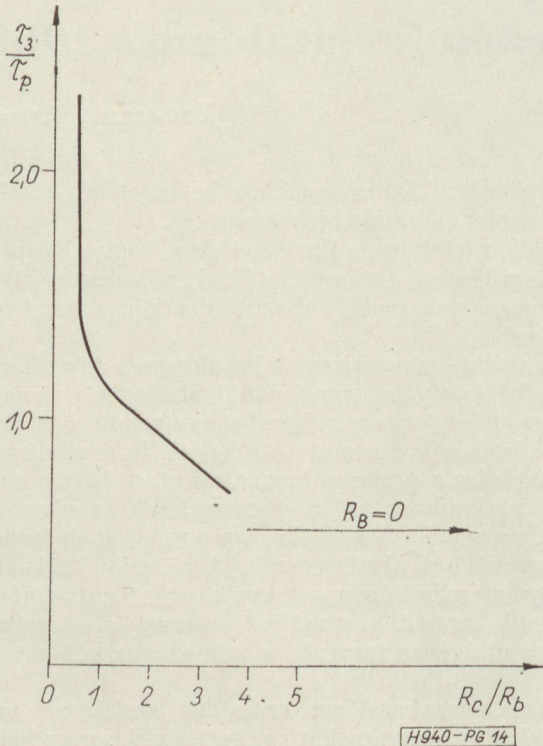
$$I_H = H_C \cdot Q_C \quad (25)$$

$$I_C = I_{C_i} - I_S - I_H \quad (26)$$

$$I_B = \frac{I_{C_i}}{B} + I_S + I_H \quad (27)$$

Ezekből az egyenletekből meghatározhatjuk a keresett tárolási időt úgy, hogy először kiszámítjuk az 1. kapcsolóálláshoz tartozó állandósult töltést, és ezzel, mint kezdeti feltétellel, számolunk a 2. állásba történő átkapcsolás pillanatában. Ezzel a számítással a  $\tau_3$  tárolási időre a következő eredményt kapjuk, figyelembe véve, hogy  $S_p/H_c = \tau_p$ , a kollektor térfogatnyi lyukélettartam:

$$\tau_3 = \tau_p \cdot \ln \left[ 1 + \frac{B \cdot \frac{R_C}{R_B} \cdot \frac{V_1 - V_{EBO}}{V_{CC} - V_0} - 1}{B \cdot \frac{R_C}{R_B} \cdot \frac{V_{EBO} - V_0}{V_{CC} - V_0} + 1} \right] \quad (28)$$



14. ábra

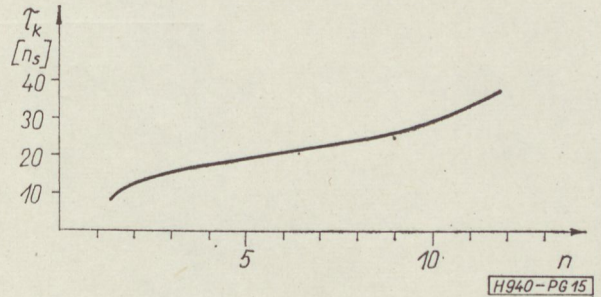
E kifejezésből láthatjuk, hogy a tárolási idő függ  $R_b$ -tól. Explicit formában is, valamint implicit formában  $V_1$  és  $V_0$  értékében. Megjegyzendő, hogy nem lehet ezt a kifejezést  $R_b=0$  esetre extrapolálni, mert a helyettesítő kép csak akkor érvényes, ha a bázison a  $V_{EBO}$  feszültség rajta van. Ez a feltétel viszont csak akkor teljesül, ha

$$R_B \cong \frac{V_{EBO} R_C}{V_{CC} - V_0} \quad (29)$$

Ennél kisebb  $R_b$  esetén az intrinsic tranzisztor nem működik, ezért elhagyandó és a visszamaradó áramkörre kell a számítást elvégezni. Ebben az esetben a tárolási időt a következő kifejezésből számíthatjuk:

$$\tau_3|_{R_B=0} = \tau_p \cdot \ln \left[ 1 + \frac{(V_{CC} - V_{EBO})B - (V_{CC} - V_0)}{(V_{CC} - V_0)(1 + B)} \right] \quad (30)$$

Ez kisebb mint a bázisellenállásos esetre számított érték. A zajküszöb számításánál megadott feszült-



15. ábra

ség és áramerősítési tényező értékekkel különféle  $R_c/R_b$  hányadosok mellett számított tárolási idő értékeket a 14. ábrán láthatjuk.

Leghatásosabb módja a tárolási idő csökkentésének  $\tau_p$  csökkentése, melyet arany diffundáltatásával lehet megvalósítani. Ilyen módszerrel  $\tau_p$ -t  $10^{-8}$ s nagyságrendi értékre lehet csökkenteni. Azonban még így is ez az idő marad a legnagyobb, a három vizsgált időtartam közül.

#### A teljes késleltetési idő

Ha két azonos kimenő terhelésű NOR-kaput (9. ábra), pl. a  $K_3$  és  $K_4$  kapukat vizsgáljuk a hullámalak szempontjából, akkor a  $P_2$  és  $P_4$  pontokon azonos hullámalakú jelet kapunk, azonban bizonyos késleltetési idővel eltolva. Ez a késleltetési idő  $\tau_K = \tau_1 + \tau_2 + \tau_3$ . Mint láthatjuk, mindhárom időtartam az ellenállások függvénye. Vizsgálat tárgyává tesszük tehát azt a kérdést, hogy az ellenállások értékétől hogyan függ ez a teljes késleltetési idő. A kollektor-ellenállás értékét ( $R_c=640$  ohm) nem variáljuk, mivel azt disszipációs okokból nem csökkenthetjük, növelése pedig egyértelműen hátrányos. A bázis-ellenállás növelése, mint azt a (17) egyenletről láthatjuk, a maximális terhelő bemenetek számát, azaz  $n$  értékét növeli, tehát ebből a szempontból előnyös.



Ha a (17) (22) (23) (28) egyenletekből meghatározzuk a különböző bázisellenállásokhoz tartozó késleltetési időkomponenseket és a hozzá tartozó  $n$  értéket, akkor felrajzolhatjuk a számított teljes késleltetési időt, mint a terhelhetőség függvényét (10. ábra), a nem variált adatoknál azokkal az értékekkel számolva, melyeket a (17) egyenlet kiszámításánál használtunk. Az ábrából látható, hogy a terhelhetőség megnövelése csak a késleltetési idő jelentős növekedése árán valósítható meg.

Az elvégzett vizsgálatok kiterjedtek az RTL rendszer legfontosabb jellemzőire. A rendszer jellemző sajátása a kis zajküszöb érték, ami a zajok iránti érzékenységének forrása. Láttuk, hogy ezt a paramétert megfelelő áramköri konstrukcióval bizonyos mértékig növelhetjük, azonban ez a maximális érték is csekély, kb. 500 mV ( $NM_0$  értéke). Vizsgáltuk a rendszer érzékenységét az áramköri elemek szórására. Azt találtuk, hogy a tranzisztor paramétereinek szórásával szemben kevésbé érzékeny, mint az ellenállásokéval. A bázisintegrál kétszeres megváltozása eredményez akkora eltérést a transzfer karakterisz-

tikában, mint 20%-os ellenállásváltozás a legkedvezőtlenebb körülmények között. Vizsgáltuk a különböző  $R_c/R_b$  hányados értékeknél a terhelhetőség ( $n$ ) értékének alakulását. Megállapítottuk, hogy ez a paraméter jelentősen növelhető a hányados értékének csökkentésével. A teljes késleltetési idő számítása azonban megmutatta, hogy ennek a törekvésnek hátrányos következménye a késleltetési idő fokozott növekedése. Ebben az időtartamban a tárolási idő az uralkodó komponens. Ez csökkenthető ugyan arany diffúziójával, de még így is legfőbb sebességkorlátozó tényező marad.

#### I R O D A L O M

1. Moll, I. L., Ross, I. M.: Proc. IRE 44. p. 72. 1956.
2. Egri J., Kirschner M.: Híradástechnika XIX. évf. 7. p. 198. 1968.
3. Lynn, D. K., Meyer, C. S., Hamilton, D. J.: Analysis and Design of Integrated Circuits. Motorola Series in Solid State Electronics p. 200. McGraw Hill, N. Y.
4. Simonics Gy.: HIKI Közlemények VII-7. 0. 75. 1967.
5. Linvill, J. G.: Models of Transistors and Diodes. McGraw Hill, N. Y.

## Számítógépprogramok katalógusa 1968\*

ETO 621.39:681.3.06(085)

Az elektronikus áramkörök gépi tervezésével foglalkozó hazai szakemberek 1967-ben elhatározták, hogy a számítógép programokat a Budapesti Műszaki Egyetem Vezetékes Híradástechnika Tanszékén nyilvántartják. Az 1967. évre vonatkozó összeállítás a Híradástechnika XIX. évfolyam, 6. szám, 169–173. oldalakon (1968. június) jelent meg.

1969. januárjában felkértük az elektronikával foglalkozó intézmények illetékes vezetőit, hogy támogassák az egész elektronikai tervezésre vonatkozó számítógépprogram nyilvántartását. Ennek megfelelően a most közrebocsátott katalógusban a programtulajdonos intézmény vezetője (vagy megbízott képviselője) által beküldött katalógus cédulák szerepelnek. A számítógépprogramok katalógusa kiterjed az elektronikai tervezésben használt numerikus módszerek, az elektronikus eszközök, elektronikus

áramkörök, híradástechnikai berendezések és híradástechnikai rendszerek területére.

Külön felhívjuk a figyelmet arra, hogy a Központi Fizikai Kutató Intézet és a Távközlési Kutató Intézet gazdag matematikai szubrutin könyvtárral rendelkezik.

A számítógépprogramok katalógusa a dolog természetéből kifolyólag nem tesz különbséget kis- és nagyprogram között és mindegyiket egyformán a táblázat egyetlen sorában ismerteti. Részletes információ szolgáltatására a program használati utasítás és a program leírás hivatott. Ezen ismertetések azonban sok esetben nem készülnek el és így a programok további felhasználását akadályozzák. A közeljövő feladata, hogy a számítógépprogramok dokumentációjának legjobb formáit megtaláljuk és ezzel is elősegítsük a számítógépes tervezés alkalmazásának bevezetését.

A programkatalógus az eddigi szokásnak megfelelően a programokat a beérkezés sorrendjében közli.

\* Összeállította: dr. Géher Károly, BME Vezetékes Híradástechnikai Tanszék. Beérkezett: 1969. V. 13-án.



Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
	Numerikus módszerek	GIER-ALGOL		TKI Kovács Zsolt	1968 december
	Numerikus módszerek	ICT ALGOL FORTRAN PLAN (ICT)		KFKI Nagy Mihály	1968 december
Csőtápvonal hullámhossz-frekvencia függvényének táblázatosítása	Csőtápvonalban mérhető hullámhossz különböző méretek esetén	ELLIOTT-803 AUTOKÓD	TKI Kenderessy M.	TKI Kenderessy M.	
Iránycsatoló furat analízise	Csatolási tényezők számítása a frekvencia függvényében	ELLIOTT-803 AUTOKÓD	TKI Kenderessy M.	TKI Kenderessy M.	
Tápvonal illesztő tag	Négyzögletes tápvonalak közötti illesztőtag számítása	GIER-ALGOL-3	TKI Mérey A.	TKI Mérey A.	
Üregrezonátor kritikus hullámhossza	Üregrezonátor kritikus hullámhosszának meghatározása mérési eredményekből	GIER-ALGOL-3	TKI Mérey A.	TKI Mérey A.	
Referenciareflexió	E síkú ugrás négyzögletes tápvonalban	GIER-ALGOL-3	TKI Mérey A.	TKI Mérey A.	
Reflexióprofil	Reflexiómérésből kirajzolja a reflexiós tényezőt a hely függvényében	GIER-ALGOL-4	TKI Mérey A.	TKI Mérey A.	
Dióda impedanciaanalízise	Változó kapacitású dióda katalógusa dataiból impedanciát számol az előfeszültség függvényében	GIER-ALGOL-3	TKI Gonda József	TKI Gonda József	
Alagútdióda impedanciája	Helyettesítő kép számítása $0 - f_{RO}$ frekvenciasávban	GIER-ALGOL-3	TKI Kosáry Lajos	TKI Kosáry Lajos	
2N918 tranzisztor adatai	Mért adatokból bemeneti, kimeneti impedanciák, áramerősítési tényező és visszahatás a frekvencia függvényében	GIER-ALGOL-3	TKI Ruszthy Csaba	TKI Ruszthy Csaba	
Diffúziós átmenetek számítása	Egyszeres és kétszeres diffúzió esetén meghatározza mikrohullámú varaktorok konstrukciós paramétereit	GIER-ALGOL-3	TKI Kálmán Lajos	TKI Kálmán Lajos	



Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
Általános hálózat frekvenciatartománybeli csomóponti analízise	Lineáris aktív áramkör bemeneti és kimeneti impedanciáit és átviteli karakterisztikáját számolja és ábrázolja	GIER-ALGOL-4	TKI Sugár Péter, Abos Imre	TKI Sugár Péter, Abos Imre	
FILTAN	Létrakapcsolású szűrők üzemi paramétereinek és érzékenységének meghatározása	GIER-ALGOL-3	TKI Sréter Istvánné	TKI Hennyey Zoltán	
Váltóanalízis	Egyik oldalukon párhuzamosan kapcsolt létrakapcsolású négy-pólusok analízise	GIER-ALGOL-3	TKI Novák János	TKI Novák János	
Elágazásos létrakapcsolású kétpólus immittanciája	Tetszőleges létrakapcsolás impedanciáját vagy admittanciáját számítja	GIER-ALGOL-3	TKI Teneyi Ildikó	TKI Bercei Tibor	
Létrakapcsolású kétpólus immittanciája	Hosszában soros veszteséges rezgőkört, keresztágban párhuzamos veszteséges rezgőkört tartalmazó létrakapcsolás számítása	GIER-ALGOL-3	TKI Teneyi Ildikó	TKI Bercei Tibor	
Inverterekből és rezgőkörökből álló láncapcsolás analízise	Inverterek és veszteséges soros rezgőkörök láncapcsolásával felépített négy-pólus frekvenciatartománybeli analízise	GIER-ALGOL-3	TKI Reiter György	TKI Reiter György	
Veszteséges sávzáró szűrők	Sávzáró szűrő csillapításának számítása adott veszteségi tényező esetén	ELLIOTT-803 AUTOKÓD	TKI Kovács Zsolt	TKI Melegh József	
Mikrohullámú sávszűrő	Csőtápvonal hullámhosszal és inverterekkel megadott szűrő átviteli jellemzőit számolja és ábrázolja	GIER-ALGOL-4	TKI Gonda József	TKI Gonda József	
Radiális szűrő	Szűrőanalízis a radiális üreg immittanciájának pontos kifejezésével	GIER-ALGOL-4	TKI Teneyi Ildikó	TKI Selley Tibor	
Csatolt üreges klisztron modulátor linearitása	A jellemzők meghatározása a terhelés és az elektronnyaláb közötti kölcsönhatás figyelembevételével	GIER-ALGOL-3	TKI Pálmai L.-né	TKI Bercei Tibor	



Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
Parametrikus erősítő sávszélessége	Relatív sávszélesség meghatározása a kisjelelmélet alapján	GIER-ALGOL-3	TKI Pálmai L.-né	TKI Berceli Tibor	
Mikrohullámú alagútdiódás erősítő stabilitása	Párhuzamos vagy soros hangolású és párhuzamos vagy soros stabilizálású erősítő analízise és a hangolóinduktivitás és generátor-ellenállás számítása	GIER-ALGOL-3	TKI Kovács Zsolt	TKI Berceli Tibor	
Párhuzamos hangolású alagútdiódás erősítő stabilizálása	A stabilizálóáramkör számítása $H(p) = 0$ alapján	GIER-ALGOL-3	TKI Kovács Zsolt	TKI Berceli Tibor	
Mikrohullámú kapcsolóanalízis	Adott áteresztő és zárócsillapításhoz kiszámítja az áramkör adatait és az analízis eredményét ábrázolja	GIER-ALGOL-4	TKI Abos Imre	TKI Abos Imre	
Reflexiószimuláció	Reflexió meghatározása csőtápvonalban elhelyezett $n$ -darab diszkontinuitás esetén	GIER-ALGOL-3, GIER-ALGOL-4.	TKI Mérey András	TKI Mérey András	
Mikrohullámú áramkör hőfokfüggés-vizsgálata	Mikrohullámú szűrő futási idő karakterisztikájának vizsgálata a hőmérséklet függvényében	GIER-ALGOL-3	TKI Tenyei Ildikó	TKI Rákosi Ferenc	
Aluláteresztő szintézis	Áteresztő tartományban Csebi-sev-, záró tartományban általános jellegű létraszűrők approximációja és realizálása	GIER-ALGOL-3	TKI Novák János	TKI Novák János	
Inverz Csebi-sev-szűrő elemértékei	Elemértékek katalógizálása $n = 3$ és $n = 5$ esetén	ELLIOTT-803 AUTOKÓD	TKI Ruszthy Csaba	TKI Ruszthy Csaba	
Sávszűrő szintézis	Áteresztő tartományban Csebi-sev-, záró tartományban általános jellegű, frekvenciaszimmetrikus sávszűrő approximációja	GIER-ALGOL-3	TKI Novák János	TKI Novák János	
Minimális induktivitású Cauer-szűrők	Aluláteresztő katalógusadatokról sávszűrőelemértékek	GIER-ALGOL-3	TKI Légár Béla	TKI Légár Béla	



Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
Csatolt tápvonalakból és kapacitásokból felépített keskenysávú szűrők	Hullámenállás számítása különböző elektromos hosszak esetén	GIER-ALGOL-3	TKI Ruszthy Csaba	TKI Ruszthy Csaba	
Segédprogram szűrőkatalógus használatához	Katalógus kezeléséhez szükséges adatok számítása sávszűrőknél	GIER-ALGOL-3	TKI Légár Béla	TKI Légár Béla	
Csillapító	Különböző felépítésű csillapítók elemértékeinek katalógizálása	GIER-ALGOL-3	TKI Maros Ferenc	TKI Maros Ferenc	
Osztó	Terheletlen osztó elemértékeinek katalógizálása	GIER-ALGOL-3	TKI Maros Ferenc	TKI Maros Ferenc	
Illesztőtag	Illesztő tag elemértékeinek katalógizálása	GIER-ALGOL-3	TKI Maros Ferenc	TKI Maros Ferenc	
Negyedfokú csatolóáramkör	Optimális csatolóáramkör elemértékeinek meghatározása a tranzisztoros erősítőknél	GIER-ALGOL-3	TKI Ruszthy Csaba	TKI Ruszthy Csaba	
Ötödfokú csatolóáramkör	Optimális csatolóáramkör elemértékeinek meghatározása tranzisztoros erősítőknél	GIER-ALGOL-3	TKI Ruszthy Csaba	TKI Ruszthy Csaba	
Approximáció	Előírt meredekségű szakasz approximációja negyedfokú függvényvel	GIER-ALGOL-3	TKI Légár Béla	TKI Légár Béla	
Monoton korrekter tervezése	Elsőfokú amplitúdókorrekter tervezése	GIER-ALGOL-4	TKI Sréter Istvánné	TKI Chabada György	
Mikrohullámú szűrő tervezése	Polinom szűrő átviteli karakterisztikájának és a realizáció geometriai adatainak számítása	GIER-ALGOL-3	TKI Tenyei Ildikó	TKI Rákosi Ferenc	
Mikrohullámú aluláteresztő szűrő tervezése	Koncentrált paraméterű helyettesítő képből koaxiális szűrő geometriai méreteinek számítása	GIER-ALGOL-4	TKI Gonda József	TKI Gonda József	
Iránycsatoló-katalógus	Csatolt vonalas iránycsatolók hullámimpedanciái különböző csatolás és csatolási hossz esetén	ELLIOTT-803 AUTOKÓD	TKI Gonda Józsefné	TKI Gonda Józsefné	



Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
Íránycsatoló szintézis	Maximális irányhatáshoz tartozó furatátmérők számítása	ELLIOTT-803 AUTOKÓD	TKI Kenderessy Miklós	TKI Kenderessy Miklós	
Frekvenciasokszorozót tervező program	Hatásfok, kimenőteljesítmény, diszszipáció, egyenáramú ellenállás, előfeszültség, lezáróimpedancia számítása	GIER-ALGOL-4	TKI Bíró Viktor	TKI Bíró Viktor	
Varaktordióda megengedett áramai	Az első és második harmonikus amplitúdójának és fázisának számítása	GIER-ALGOL-3	TKI Bíró Viktor	TKI Bíró Viktor	
Step-recovery dióda megengedett áramai	Egyenáramú komponens, első és második harmonikus amplitúdójának és fázisának számítása	GIER-ALGOL-3	TKI Bíró Viktor	TKI Bíró Viktor	
Keverő optimális hatásfoka	Változó kapacitású diódás keverő hatásfokának maximuma	ELLIOTT-803 AUTOKÓD GIER-ALGOL-3	TKI Gonda József Tenyei Ildikó	TKI Gonda József	
Keverő maximális teljesítménye	Változó kapacitású diódás keverő teljesítményének maximuma	ELLIOTT-803 AUTOKÓD GIER-ALGOL-3	TKI Gonda József Tenyei Ildikó	TKI Gonda József	
Mikrohullámú kapcsolók tervezése	Egydiódás áramkör realizálása és analízise, grafikus eredményközléssel	GIER-ALGOL-4	TKI Abos Imre	TKI Abos Imre	
Kétdiódás mikrohullámú kapcsoló	Kétdiódás áramkör realizálása és analízise grafikus eredményközléssel	GIER-ALGOL-4	TKI Abos Imre	TKI Abos Imre	
Mikrohullámú tau korrektor	Híbrides realizáció adatainak és geometriai méreteinek számítása előírt tau karakterisztikából	GIER-ALGOL-4	TKI Németh József	TKI Reiter György	
Tau korrektor optimalizálása	Tau korrektor zérusainak meghatározása Csebisev vagy maximális laposságú karakterisztikához	GIER-ALGOL-3	TKI Novák János	TKI Novák János	
Diszkriminátor-optimalizálás	Különböző meredekségű karakterisztikák beállítása sávzsélességre vagy maximális laposságú közelítésre	GIER-ALGOL-3 GIER-ALGOL-4	TKI Kovács Zsoltné	TKI Fókás Elemér	



Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
Frekvenciamérő bűtykös hajtóművel	Üregrezonátorhoz frekvenciában lineáris meghajtó mechanizmus számítása	GIER-ALGOL-3	TKI Tenyeci Ildikó	TKI Bolgárfalvy Károly	
Frekvenciamérő skálázás	Mérési adatokból kiszámítja a dob-skálához szükséges adatokat	GIER-ALGOL-3, GIER-ALGOL-4	TKI Füzesi Zoltán, Mérey András	TKI Bolgárfalvy K., Füzesi Z., Mérey András	
Forgó csillapító skála számítás	Csillapításértékhez elfordulási szöveget számol	ELLIOTT-803 AUTOKÓD	TKI Kenderessy Miklós	TKI Kenderessy Miklós	
Szinkronizációs pontok számítása	$f_{sz} = nf_1 \pm f_2$ táblázat készítése	ELLIOTT-803 AUTOKÓD GIER-ALGOL-4	TKI B. Nagy András	TKI B. Nagy András	
Szabványos ellenállásérték kiválasztás	Adott ellenálláshoz legközelebb eső érték kiválasztása	GIER-ALGOL-4	TKI B. Nagy András	TKI B. Nagy András	
Csillag-delta átalakítás	Három induktivitásból csatolt induktivitást számol	GIER-ALGOL-3	TKI Légár Béla	TKI Légár Béla	
4-phase error rate	A program négyállapotú fázisbilentyűzés esetén meghatározza a detekció hibavalószínűségét	GIER-ALGOL-4	TKI Németh József	TKI Csibi Sándor, Németh József	Tanulmány a KGM számára, 1968. december
Szögmodulált rádiócsatorna intermodulációs zaja	Átviteli karakterisztikából, ill. differenciál erősítés és fáziskarakterisztikából zajt számít	GIER-ALGOL-4	TKI Róna Péter	TKI Róna Péter	Róna Péter: kandidátusi disszertáció, 1969.
AKS-rendszer szimulálás	A beérkezés és a kiszolgálás időpontjainak különbségéből adódó hiba minimalizálása	GIER-ALGOL-4	TKI Siklósi Attila	TKI Hutter Ottó	
AKS szimuláció 2.	Torlódási torzítások számítása Monte-Carló-módszerrel	GIER-ALGOL-4	TKI Siklósi Attila	TKI Hutter Ottó	
Tartalékolt összeköttetések megbízhatóságának számítása	Megbízhatóság számítás a tartalékolási rendszer, az egység megbízhatóság és a fading függvényében	GIER-ALGOL-4	TKI Németh József, Füzesi Zoltán	TKI Faragó Tamás	Tanulmány a KGM számára, 1968. december
Program bináris sorozatok statisztikájának meghatározására. 2.	0-1 sorozatok hibaarányának valószínűségét becslő általános minősítési eljárással	GIER-ALGOL-4	TKI Kovács Zsolt	TKI Csibi Sándor	Tanulmány a KGM számára, 1968. december



Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
Program bináris sorozatok statisztikájának meghatározására. 1.	0-1 sorozatok hibacsomóinak hosszúság szerinti szelektálása és előfordulási valószínűségének becslése	GIER-ALGOL-4	TKI Kovács Zsolt	TKI Csibi Sándor	Tanulmány a KGM számára, 1968. december
Program felügyelet nélküli hírközlő berendezések megbízhatóságának szimulálására	Megbízhatóság számítása az állomások, a tartalécsatornák száma és a javítási feltételek függvényében	GIER-ALGOL-4	TKI Kovács Zsolt	TKI Gulyás Ottó	Tanulmány a KGM számára, 1968. december
Erlang eloszlástáblázat	$A P(x) = E_{1, m}^x(A)$ értékek az $1 \leq m \leq 20$ , $0 \leq x \leq m$ tartományban	ELLIOTT-803 AUTOKÓD	ÉM Számítóközpont Blitzer Éva	BHG Gosztony Géza	BHG méretezési táblázatok 3. 1964. november
Engset időtorlási táblázat	$A P(x) = EB_{m, N}(a)$ értékek az $1 \leq m \leq 20$ , $m \leq N \leq 5m$ , $0,03 \leq a \leq 0,95$ tartományban	ELLIOTT-803 AUTOKÓD	ÉM Számítóközpont Blitzer Éva	BHG Gosztony Géza	BHG méretezési táblázatok 4. 1965. július
Véletlenszám sorozat III. táblázat	$D_{n+1} = kB_n + c$ (mod $2^{36}$ ) $k = 2^7 + 1$ , $c = 1$	ELLIOTT-803 AUTOKÓD	ÉM Számítóközpont Blitzer Éva	BHG Gosztony Géza	BHG méretezési táblázatok 7. 1966. március
B 110 G	Korlátozott számú várakozási helyet tartalmazó várakozási veszteséges tömegszolgáltatási rendszer jellemzői. Egyetlen kiszolgáló szerv	GIER-ALGOL-3	SZÜV Murányi Aladár	BHG Gosztony Géza	BHG-GyFO VJ-009/67. 1967. március
Bernoulli 3	Háromszakaszos, teljes kiépítésű kapcsolóhálózat torlódásának meghatározása. Minden szakaszban Bernoulli eloszlás van	GIER-ALGOL-3	BHG Tattay Emőke	BHG Gosztony Géza	BHG-GyFO F-043/67. 1967. október
Bernoulli 6	Három-, négy-, öt- és hatszakaszos teljes kiépítésű kapcsolóhálózat torlódásának meghatározása. Minden szakaszban Bernoulli eloszlás van	GIER-ALGOL-3,	MTA, AKI Endrődy Tamás	BHG Gosztony Géza	BHG GyFO F-043/67. 1967. október
LEE B 123 G	Részleges kiépítésű (a belső értehetőség $\leq 1$ ) háromszakaszos kapcsolóhálózat torlódásának meghatározása. Minden szakaszban Bernoulli eloszlás van	GIER-ALGOL-3	MTA, AKI Endrődy Tamás	BHG Gosztony Géza	BHG-GyFO F-003/68. 1968. január



Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
Elérhetőség	Multiplikált kimenetű csatolóutas kapcsolóhálózat torlódásszámítása. Pontos és közelítő eljárások összehasonlítása	GIER-ALGOL-3	MTA, AKI Endrődy Tamás	BHG Gosztony Géza	BHG-GyFO F-009/68. 1968. február
B 115 G	Tetszőleges szerkezetű kétszakaszos csatolóutas kapcsolóhálózat torlódásszámítása. Mindkét szakaszban Erlang eloszlás van	GIER-ALGOL-4	SZÜV Murányi Aladár	BHG Gosztony Géza, Rét Andrásné	
Forgalommérés	Forgalommérési adatok kiértékelése, forgalmas óra időpontjának és forgalmának meghatározása	GIER-ALGOL-4	BHG Tattay Emőke	BHG Gosztony Géza	KIM dolgozat, 1968. október
NEASIM-URAL	Sokfokozatos kapcsolóhálózatok torlódási valószínűségének meghatározása utánzással	URAL-2 gépi kód	MTA Számítókpt. Fidrich Ilona	BHG Gosztony Géza	
IQK2, IQK8	Sokfokozatos kapcsolóhálózatok torlódási valószínűségének meghatározása utánzással	ICT-ALGOL	MTA Számítókpt. Dávid Gábor	BHG Gosztony Géza	Információ és elektronika 3.1968. 1. 32-35
VÁR-VESZT	Korlátozott számú várakozási helyet tartalmazó várakozás-vesztéses tömegszolgáltatási rendszer utánzása. Egyetlen kiszolgáló szerv	URAL-2 gépi kód	MTA Számítókpt. Fidrich Ilona, Pergel József	BHG Gosztony Géza	BHG-GyFO VJ-009/67. 1967. március
IQKA	Torlódás valószínűségének megállapítása keveréssel bekötött vonalaláb esetében. Utánzás	ICT-ALGOL	MTA Számítókpt. Knuth Előd	BHG Gosztony Géza	Információ és elektronika 2.67.3. 197-199
Kezelők	Telefonközponti kezelők tevékenységének vizsgálata utánzással	URAL-2 szimbolikus gépi kód	MTA Számítókpt. Fidrich Ilona	BHG Rét Andrásné	BHG-GyFO F-044/68. 1968. szeptember
ECR 400 regiszter	Keveréssel bekötött, több irányból érkező forgalommal terhelt áramkörök torlódási valószínűségének meghatározása utánzással	URAL-2 szimbolikus gépi kód	MTA Számítókpt. Fidrich Ilona, Dávid Gábor	BHG Rét Andrásné	BHG-GyFO VJ-023/68. 1968. augusztus



Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
Vezérlő áramkör	Közös vezérlési telefonközpontok vezérlő áramkörének működési jellemzői forgalmi szempontból. Utánzás	URAL-2 szimbolikus gépi kód	MTA Számítókpt. Fidrich Ilona	BHG Gosztony Géza	
IQK 4	Várakozásos és veszteséges csatlóutas kapcsolóhálózat torlódási valószínűségének meghatározása utánzással	ICT-ALGOL	MTA Számítókpt. Knuth Előd	BHG Rét Andrásné	1968. december
Mérési sorozatok statisztikai értékelése	Mérési karakterisztikák regresszió számítása	MOSZT-F AUTOKÓD	BME Folyamat szabályozási Tsz.	MKKL Harangozó Józsefné	Programismertető, MKKL Méréselméleti osztály, 1968
RC hálózat súlytényezői	$0 < t < T$ időközben lépcsőzetesen növekvő időállandójú hálózat súlytényezői	FORTAN-IV	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tsz. Ambrózy András	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tsz. Ambrózy András	Periodica Polytechnica Vol. 12, No. 1. p. 61-70 (1968)
RC hálózat válaszfüggvénye zajra	$0 < t < T$ időközben lépcsőzetesen növekvő időállandójú hálózat kimenő jele kétutasan egyenirányított, sávkorlátozott, Gauss-eloszlású zajra	FORTAN-IV	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tsz. Ambrózy András	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tsz. Ambrózy András	Proc. IEE Vol. 56, No. 1. pp. 78-79 (1968)
Gunn domain szórás időmodell	A nagy térerősségű domainek jellemzőinek számítása	RAZDAN ALGOL	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tsz. Székely Vladimír Tarnay Kálmán	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tsz. Székely Vladimír, Tarnay Kálmán	Electronics Letters Vol. 4. pp. 592-594 (1968)
Dióda	Félvezető dióda modellezése a pn átmenet fizikai sajátosságainak, valamint a soros ellenállás figyelembevételével	RAZDAN ALGOL	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tsz. Tarnay Kálmán	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tsz. Tarnay Kálmán, Székely Vladimír	
67-P	Veszteséges polinom szűrők optimalizálása lineáris programozással	ELLIOTT AUTOKÓD, Mk. III.	FMV Herendi Miklós	FMV Herendi Miklós	
66-O	Veszteségmentes polinomszűrők optimalizálása lineáris programozással	ELLIOTT AUTOKÓD, Mk. III.	FMV Herendi Miklós	FMV Herendi Miklós	Híradástechnika XX. évf. 1. sz. 1-7 old. (1969)
68-E/C	Kvarc diszkriminátor optimalizálása	ELLIOTT AUTOKÓD, Mk. III.	FMV Herendi Miklós	FMV Herendi Miklós	



Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
68-C	Csomóponti analízis program lineáris aktív áramkörökre, 33 csomópontig	ELLIOTT AUTOKÓD, Mk. III.	FMV Herendi Miklós	FMV Herendi Miklós	
68-X	R, L, C és kvarc elemekből összetett passzív hálózatok csillapításának számítása	ELLIOTT AUTOKÓD, Mk. III.	FMV Herendi Miklós	FMV Herendi Miklós	
COINS COMplex INstruction System	Általános nyelven írt programról AUTOKÓD Mk. III. programot készít és azt kiegészíti a komplex műveletek eljárás-törzseivel	ELLIOTT TI KÓD	FMV Herendi Miklós	FMV Herendi Miklós	
68-E	Általános optimalizáló program	ELLIOTT AUTOKÓD Mk. III.	FMV Herendi Miklós	FMV Herendi Miklós	
Monte-Carlo-program sorozatgyártás imitálására	Lineáris érzékenység matrix-szal jellemezhető áramkörök jellemzőit számolja és statisztikáját elkészíti	ELLIOTT AUTOKÓD gépi blokkokkal	Telefongyár Thassy Miklós	Telefongyár Radvány Jenő	
IV-V sávú TV-adóhálózat	TV-adók vételkörzetének számítása interferencia figyelembevételével	ELLIOTT AUTOKÓD URAL-2 változata	MTA, Számító kpt. Koszó Gábor	POKI Kiss Zoltán	
URH-FM adóhálózat	URH-FM adók vételkörzetének számítása interferencia figyelembevételével	ELLIOTT AUTOKÓD URAL-2 változata	MTA, Számító kpt. Koszó Gábor	POKI Kiss Zoltán	
A. Kor. RC.	Csillapítás korrekter méretezése, ha az áthidaló impedancia RC tagokból áll	GIER-ALGOL-3	SzÜV Baranyai Jolán	POKI Farkas Vilmos, BME Vez. Híradástechn. Tsz. Halász Edit	
Időnormák	Beruházások időbeni felosztásának gazdasági optimuma	GIER-ALGOL-3	SzÜV Baranyai Jolán	POKI Lajtha György	
EA-1, EA-3, EA-5	Aktív tartományban működő tranzistoros áramkör egyenáramú analízise különböző áramköri megadás esetén	GIER-ALGOL-4	SzÜV Kriston Ferencné	MIKI Roska Tamás	Tanulmány, dokumentáció KGM-ISZSZI számára, 1968. december
PZIL	Pólusaival és zérusaival megadott transzfer függvény inverz Laplace transzformációja	GIER-ALGOL-3	MIKI Roska Tamás	MIKI Roska Tamás	Tanulmány, dokumentáció KGM-ISZSZI számára, 1968. december



Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
FAKT	Feistel-Unbehauen-féle L szűrők polinomjainak meghatározása	GIER-ALGOL-3	MIKI Roska Tamás	MIKI Roska Tamás	Tanulmány, dokumentáció KGM-ISZSZI számára, 1968. december
TOP	RLC áramkör transzfer függvényének meghatározása szimbolikus formában topológiai módszerrel	GIER-ALGOL-3	MTA, Matematikai Logikai és Automataelméleti Tszk. Kutató Csoport. Pávó Imre, Makay Árpádné	MIKI Roska Tamás	Tanulmány KGM-ISZSZI számára, 1968. december
BODE-1	Együtthatóival megadott átviteli függvényből amplitúdó és fáziskarakterisztika számítása	GIER-ALGOL-3	MIKI Roska Tamás	MIKI Roska Tamás	Tanulmány KGM-ISZSZI számára, 1968. december
PRIM	RLC elemeket és feszültségvezérelt áramgenerátort tartalmazó hálózati transzfer függvényének meghatározása szimbolikus formában	GIER-ALGOL-4	SzÜV Baranyai Jolán	MIKI Roska Tamás	Tanulmány KGM-ISZSZI számára, 1968. december
Fixmemoria huzalozás	Ferrittranszformátoros fixmemoria szavainak, ill. bitjeinek rendezése az adott pontok közötti, irányított út megkeresésével	MITRA-I.	MTA, AKI Harnos Zsoltné	MTA, AKI Harnos Zsoltné	MTA, AKI, saját használatra, 1969. február
SZVA	Geometriai adatok alapján rajzoló, fúró, plattírozó, huzalozó vezérlő szalag gyártása az MTA, AKI, NYÁK gyártó automata számára	MITRA-I.	MTA, AKI Majoros Kászon	MTA, AKI Kovács György	MTA, AKI saját használatra, 1969. február
AMO1	Maximum 14 változós Boole-függvényhez nem redundáns diszjunktív normálformát határoz meg	ICT-1905 ALGOL	KFKI Viszt Éva	KFKI Viszt Éva, Bagyinszki János	KFKI, Közlemények 1968. 289 – 323. old.
AVO1	Maximum 23 változós Boole-függvényhez a primimplikánsokat meghatározza, lényeges primimplikánsokat kiválasztja	ICT-1905 ALGOL/PLAN	KFKI Viszt Éva	KFKI Viszt Éva, Bagyinszki János	KFKI, Közlemények 1968. 289 – 323. old.
AVO2	Az AVO1 által meghatározott választható primimplikánsokból irredundáns lefedő rendszer kiválasztása	ICT-1905 ALGOL/PLAN	KFKI Viszt Éva	KFKI Viszt Éva, Bagyinszki János	KFKI, Közlemények 1968. 289 – 323. old.



Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
S1D1G	Általános A mátrix esetén $e^{AT}$ -t szolgáltatja	GIER-ALGOL-3	Majtényi György	BME, Vezetékes Híradástechn. Tsz. Kiss Dénes, Majtényi György	Diplomaterv, BME, Vez. Híradástechn. Tsz. 1968.
S1D3G	Racionális törtfüggvény inverz Laplace-transzformáltja Lion-módszerrel, valódi tört esetén	GIER-ALGOL-3	Majtényi György	BME, Vezetékes Híradástechn. Tsz. Kiss Dénes, Majtényi György	Diplomaterv, BME, Vez. Híradástechn. Tsz. 1968.
S1D2G	Racionális törtfüggvény inverz Laplace-transzformáltja Lion-módszerrel, áltört esetén	GIER-ALGOL-3	Majtényi György	BME, Vezetékes Híradástechn. Tsz. Kiss Dénes, Majtényi György	Diplomaterv, BME, Vez. Híradástechn. Tsz. 1968.
Inverz Z Transform	A pólusokhoz tartozó reziduumokból időfüggvényt számol	ICT-FORTRAN	Erdős Edit	BME, Vezetékes Híradástechn. Tsz. Kiss Dénes, Erdős Edit	Diplomaterv, BME, Vez. Híradástechn. Tsz. 1968.
ANAL-3	30 esomópontot tartalmazó lineáris aktív hálózat analízise a ferencvenciatartományban az Y paraméterek segítségével	MINSZK 22	Cser József, Csókás István	BME, Vezetékes Híradástechn. Tsz. Kiss Dénes, Cser József, Csókás István	1968. július
BHG-11	Inverter tolerancia számítása Monte-Carlo-módszerrel	URAL-2 gépi kód	MTA Számító kpt. Dávid Gábor	BME, Vezetékes Híradástechn. Tsz. Géher Károly, BHG Gosztony Géza, Nyúl Endre	Diplomaterv, BME, Vez. Híradástechn. Tsz. 1968.
	Létrakapcsolás tolerancia számítása Monte-Carlo-módszerrel	ELLIOTT-803 AUTOKÓD, gépi kód	Murai Károly	BME, Vezetékes Híradástechn. Tsz. Géher Károly, Murai Károly	Diplomaterv, BME, Vez. Híradástechn. Tsz. 1968.
$\tau Tn\delta$	Csebisev futási idejű aluláteresztő polinom szűrők katalógusa	ELLIOTT-803 AUTOKÓD, GIER-ALGOL-3	NIM, Ipargazdasági és Üzemszervezési Intézet, Póka Péter	BME, Vezetékes Híradástechnika Tsz. Géher Károly, Bagi Ákos	Diplomaterv, BME, Vez. Hír. Tsz. 1967.
TAU04	Negyedfokú futási idő korrektor tervezése lineáris programozással	GIER-ALGOL-3	SzÜV Baranyai Jolán	BME, Vezetékes Híradástechnika Tsz. Halász Edit	1968. március
RAND 1. RAND 2.	Konvolúció integrál számítása Monte-Carlo-módszerrel	GIER-ALGOL-4 abszolút címzésű gépi kód blokkokkal	SzÜV Dévai Géza	BME, Vezetékes Híradástechnika Tsz. Géher Károly, TKI, Gulyás Ottó	1968. augusztus 1969. január



Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Shakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
	Torzított FSK jel nullátmenetei (diszkrét spektrum)	GIER-ALGOL-3	BME, Vez. Híradástechnika Tsz. Sallay Gyula	BME, Vezetékes Híradástechnika Tsz. Gordos Géza, Sallay Gy.	Diplomaterv, BME, Vez. Híradástechn. Tsz. 1968.
	Torzított FM jel nullátmenetei (egységugrás moduláló jel)	GIER-ALGOL-3	BME, Vez. Híradástechnika Tsz. Sallay Gyula	BME, Vezetékes Híradástechnika Tsz. Gordos Géza, Sallay Gy.	Diplomaterv, BME, Vez. Híradástechnika Tsz. 1968.

## Dr. SZABÓ NÁNDOR

Ismét elvesztettünk egyet a magyar híradástechnika úttörői közül. Dr. Szabó Nándor 1903. szeptember 16-án Tiszafüreden született.

Az elemi iskolát Debrecenben végezte 1909–13 között. A gimnázium első négy osztályát Egerben, a második négyet Debrecenben végezte, érettségi vizsgát 1921-ben Debrecenben tett, 1921-ben beiratkozott a Budapesti Tudományegyetem Bölcsészeti Karára, ahol matematikai, fizikai és kémiai tanulmányokat folytatott, 1927-ben a debreceni Tudományegyetemre iratkozott be, már mint hallgató, a Fizikai Intézetbe került, ahol egyetemi tanulmányai befejezése után tanársegéd volt 1935. dec. 1-ig. Közben 1929. májusban letette a doktori szigorlatot „Summa cum Laude” eredménnyel. 1937-ben a Standard Villamossági R.T. kötelékébe lépett, mint laboratóriumi fizikus és itt dolgozott 1948. december 31-ig. Ezután 1949-ben belépett a Telefongyárba, mint kutató fizikus, 1951-ben áthelyezték a Távközlési Kutató Intézetbe, ahol 1952 januárig mint csoportvezető kutató, ezután mint főcsoportvezető kutató, majd 1954 novemberétől mint osztályvezető működött nyugdíjba meneteléig.

Az Egyetemen részben oktatással, részben rádiótechnikai kutatásokkal foglalkozott. A Standard Villamossági R.T.-nél adó-vevő készülékek tervezésével, később a rádiólokátorok tervezésével, majd 1945 után műszerek és nagyadó-építőelemek tervezésével foglalkozott. 1951-től kezdve — a Kar megszűnéséig — rendszeresen előadott a Hadmérnöki Karon. Több előadásorozatot tartott a Mérnöki Továbbképző Intézetben is (impulzustechnika, számoló-áramkörök, visszacsatolt rendszerek, tranzisztorok). Az előadások anyagának jelentős része eredeti munkának tekinthető. Négy szabadalmi bejelentése van.

Mintegy 25 tudományos dolgozata jelent meg, és az Akadémiai Kiadónál „Impulzustechnika” c. könyve, amelynek jelentős része eredeti munkásságát tükrözi.

Rendkívül alapos elméleti tudása jó kísérletező készséggel és szorgalommal párosult. Készséggel segített a tanácsért hozzá fordulón és sokat tett a fiatalabb mérnökök és fizikusok továbbképzése érdekében.

Emlékét munkatársai és barátai, továbbá jelentős alkotásai őrzik meg az utókor számára.



## A felületi hullám térerősségének több hónapos megfigyelése hosszú- és középhullámon

ETO 621.391.32 : 621.391.81.621.371.3

Korábbi tanulmányainkban [1, 2] beszámoltunk a Nagycenk melletti geofizikai obszervatóriumban folyó ionoszférikus abszorpció-mérésekről és részletesen ismertettük a mérések alapját képező ún. A3 módszert. Itt csak megemlítjük, hogy a módszer a mérés helyétől megfelelő távolságra levő, hosszú- ill. középhullámú rádióadók által kisugárzott és az ionoszférában visszaverődött térhullámok térerősségének regisztrálásán alapszik. Az alsó ionoszféra csillapítását a térhullám térerősségének a felületi hullám térerősségéhez viszonyított értékéből állapítjuk meg. A számításokhoz használt egyenletben több állandó is szerepel, amelyeknek meghatározásáról szintén bővebben beszámoltunk a már említett tanulmányokban [1, 2]. Így pl. foglalkoztunk az  $\eta$  felületi hullámátviteli tényező meghatározásával, amelyhez szükséges volt az alkalmazott adók által kisugárzott felületi hullámok térerősségének a mérése. A továbbiakban részletesen ismertetjük ezeknek a méréseknek a lebonyolítását, valamint eredményeit.

A mérésekhez egy VEB Messelektronik, Berlin, gyártmányú, FSM 5 típusú térerősségmérőt használtunk. Két adó felületi hullámának térerősségét vizsgáltuk több hónapon keresztül. A középhullámú tartományban Budapest (539 kHz,) a hosszúhullámú tartományban Československo (272 kHz) volt az abszorpciómérésekhez alkalmazott adóállomás.

Először szabadban végzett mérésekkel meghatároztuk mindkét adó felületi hullámának térerősségét, majd a lélegektromos állomás épületében mérve kiválasztottuk azt a helyiséget, amelyben a mérési eredmények a legjobban egyeztek a szabadban észlelt térerősségértékekkel. Az épületben ugyanis helyiségenként meglehetősen különböző értékek adódtak, főként 272 kHz-en. Ennek bemutatására állítottuk össze az 1. táblázatot, amely ugyanazon a napon a déli órákban, különböző helyiségekben mért térerősségértékeket tartalmazza.

1. táblázat

Helyiség	A talajhullám térerőssége (mV/m)	
	272 kHz-en	539 kHz-en
Nyugati szoba	7,98	3,64
Folyosó*	5,95	—
Keleti szoba	4,69	3,28

\* A folyosó a nyugati és a keleti szobát választja el egymástól.

Ugyanakkor a szabadban 272 kHz-en 8,12 mV/m, 539 kHz-en pedig 3,56 mV/m volt a térerősség. Ennek alapján a nyugati szobát választottuk több

hónapos mérési sorozatunk lebonyolításának fő színhelyéül, de időnként a keleti szobában is végeztünk méréseket, és ezek azt mutatták, hogy a két helyiségben mért térerősségek közötti különbség a vizsgálatok egész időtartama alatt fennállt. A továbbiakban csak a nyugati szobában lebonyolított mérések eredményeivel foglalkozunk.

A méréseket mindig a dél körüli órákban hajtottuk végre, hogy ezáltal csak a felületi hullámok térerősségét mérjük. Ilyenkor ugyanis az alkalmazott frekvenciákon a térhullám erősen abszorbeálódik a D-réteg nagy elektronkoncentrációja miatt, és így az észlelt térerősségértékek gyakorlatilag a felületi hullámok térerősségével egyenlők. Ezt műszerünkkel úgy ellenőriztük, hogy keretantennáját a felületi hullámra nézve minimum helyzetbe állítottuk és így lényegében csak a térhullám indukálhatott benne feszültséget. Amint a 2. táblázatból látható, az ún. „minimum helyzetben” mért térerősségértékek mindkét frekvencián elhanyagolhatók az ún. „maximum helyzetben” mért térerősségértékekhez viszonyítva.

2. táblázat

Antenna	A térerősség mV/m-ben	
	272 kHz-en	539 kHz-en
maximum helyzetben	8,26	3,50
minimum helyzetben	0,126	0,096

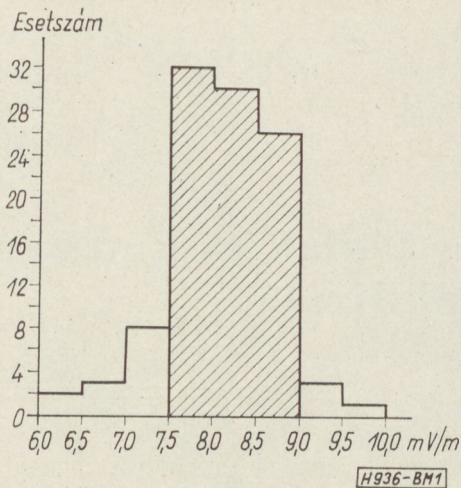
Ez azt jelenti, hogy a déli órákban végrehajtott mérések valóban csak a felületi hullámok térerősségét adják az alkalmazott frekvenciákon. Megjegyzendő, hogy a minimum helyzetben megfigyelt térerősségértékek egy része a térerősségmérő közelében levő szekunder sugárzóktól származhat.

272 kHz-en 1966. október 3. és 1967. május 3. közötti időszakban 105 esetben mértük a felületi hullám térerősségét. A mért térerősségeket 0,5 mV/m értékközű csoportokba osztottuk. Az 1. ábrán a térerősségértékeknek az egyes csoportok közötti eloszlását mutatjuk be. A térerősség az esetek 84%-ában a 7,5 mV/m és 9,0 mV/m határokon belül ingadozott.

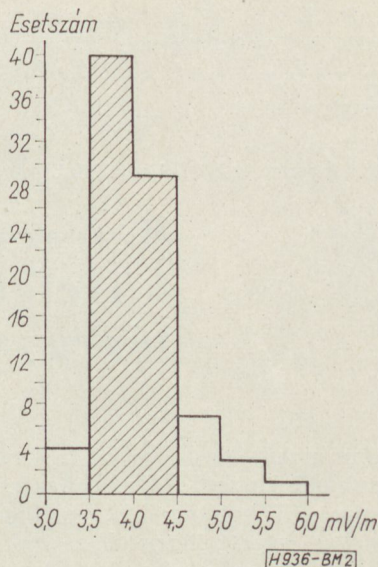
539 kHz-en 1966. szeptember 29. és 1967. március 28. között végeztünk megfigyeléseket. A 84 térerősségérték eloszlását — az ugyancsak 0,5 mV/m értékközű csoportok között — a 2. ábrán láthatjuk. Az esetek legnagyobb részében (82%) a 3,5 mV/m és 4,5 mV/m határok közé esik a térerősség.

Mindkét ábrán csikozással tettük szemléletesebbé a leggyakrabban észlelt értékek csoportjait. Az ábrák alapján megállapítható, hogy a felületi hullám térerőssége — bár többnyire csak egy szűkebb tartományon belül — egy hosszabb mérési sorozat folya-





1. ábra



2. ábra

mán mind középhullámon, mind hosszúhullámon változásokat mutat.

Az észlelt változás további vizsgálatára meghatároztuk a megfigyelési időszak különböző hónapjaiban mért térerősségek havi középértékeit ( $\bar{x}$ ). Számításainkat mindkét frekvencián elvégeztük és minden esetben meghatároztuk a középértékek szórását ( $\sigma_{\bar{x}}$ ) is, a  $\sigma_{\bar{x}} = \frac{\sigma}{\sqrt{n}}$  képlet alapján. Itt  $\sigma = \sqrt{\frac{\sum(x_i - \bar{x})^2}{n}}$

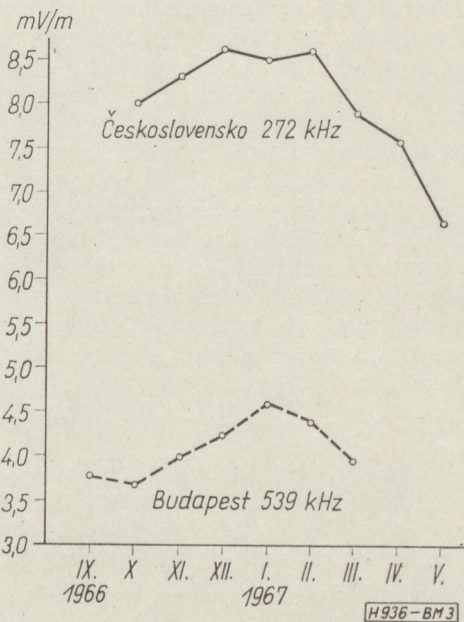
jelenti az egyes értékek szórását,  $x_i$  a mért értékeket és  $n$  a mérések számát. Az eredményeket a 3. táblázatban foglaltuk össze:

3. táblázat

Év	Hó	A talajhullám térerősségének középértéke mV/m-ben	
		272 kHz-en	539 kHz-en
1966	szeptember		3,77 ± 0,02
	október	8,00 ± 0,05	3,67 ± 0,04
	november	8,32 ± 0,08	3,98 ± 0,04
	december	8,63 ± 0,16	4,24 ± 0,02
1967	január	8,52 ± 0,14	4,60 ± 0,12
	február	8,60 ± 0,17	4,41 ± 0,15
	március	7,91 ± 0,25	3,96 ± 0,08
	április	7,61 ± 0,20	
	május	6,67 ± 0,08	

A táblázat alapján megállapítható, hogy mind középhullámon, mind hosszúhullámon határozott változás van a felületi hullám térerősségében, amely évszakos jelleget mutat. A szórások nagysága a középértékek megbízhatóságára utal. Meg kell még jegyeznünk, hogy noha 272 kHz-en a decemberi és a májusi, 539 kHz-en pedig a szeptemberi és a decemberi középértékeket csak néhány mérési adatból határoztuk meg, ezek mégis jól beleillenek a sorozatba.

A középértékek változásának jobb szemléltetésére közöljük a 3. ábrát. A téli időszakban mindkét frekvencián kialakul egy maximum a felületi hullám térerősségében. Bár megfigyeléseink egyik esetben sem fedik a teljes évet, a görbék lefutása alapján



3. ábra

arra következtethetünk, hogy a felületi hullám térerőssége évszakokhoz kötötten változik.

Mint ismeretes, a felületi hullám térerősségét adott teljesítményű és távolságú adó esetében az ún. felületi hullámátviteli tényező határozza meg. Mivel az utóbbi a talaj vezetőképességének és dielektromos állandójának a függvénye, a felületi hullám térerősségének évszakos változását a talajnak az évszakokkal változó nedvességtartalma okozhatja.

IRODALOM

1. Bencze Pál—Márcz Ferenc: Elektromágneses hullámok abszorpciója az ionoszférában. Fizikai Szemle, XVIII. kötet, 106 old. (1968).
2. Bencze Pál—Márcz Ferenc: Über die Messung der ionosphärischen Absorption mit der Methode A 3. Acta Geod. Geoph. et Montanist. Acad. Sci. Hung. 2,409 (1967).



## Referencia-forrás kialakítása nagyobb követelményű stabilizált tápegységekhez

ETO: 621.311.6: 621.316.722.1.089.68

A referenciaforrás működési elvét az 1. ábra szemlélteti. Tekintsük először az 1a ábrát. Az áramkör lényege egy olyan Wheatstone-híd, amelynek egyik ágában ellenállás helyett Zener-dióda van, a B–D pontok közé az indikátor helyére a bemutatott módon egy  $pnp$  típusú tranzisztor bázisa és emittere csatlakozik, a tranzisztor kollektorkörében munkaellenállásként pedig egy másik Zener-dióda szerepel. Az áramkört nem stabilizált feszültségforrásról tápláljuk. Igen stabil referencia feszültség a  $Z_2$  Zener-diódán a következő módon jön létre. Tegyük fel, hogy az  $U_T$  tápfeszültség növekszik, akkor a  $Z_1$  Zener-diódán is nő a feszültség, de csak kis mértékben, míg az  $R_e$  ellenálláson eső feszültség változása az  $U_T$  változását jobban követi. Ebből adódik, hogy pl. növekvő  $U_T$  esetén a tranzisztor emittere és bázisa közötti feszültség csökkenni fog, tehát csökken a kollektorárama is és megfelelő méretezés esetén a  $Z_2$  Zener-dióda feszültségesése változatlan marad. Csökkenő  $U_T$  feszültség esetén a tranzisztor kollektorárama oly mértékben növekszik, hogy  $U_{ref}$  megint változatlanul maradjon.

Az  $R_E$  ellenállásnak az elvi működésben nincs szerepe, az csak a tranzisztor paramétereinek munkapont- és hőmérsékletfüggését csökkenti. Az áramkör egy másik megvalósítását  $nnp$  tranzisztorral az 1b ábra mutatja be, ennek működése az előbbivel teljesen azonos.

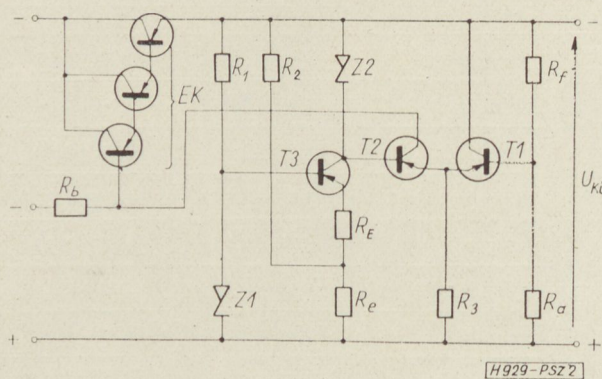
A leírt elvet alkalmazhatjuk pentódával és parázsfény stabilizátor-csővel is.

Az áramkör előnyösen használható igen jó minőségű stabilizátorokban referencia-forrásként és normálem helyett. Ismeretes, hogy minőségi stabilizátorok-

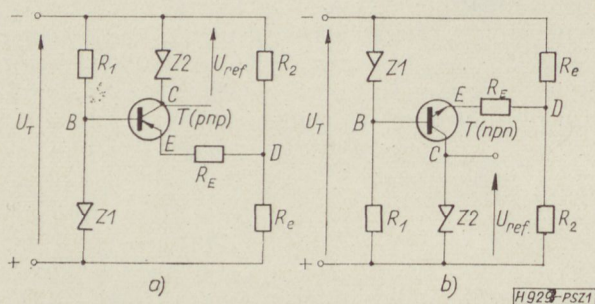
ban legnagyobb követelményt a referenciaforrásokkal szemben támasztjuk, mert a stabilizátor kimenőfeszültségének változása arányos a referenciafeszültség változásával.

Soros szabályozós típusú stabilizátorban való alkalmazásra mutat példát a 2., 3., 4. és 5. ábra. A 2. ábra kapcsolása kissé szokatlan, mert a stabil referenciaforrást általában a hibajelerősítőként működő differenciálerősítő bázisa és a tápfeszültség pozitív pólusa közé kapcsolják. Ebben az esetben a hibajelet a  $T_2$  tranzisztor kollektoráról kell az emitterkövető lánc bázisához vezetni, míg a 3. ábrán bemutatott („alsó referenciaforrás”) gyakoribb megoldásban a hibajelet a  $T_1$  tranzisztor kollektoráról megy tovább az emitterkövető lánchoz.

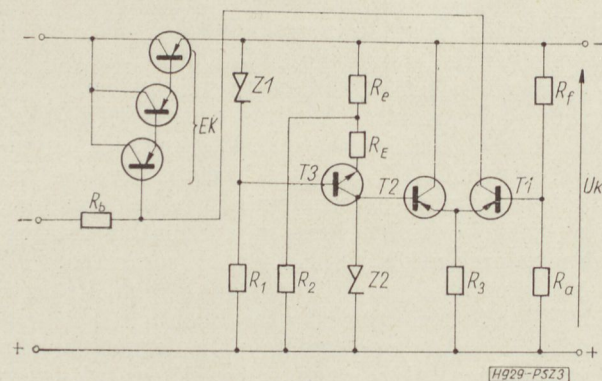
A 4. és 5. ábra ugyancsak ritkábban alkalmazott soros szabályozós típusú stabilizátor kapcsolást mu-



2. ábra



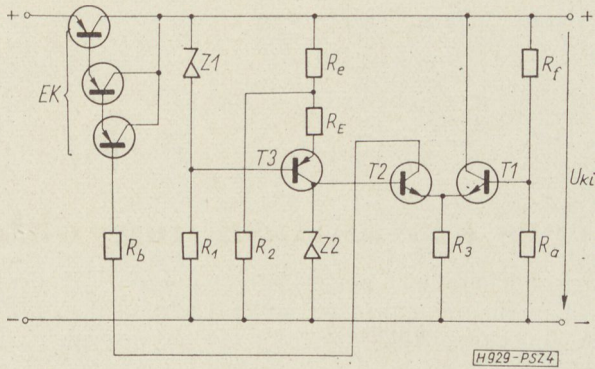
1. ábra



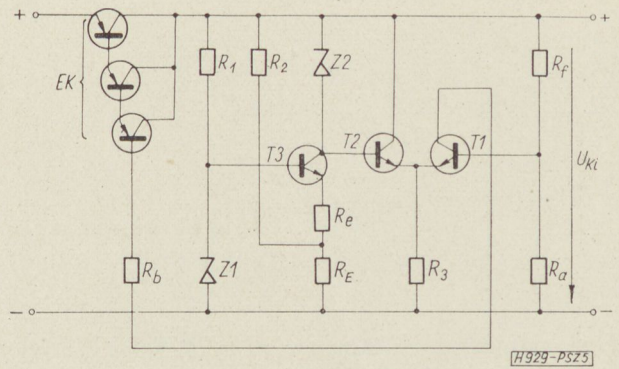
3. ábra

Beérkezett 1968. IX. 25-én.





4. ábra



5. ábra

tat be. A 3. és 4. ábra kapcsolásához képest a különbség mindössze annyi, hogy itt az emitterkövetőlánc az emitterével csatlakozik a tápegység pozitív sarkára és a kollektorával pedig a kimenetre. Ez a kapcsolás akkor célszerű, ha a stabilizátor negatív pólusát kell földelni. Az ábrákban feltüntettük mind a *pnp*, mind az *nnp* típusú referenciaforrás kapcsolását. A hibajelerősítő tranzisztorai *nnp* típusúak.

Meg kell jegyezni, hogy az ilyen minőségű referencia forrásokat csak az egyébként is jó minőségű stabilizátorokban célszerű alkalmazni.

**A referenciaforrás analízise és méretezése**

Az áramkör részletesebb tárgyalásához az 1a) ábra kapcsolását vesszük alapul, amelyet a 6. ábrán ismét bemutatunk az áram és feszültségirányok feltüntetésével.

A Zener-diódát az  $r_z$  soros differenciális ellenállással és az  $U_{ZO}$  (adott munkaponthoz tartozó) zenerfeszültségével vesszük figyelembe a számítások során. Célunk  $\Delta U_{ref} = f(\Delta U_T)$  kapcsolat megállapítása.

A számításokat az alábbi közelítésekkel végezzük el,

$$I_{Z1} \approx I_1 \gg I_B$$

$$\Delta I_C \approx \Delta I_E \approx \beta \Delta I_B$$

(az  $I_1 \gg I_B$  teljesítése az  $R_1$  megfelelő megválasztásától, ill. a  $Z_1$  Zener-dióda optimális munkaponti áramától függ.)

A közelítések és az ábra alapján (csak a megváltozásokat figyelembe véve, amit  $\Delta$ -val jelölünk) a következő egyenleteket lehet felírni:

$$\Delta I_1 \approx \Delta I_{Z1} \approx \frac{\Delta U_T}{R_1 + r_{Z1}} \approx \frac{\Delta U_T}{R_1}$$

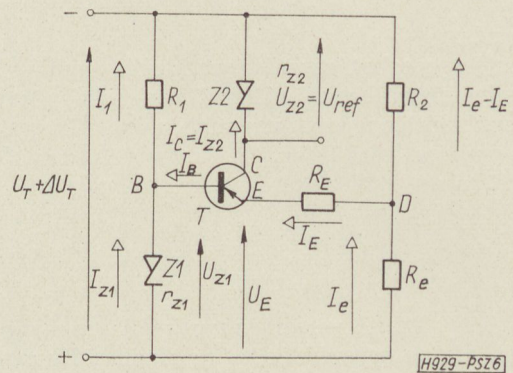
$$\Delta U_{Z1} = r_{Z1} \Delta I_{Z1} \approx \frac{r_{Z1}}{R_1} \Delta U_T$$

$$\Delta U_{BE} = h_{11B} \Delta I_E \approx h_{11B} \Delta I_C = \Delta U_{Z1} - \Delta U_E$$

valamint

$$\Delta U_E = \Delta I_E R_e + \Delta I_E R_E$$

$$\Delta U_T = \Delta I_C (R_e + R_2) - \Delta I_E R_2.$$



6. ábra

A fenti egyenletekből meghatározható a kollektoráram változása:

$$\Delta I_C = \frac{r_{Z1}}{R_1} \frac{R_e}{R_e + R_2} \cdot \Delta U_T.$$

Ez az áram változás a  $Z_2$  Zener-dióda differenciális ellenállásán folyik át és azon feszültségesést hoz létre, ezért a referencia-feszültség megváltozására az alábbi egyenlet érvényes:

$$\Delta U_{ref} = \Delta U_{Z2} = r_{Z2} \Delta I_C.$$

Behelyettesítve a  $\Delta I_C$  értékét, a végeredményt nyerjük:

$$U_{ref} = r_{Z2} \frac{r_{Z1}}{R_1} \frac{R_e}{R_e + R_2} \cdot \Delta U_T.$$

Ideális esetben véges  $\Delta U_T$ -hez  $\Delta U_{ref} = 0$  tartozik, ez teljesül, ha az

$$\frac{r_{Z1}}{R_1} = \frac{R_e}{R_e + R_2}$$

egyenlet érvényes; ezt a továbbiakban, mint méretezési feltételt alkalmazzuk. A feltétel egyszerűsíthető, mert általában fennáll az alábbi egyenlőtlenség

$$\frac{r_{Z1}}{R_1} \ll 1,$$



ezért

$$R_2 \gg R_e,$$

tehát

$$\frac{r_{z1}}{R_1} \approx \frac{R_e}{R_2},$$

így nyilván

$$I_E \approx I_e \approx I_c.$$

Ezek alapján az  $\Delta U_{ref}$  nevezője  $h_{11B} + R_E + R_e$  értékkel helyettesíthető. A  $h_{11B}$  munkapont is hőmérsékletfüggő, emiatt célszerű a

$$h_{11B} \ll R_E + R_e$$

választás.

Ezután meghatározzuk az ideális működéshez szükséges ellenállásértéket. A  $Z_1$  Zener-dióda feszültsége nyilván lényegesen nagyobb, mint a tranzisztor bázis-emitter feszültsége, így ez utóbbit az előbbi mellett elhanyagolhatjuk és kapjuk, hogy

$$R_e + R_E \approx \frac{U_{z10}}{I_{z20}} \gg h_{11B},$$

ahol  $I_{z20}$  a  $Z_2$  Zener-dióda optimális munkaponti árama. Ha az egyenlőtlenség nem teljesül, nagyobb feszültségű vagy kisebb áramú Zener-diódát választunk. Külön-külön nincs megkötés az  $R_e$  és  $R_E$  értékeire, így célszerűen egyenlő értékűre vesszük fel a két ellenállást:

$$R_e = R_E = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{z10}}{I_{z20}}.$$

A  $Z_1$  Zener-diódával soros ellenállás értéke:

$$R_1 \approx \frac{U_{Tmin} - U_{z10}}{I_{z10}}.$$

A  $\Delta U_{ref} = 0$  feltételből pedig  $R_2$  értéke adódik:

$$R_2 = R_e \frac{R_1}{r_{z1}}.$$

A jó működéshez nyilván szükséges még az, hogy a tranzisztor az aktív tartományban működjék; ez teljesül, ha

$$U_{Tmin} - (U_{z10} + U_{z20}) \geq 1 \text{ V.}$$

Még meg kell jegyezni, hogy a referencia-forrás kiemelő ellenállása  $r_{z2}$ .

**A referencia feszültség változása hőmérséklet változás esetén**

A  $U_{ref}$  feszültség a hőmérséklet változásával változik, ebben a változásban döntő szerepe a tranzisztor maradékáram-változásának, valamint a Zener-diódák Zener-feszültség változásának van.

A tranzisztor kollektorárama a hőmérséklet változásával a

$$\Delta I_c = \varphi I_{c0} \Delta T$$

összefüggés szerint változik, ahol

$$\varphi = \frac{1}{I_{c0}} \cdot \frac{dI_{c0}}{dT} [1/^\circ\text{C}]$$

a maradékáram hőmérsékleti tényezője, értéke  $8\%/^\circ\text{C}$  germánium tranzisztoroknál.

A Zener-feszültség az alábbi módon változik

$$\Delta U_z = \alpha U_z \cdot \Delta T,$$

ahol

$$\alpha = \frac{1}{U_z} \cdot \frac{dU_z}{dT}$$

a Zener-feszültség hőmérsékleti tényezője, ez függ az  $U_z$  nagyságától, pl.  $U_z = 5$  V-os Zener-diódánál zérus, 5 V-nál kisebb feszültségűnél negatív, felette pozitív, pl.  $U_z = 10$  V-nál  $\alpha = 0,8 \text{ } \%/^\circ\text{C}$ .

A továbbiakban meghatározzuk a  $T$  változásához tartozó  $\Delta U_{ref}$  értéket, ha közben  $\Delta U_T = 0$ . Ebben az esetben a tranzisztor bázisa és emittora közé jutó feszültségváltozás  $\Delta U_{z1}$ -gyel egyenlő, amellyel egyensúlyt tart a  $h_{11B}$  ellenálláson átfolyó  $\Delta I_{E(z)}$  az index a Zener-feszültség megváltozása miatt keletkezett áramváltozásra utal (itt is élünk a  $\Delta I_{E(z)} \approx \Delta I_{c(z)}$  közelítéssel). Ennek alapján:

$$\Delta U_{EB} = \Delta U_{z1} = \alpha_1 U_{z10} \Delta T \approx h_{11B} \cdot \Delta I_{c(z)},$$

ahol  $\alpha_1$  a  $Z_1$  dióda Zener-feszültségének hőmérsékleti tényezője. A kollektoráram-változás:

$$\Delta I_{c(z)} = \frac{\alpha_1 U_{z10}}{h_{11B}} \cdot \Delta T.$$

A tranzisztor maradékáramát is figyelembe véve, a teljes kollektoráram-változás:

$$\Delta I_c = \Delta I_{z2} = \Delta I_{c(z)} + \Delta I_{c0}$$

$$\Delta I_{z2} = \left[ \frac{\alpha_1 U_{z10}}{h_{11B}} + I_{c0} \varphi \right] \cdot \Delta T.$$

Ez az áramváltozás a  $Z_2$  dióda differenciális ellenállásán feszültségesést kelt, ami hozzáadódik a Zener-feszültség megváltozásához, így a referencia-feszültség hőmérsékletfüggésére az alábbi eredményt nyerjük:

$$\Delta U_{ref} = \Delta U_{z2} + r_{z2} \Delta I_{z2}$$

$$\Delta U_{ref} = \left[ \alpha_2 U_{z20} + \frac{r_{z2}}{h_{11B}} \alpha_1 U_{z10} + r_{z2} \varphi I_{c0} \right] \cdot \Delta T.$$

Ez a képlet adja meg a hőmérsékletre nem kompenzált esetre a referenciafeszültség hőmérsékletfüggését. Pontosabb számítás esetén esetleg még a  $h_{11B}$  hőmérsékletfüggése is figyelembe vehető.



A referenciafeszültség hőmérsékletfüggését többféle módon csökkentjük. Az egyik jó, de költséges megoldás az áramkör termosztátba helyezése.

5 V-os Zener-diódák alkalmazása mellett csak a tranzisztor hőmérsékletfüggése jelentkezik. Ettől eltérő referenciafeszültség esetén, ha mód van rá, a szükséges referenciafeszültséget két olyan Zener-dióda soros kapcsolásával állítjuk elő, amelyek ellenkező előjelű hőmérsékleti tényezővel rendelkeznek.

Az 5 V-nál nagyobb Zener-feszültségű diódákkal kompenzálás céljából szokás sorosan (nyitóirányban) szilícium rétegdiodát kapcsolni.

A hőmérséklet-kompenzálás további módja, hogy az  $R_2$  ellenállást megfelelő hőmérsékleti tényezővel rendelkező ellenállás—termisztor-kombinációval helyettesítjük.

Végül a 6. ábrán látható kapcsolás mérési adatait közöljük. A különbség mindössze annyi, hogy a  $Z_2$  Zener-diódával sorbakötöttünk egy  $Z_3$ -as Zener-diódát és azok együttesen 10 V-os referenciafeszültséget adtak, tehát hőre kompenzáltuk a referenciaforrást. A kapcsolatban szereplő elemek adatai a következők:

$$R_1 = 1,8 \text{ k}\Omega, \quad Z_1 = 1S135 \text{ Toshiba Zener-dióda,}$$

$$R_E = 560 \Omega, \quad R_2 = 27 \text{ k}\Omega, \quad R_e = 470 \Omega,$$

$$Z_2 = Z_3 = 1S135 \text{ Toshiba Zener-diódák,}$$

$$T = \text{OC 1071 Tungstram-tranzisztor.}$$

A mérésnél kompenzátorot használtunk és bemenő-

feszültséget, valamint a hőmérsékletet változtattuk. A mérési eredményeket az alábbi táblázatban közöljük:

$U_{TV}$	Hőmérséklet		
	0 C°	27 C°	50 C°
27	10,935 (7)	10,935 (0)	10,942 (4)
34	10,938 (5)	10,938 (0)	10,950 (0)
41	10,938 (5)	10,938 (0)	10,950 (0)

Látható, hogy a bemenőfeszültség széles határok közötti változására mindössze 3 mV-os referenciafeszültség-változást kapunk, mivel azonban a 0,1 mV-os szám nincs a skálán és az 1 mV-os jegy leolvasása is részben bizonytalan, így  $3 \text{ mV} \pm 2 \text{ mV}$  adódik a  $\Delta U_{\text{ref}}$ -re. Ha tehát a kapcsolat táppontjait a 2., 3., 4. és 5. ábrának megfelelő stabilizált pontra kötjük, úgy a bemenőfeszültség kis változása miatt (néhány mV) a referenciaforrás feszültség-változása nagyon kicsi lesz.

A hőmérséklet változásának hatását termosztátban vizsgáltuk. Ily módon a 34 V-os eredményeket figyelembe véve 0 C° és 50 C° között a változás  $12 \text{ mV} \pm 5 \text{ mV}$ . A hőfoktényező tehát:

$$\frac{(12 \pm 5) \cdot 10^{-3}}{10,94 \cdot 50} (0,216 \pm 0,1) 10^{-4} / \text{C}^\circ.$$

A Zener-diódák válogatása a ma már forgalomban levő hőkompenzált Zener-diódák alkalmazásával szükségtelen.

## Tartalmi összefoglalások

ETO 621.385.1.032.9 „1928/1950” TUNGSRAM (439)

Dr. Winter E.:

**Az EIVRT elektroncső gyártásának kiemelkedő eredményei 1928—1950 között**

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 9 sz.

A világhírű szerző ebben a cikksorozatban az Egyesült Izzólámpa és Villamosságai RT (Tungstram) gyárában folytatott kutató és gyártmánytervező munka egyes ipartörténeti szempontból érdekes mozzanatait ismerteti.

ETO 621.382.334:681.325.65

Pásztor Gy.:

**Az integrált RTL áramkört rendszer funkcionális sajátosságai**

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 8. sz.

A szerző cikkében az RTL áramkört rendszer funkcionális sajátosságait, zavarérzékenységét, terhelhetőségét, toleranciaérzékenységét, működési sebességét teszi vizsgálat tárgyává. A legkedvezőtlenebb eset feltételezésével meghatározza az áramkört elemek szórásának hatását a zajküszöb értékére. Erősen leegyszerűsített elmélettel számítja a kapcsolási időtartamokat és ezek bázis ellenállásfüggését. A számításokat a NOR kapura vonatkoztatva végzi. A számításokból megállapítható, hogy a zavarérzékenység és a terhelhetőség növelhető a bázisellenállás növelésével, ez azonban a kapcsolási idő megnövelésén keresztül lelassítja az áramkört működését.

## Обобщения

ДК 621.385.1.032.9 «1928/1950» TUNGSRAM (439)

Д-р Э. Винтер:

**Превосходные результаты производства электронных ламп на заводе Тунгсрам между 1928—1950**

НÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 9

Знаменитый автор в этой серии статей излагает события интересные с точки зрения истории этой промышленности по некоторым исследовательским и конструкторским работам на заводе Тунгсрам.

ДК 621.382.334:681.325.65

Д. Пастор:

**Функциональные свойства интегральной системы РТЛ (резистивно-транзисторные логические схемы)**

НÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 8

Испытывается функциональные свойства, помехочувствительность, нагрузочная способность, чувствительность по допускам и скорость определяется влияние разброса схемных элементов на величину порога помех.

С помощью очень упрощенной теории вычислены времени переключения и их зависимость от сопротивления база. Расчеты выполнены по схеме НИ-НИ. Из расчетов можно установить, что помехо-устойчивость может быть увеличена увеличением сопротивлением база, но это — увеличением времени переключения — замедляет работу схемы.



ETO 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher K.:

**Számítógép programok katalógusa, 1968**

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 8. sz.

Az összeállítás közli a Budapesti Műszaki Egyetem Vezetékes Híradástechnika Tanszéke által nyilvántartott híradástechnikai vonatkozású számítógép programnyilvántartás 1968. évi szaporulatát. A katalógus első része a Híradástechnika 1968. (XIX) 6. számában jelent meg a 169–173. oldalon.

ETO 621.391.32:621.391.81:621.371.3

Bencze P. – Márcz F.:

**A felületi hullám térerősségének több hónapos megfigyelése hosszú- és középhullámon**

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 8. sz.

A szerzők ismertetik a magyarországi Nagycenk melletti geofizikai obszervatóriumban folytatott méréseknek lebonyolítását, valamint eredményeit. A mért állomások a következők voltak: Budapest 539 kHz és Csekoslovensko 272 kHz. A mérések eredményeit táblázatokban és diagramokon közlik.

ETO 621.311.6:621.316.722.1.089.68

Pejtsik P. – Saufert J. – Zillich P.:

**Referenciaforrás kialakítása nagyobb követelményű stabilizált tápegységekhez**

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 8. sz.

A félvezető elemekkel kialakított áramkörök táplálása általában stabilizált egyenfeszültségforrásról történik. A különböző felhasználási területek megszabják a tápegységgel szemben támasztott stabilitási követelményeket. Stabilizáló elemként leginkább Zéner-diódát alkalmaznak.

A cikkben leírt referenciaforrás a bemenőfeszültség változásait széles tartományban kiegyenlíti, valamint a külső hőmérséklet változásait a megfelelő hőfoktényezők megválasztásával kompenzálja. Így a kapesolás alkalmas nagy stabilitású tápegységek vagy egyéb szabályozástechnikai rendszerek alapjének előállításához.

ДК 621.39:681.3.06(085)

Д-р К. Гехер:

**Каталог программ вычислительных машин, 1968**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 8

Составление дает прирост в г. 1968 ведомости программ вычислительных машин касающихся техники связи, изготовленной кафедрой проводной связи Будапештского Технического Университета. Первая часть каталога была опубликована в номере 6. г. 1968 (XIX) на страницах 169–172 журнала ХИРАДАШТЕХНИКА.

ДК 621.391.32:621.391.81:621.371.3

П. Бенце—Ф. Мерц:

**Наблюдение напряженности поверхностной волны в течение несколько месяцев на длинных и средних волнах**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 8

Авторы излагают измерения и их результаты в геофизической обсерватории возле Надценк в Венгрии. Измеряемые станции были: Будапешт 539 кГц и Чехословакия 272 кГц. Результаты измерений составлены в таблицах и графиках.

ДК 621.311.6:621.316.722.1.089.68

П. Пейчик—Й. Сауферт—П. Зиллих:

**Создание эталонного источника для стабилизированных блоков питания с высокими требованиями**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 8

Питание схем на полупроводниковых приборах осуществляется с помощью стабилизированным источником постоянного напряжения. Различные области применения определяют требования стабильности блоков питания. Стабилизирующим элементом является чаще всего диод Зенера. Эталонный источник описанный в статье компенсирует изменения входного напряжения в широком диапазоне, а также изменения внешней температуры выбором пригодного температурного коэффициента. Таким образом схема является пригодной для создания эталонного сигнала блоков питания высокой стабильности и других систем техники регулирования.

**Zusammenfassungen**

DK 621.385.1.032.9 „1928/1950“ TUNGSRAM (439)

Dr. E. Winter:

**Hervorragende Ergebnisse der Herstellung von Elektronenröhren des Vereinigten Glühlampen und Elektrizitäts A. G. zwischen 1928—1950**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 9

Der weltberühmte Verfasser erörtert in dieser Reihe von Aufsätzen einige, vom Gesichtspunkt der Geschichte dieser Industrie interessante Ereignisse der Forschungs- und Produkt-Konstruktionsarbeit in der Fabrik der Vereinigten Glühlampen und Elektrizitäts A. G. (Tungsram).

DK 621.382.334:681.325.65

Gy. Pásztor:

**Funktionelle Eigenschaften des integrierten RTL Stromkreissystems**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) № 8.

In dem Artikel werden die funktionellen Eigenschaften, Störempfänglichkeit, Belastbarkeit, Toleranzempfindlichkeit und Funktionsgeschwindigkeit des RTL Stromkreissystems untersucht. Mit der Vermutung des ungünstigsten Falles wird die Wirkung der Streuung der Stromkreiselemente auf dem Wert der Geräuschschwelle bestimmt. Mit einer sehr vereinfachten Theorie werden die Schaltzeitdauer und deren Abhängigkeit von Basiswiderstand ausgerechnet. Die Berechnungen werden bezüglich des NOR-Tors ausgeführt. Von diesen Berechnungen kann es behauptet werden, dass die Störempfänglichkeit und die Belastung mit der Vergrößerung des Basiswiderstandes vergrößert werden kann, dies verlangsamt durch die Vergrößerung der Schaltzeit die Funktion des Stromkreises.

DK 621.39:681.3.06(085)

Dr. K. Géher:

**Digitalrechnerprogramm-Katalog, 1968.**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) (XX) (1969) № 8.

In der Zusammensetzung wird die Vermehrung des Digitalrechnerprogrammregisters bezüglich der Fernmeldetechnik im Jahre 1968 erörtert. Dieser Digitalrechnerprogrammregister wird durch den Lehrstuhl der Drahtgebundenen Nachrichtentechnik der Technischen Universität Budapest in Evidenz gehalten. Der erste Teil des Katalogs erschien in der Zeitschrift Híradástechnika № 6/1968, Seiten 169–173.

**Summaries**

UDC 621.385.1.032.9 „1928/1950“ TUNGSRAM (439)

Dr. E. Winter:

**Outstanding Results of the Electron Tube Manufacture of the United Incandescence Lamp and Electrical Co. Ltd. between 1928—1950**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) № 9

The world-famous author describes in this series of articles some events, interesting from the point of view of the history of this industry, concerning the research and product design work carried out in the factory of the United Incandescence Lamp and Electrical Co. Ltd. (Tungsram).

UDC 621.382.334:681.325.65

Gy. Pásztor:

**Functional Properties of the RTL Integrated System**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) № 8.

Functional properties, interference sensitivity, capability of loading tolerance sensitivity and operating speed of the RTL circuit system are the subject of the paper. Supposing the worst case the influence of the dispersion of the circuit elements is determined on the value of the noise threshold. The operating time and their dependence on the base resistance are calculated with a considerably simplified theory. The calculations are made regarding the NOR gate. It is to be stated from the calculations that the interference insensitivity and the load can be increased by increasing the base resistance but this delays the operation of the circuit by the increase of the switching time.

UDC 621.39:681.3.06(085)

Dr. K. Géher:

**1968 Computer Programme Catalogue**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX (1969) № 8.

The Catalogue presents the increase of the register of the computer programmes regarding telecommunication engineering recorded by the Chair of Wire-bound Telecommunication of the Polytechnical University, Budapest. The first part of the catalogue was published in the periodical Híradástechnika 1968. Vol. 19. No. 6, pages 169–173.



Dk 621.391.32:621.391.81:621.371.3

P. Bencze – F. März:

**Beobachtung der Feldstärke der Oberflächenwelle auf Lang- und Mittelwellen während mehrerer Monate**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 8.

Der Verfasser erörtert die Ausführung und Ergebnisse seiner Messungen, die er in dem geophysischen Observatorium in der Nähe von Nagyecnk in Ungarn gemacht hat. Die gemessenen Stationen waren die folgende: Budapest 539 kHz, Československo 272 kHz. Die Ergebnisse der Messungen werden in Tabellen und Diagrammen illustriert.

DK 621.311.6:621.316.722.1.089.68

P. Pejtsik – J. Saufert – P. Zillich:

**Entwicklung der Referenzquellen für stabilisierte Speisegeräte mit hohen Forderungen**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 8.

Die Speisung der durch Halbleiterelemente ausgeführten Stromkreise erfolgt im allgemeinen von einer stabilisierten Gleichspannungsquelle. Die verschiedenen Anwendungsgebiete bestimmen Stabilitätsforderungen der Speiseeinheiten. Für Stabilisationselemente werden zumeist Zener-Dioden angewendet. Die in dem Artikel beschriebene Referenzquelle gleicht die Veränderung der Eingangsspannung in breitem Gebiet aus und kompensiert die Veränderung der äusseren Temperatur mit der Wahl eines entsprechenden Temperaturkoeffizienten. So wird die Schaltung zur Herstellung der Grundsignale der Speiseeinheiten mit hoher Stabilität oder anderer regelungstechnischen Systeme geeignet.

UDC 621.391.32:621.391.81:621.371.3

P. Bencze – F. März:

**Observation of the Field Strength During Several Months of Surface Wave on Long-Waves and Medium-Waves**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 8.

Results and procedures of measurements made in the geophysical observatory near Nagyecnk in Hungary are presented. The measured stations were: Budapest 539 kHz and Czechoslovensko 272 kHz. The results of the measurements are presented in tables and diagrams.

UDC 621.311.6:621.316.722.1.089.68

P. Pejtsik – J. Saufert – P. Zillich:

**Development of Reference Sources for Stabilized Power Units**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 8.

The supply of circuits comprising semiconductor devices is derived generally from a stabilized direct voltage source. The different application fields decide the requirements of the power units. The Zener-diode is generally used as a stabilizing element. The reference source described in the paper balances the change of the input voltage in a broad range and compensates the change of ambient temperature by the choice of an adequate temperature coefficient. Consequently the circuit is suitable to produce the fundamental signals of power units with high stability or any other regulation system.

**Résumés**

CDU 621.385.1.032.9 „1928/1950“ TUNGSRAM (439)

Dr. E. Winter:

**Résultats proéminents de la fabrication des tubes électroniques de la Société Réunie des Lampes Incandescentes et d'Électricité entre 1928 – 1950**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 9

L'auteur célèbre expose dans cette série d'articles quelques événements intéressants de point de vue de l'histoire de cette industrie concernant les travaux de recherche et du projet des produits dans la fabrique de la Société Réunie des Lampes Incandescentes et d'Électricité (Tungsrám).

CDU 621.382.334:681.325.65

Gy. Pásztor:

**Les caractéristiques fonctionelles du système des circuits intégrés RTL**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 8.

L'auteur analyse les caractéristiques fonctionelles, sensibilité aux bruits, limites admissibles des charges, sensibilité aux tolérances, vitesse de fonction du système des circuits intégrés RTL. Supposant le cas le plus défavorable l'effet de la dispersion des valeurs des éléments de circuit sur le seuil des bruits est déterminé. Par une théorie fortement simplifiée les durées de commutation et leur dépendance de la résistance de base sont calculés. Les calculs sont faits pour un circuit NI-NI (NOR). On peut constater à la base des calculs que l'insensibilité aux bruits et les limites admissibles des charges peuvent être augmentées par haussant la résistance de base. En ce faisant, toutefois, la fonction du circuit sera relenti par l'augmentation de la durée de commutation.

CDU 621.39:681.3.06(085)

Dr. K. Géher:

**Catalogue des programmes pour ordinateurs, 1968**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 8.

La composition donne l'augmentation en 1968 du registre des programmes pour ordinateurs, concernant la technique de la télé-

communication, compilé par la Chaire pour la télécommunication à fil de l'Université Technique de Budapest. La première partie du catalogue a été publié dans le No. 6, pages 169 – 173. de Híradástechnika, 1968 (XIX).

CDU 621.391.32:621.391.81:621.371.3

P. Bencze – F. März:

**Observation pendant plusieurs mois de l'intensité de champ de l'onde superficielle en ondes longues et moyennes**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 8.

Les auteurs exposent ses mesures et leurs résultats faites dans l'observatoire géophysique de Nagyecnk en Hongrie. Les stations mesurées étaient: Budapest 539 kHz et Teheskoslovensko 272 kHz. Les résultats des mesures sont exposés en tableaux et diagrammes.

CDU 621.311.6:621.316.722.1.089.68

P. Pejtsik – J. Saufert – P. Zillich:

**Développement d'une source de référence pour des blocs d'alimentation stabilisés à hautes exigences**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 8.

L'alimentation des circuits à éléments semiconducteurs est réalisée généralement par une source de courant continu stabilisée. Les différents domaines d'emploi déterminent les exigences de stabilité du bloc d'alimentation. On utilise de préférence comme éléments stabilisateurs des diodes Zener. La source de référence décrite dans l'article égalise les variations de la tension d'entrée dans un domaine large et compense les variations de la température extérieure par la sélection d'un coefficient de température convenable. En conséquence le circuit est apte pour la production du signal fondamental des blocs d'alimentation à haute stabilité ou autres systèmes de technique de régulation.

Lapunk példányonként megvásárolható:

V., Váci utca 10 és

V., Bajcsy-Zsilinszky út 76

alatti Hírlapboltokban.





BUDAPEST

**MEGÉRKEZTEK** a legújabb típusú szovjet gyártmányú

**HÍRADÁSTECHNIKAI, MŰSZERIPARI  
ÉS ELEKTRONIKAI ALKATRÉSZEK!**

***SZÉLES VÁLASZTÉK, AZONNALI SZÁLLÍTÁS***

Keresse fel az **ELEKTROMODUL** szaktanácsadó szolgálatát. Kérje a szovjet gyártmányú alkatrészek prospektusait.

### **ELEKTROMODUL**

Szovjet Import Osztály

Budapest XIII., Visegrádi u. 47/a-b.

Telefon: 495-340; 495-940/122 mellékállomás



## **MAGYAR KÁBEL MŰVEK**

**VEZÉRIGAZGATÓSÁGA**

Budapest, XI., Budafoki út 60 • Telefon: 453-590

### **GYÁRTMÁNYOK:**

Jelző-, mérő-, működtetőkábelek

Erősáramú szigetelt vezetékek

Erősáramú kábelek 1—35 kV-ig

Alumínium és acél-alumínium  
szabadvezetékek

Tekercselőhuzalok

Switch-kábelek

Gumitömlő vezetékek

Híradástechnikai vezetékek

Távkábelek

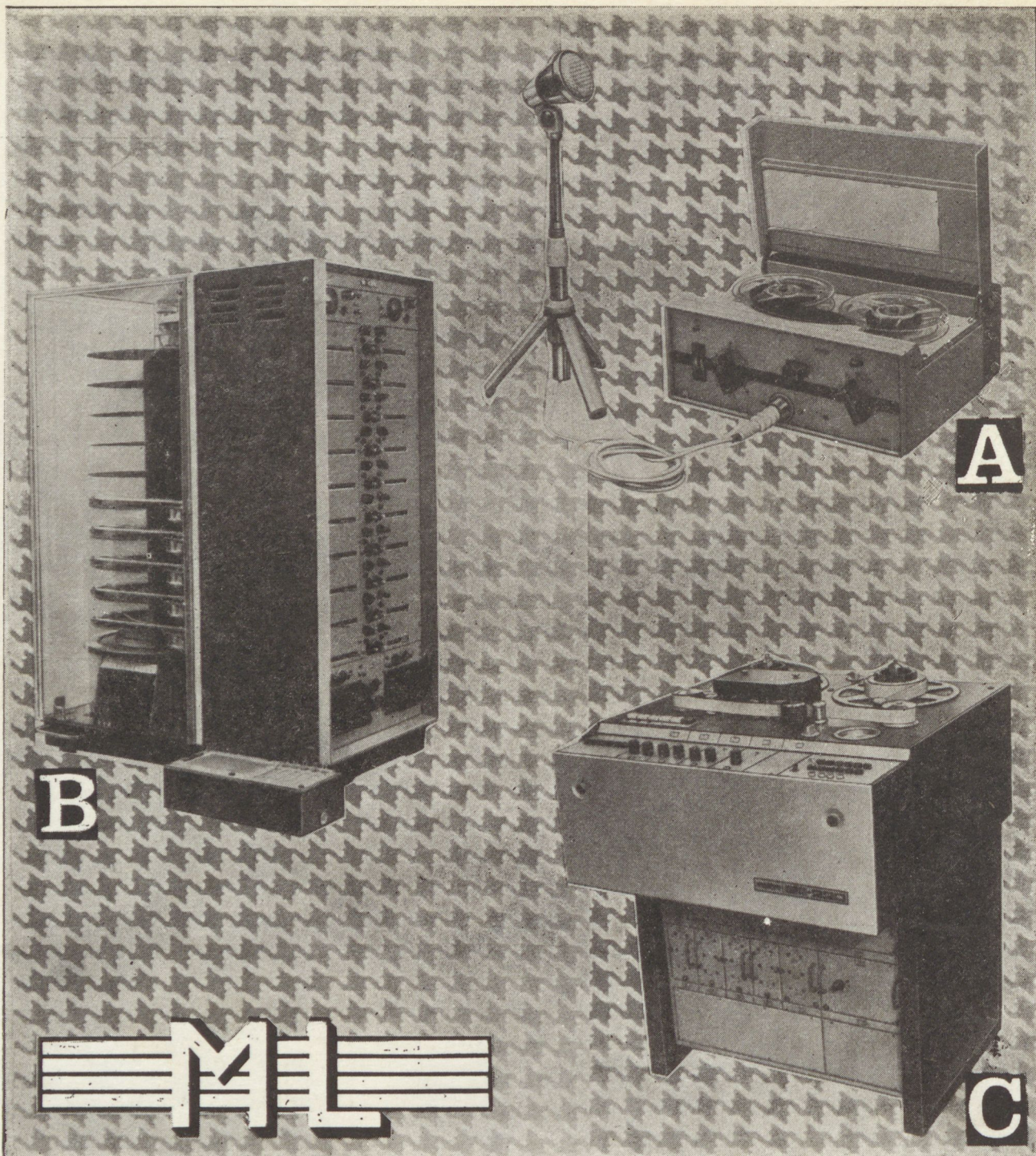
Hírközlő kábelek

Hajókábelek

Zománchuzalok

Zárt-acélkötelek





**MECHANIKAI LABORATÓRIUM**  
**HÍRADÁSTECHNIKAI KÍSÉRLETI VÁLLALAT**  
 Budapest, Gorkij fasor 25-27.

**A RIPORTERMAGNETOFON**

Teljesen kontaktusok nélküli egyenáramú elektromotor alkalmazásával készült. A beépített dinamikakompresszor a tízszeres hangerőnövekedést kevesebb mint 4/1000 mp alatt szabályozza le önműködően normál szintre.  
 Szalagsebesség: 9,5 és 19,05 cm/mp

**B INFORMÁTOR-AUTOMATA**

Mágnesesen rögzített és tárolt hanginformációt távindításra lejátszik. Hálózati táplálással működik, a felvétel mikrofonról történik.  
 Műsorideje: 2x10 csatorna esetében csatornánként max. 5 perc.

**C STM-220 NÉGYCSATORNÁS (PLAY-BACK) STÚDIÓMAGNETOFON**

Alkalmazásával sztereo műsorok elkészítése lényegesen egyszerűbbé válik.  
 Csíkszélesség: 4,5 mm. Minden csík külön törölhető és rájátszható.  
 Szalagsebesség: 38,1 és 19,05 cm/mp      Max. tekeréstartó: 300 mm  
 Alkalmazott szalag: 25,4 mm széles.