

50-165

HÍRADÁS- TECHNIKA



A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

8

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

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. FLESCHE 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, KŐMŰVES 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. Csekk számlaszám: 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 rácst 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°C volt, a fűtőtest hőmérséklete pedig 1400°C -ot is elért, így a fűtődrót szempontjából csak wolfram jöhetett számításba és a szigetelő bevonat szigetelésének olyannak kellett lenni, amelynek szigetelése 1400°C -on még több $\text{M}\Omega$, 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, $1700-1800^{\circ}\text{C}$ 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 kerek forogtak. A kerek őrölés közben felhozták a samottpaszta bizonyos mennyiségét, egy húzószerkezettel pedig áthúztuk a készüléken a szigetelővel bevonandó wolframdrót. A wolframdrót felvett bizonyos meny-

nyiségű samottpasztát az edényből és a 2–2 edény között volt egy-egy Bunsen-lámpasor, amelyben a pasztával bevont wolframdrót 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 fűtődrót 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, végerősítőcsövük 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 készülékkonstruksiókkal. 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 meghiúsul.

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 kezdtünk 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 μA -ig emelkedett, utána telítésbe ment át és a rácsfeszültség további növelésével már nem változott. Ezzel a jelenséggel mind ez ideig nem találkoztunk és nem tudtunk a jelenségre magyarázatot találni.

Egyszer az egyik cső rácsát elektrónbombázással felizzítottuk, utána a csövet azonnal mérőasztalra vittük, és akkor korábban 2–3 μA rácsáram 15–20 μA -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 fűtőteltjesítmény van aránytalanul nagy területre elosztva. Ez a rácsot észrevehetően nem melegítette fel, azonban a közvetett fűtésű katód már 4 W fűtőteltjesítményt 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 báriumfémgőzeljárással 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 feltekercseltük, 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 problémáink 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 μA -re

nőtt. Ebből világosan láttuk, hogy a kiaktivált karbonát katódból szintén párolog ki fémbarium és ez a keletkező molibdén-oxidral 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 μA 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 rácseinkezt 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 rácsot védtelenül 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 rácsoakra,

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 rácson 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 alumíniumoxidra, 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 legrégebbi 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 elférnek 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.

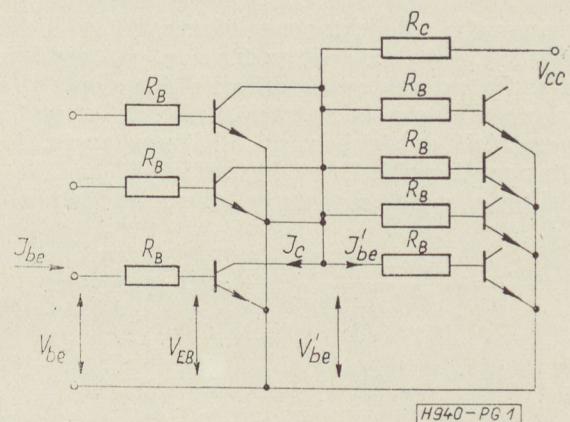
Vizsgálat tárgyává tesszük a zajérzékenység és az áramköri tolerancia érzékenység kérdését. A legkedvezőtlenebb eset feltételezésével meghatározzuk az áramköri elemek szórásának hatását, a zajküszöb értékére. Erősen leegyszerűsített elmélet segítségével számítjuk a kapcsolási időtartamokat. Három időtagot 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 zavarérzékenységet, 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-kap (FAN IN = 3) kapcsolási rajzát láthatjuk. A kimenetre 4 terhelő bemenetet (FAN OUT = 4) kapcsoltunk. Ha a továbbiakban feltételezzük, hogy a bemenetek közül kettő földpotenciálra van kapcsolva, akkor a harmadik bemenet áram-feszültség karakterisztikájának mérésével meghatározhatjuk az ún. bemenő karakterisztikát.

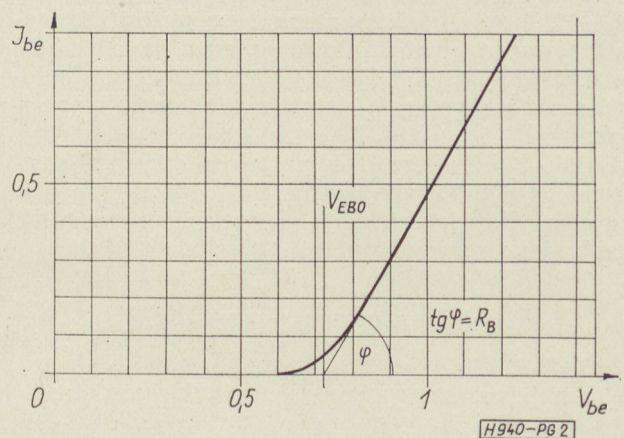
A bemenő karakterisztika

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.

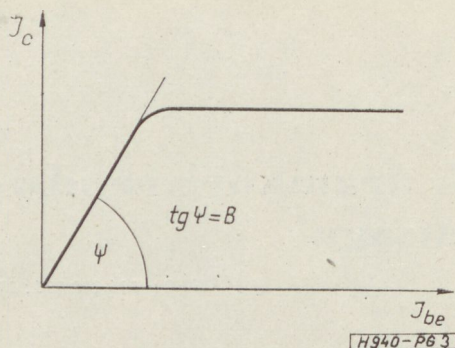
A könyökpontban bekövetkező telítésig a kollektoráram/bázisáram hányados állandónak tekinthető és ezt az áramerősítési tényezővel (B) adjuk meg. A bemenő karakterisztikán a telítési pont elérésével



1. ábra



2. ábra



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).

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

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

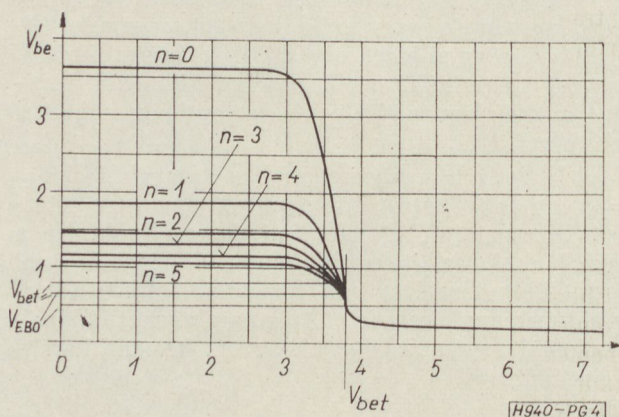
$$I_{be} \cong \frac{1}{R_B} \left\{ V_{be} - \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[\frac{B}{KR_B} \cdot (V_{be} - V_{EBO}) \right] \right\}. \quad (5)$$

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

A tranzfer karakterisztika

Ez a karakterisztika a bemenő feszültség függvényében ábrázolja a terhelő bemenetekre jutó V'_{be} feszültséget. Ennek meghatározásánál az 1. ábrán látható kimeneti kapuáramkört tesszük 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 tranzfer 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 meggondolással láthatjuk be.
A bemeneteken folyó áram maximálisan

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

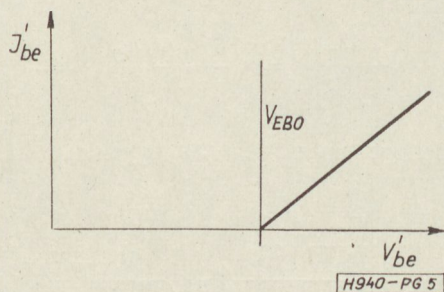
míg a kollektoráram

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

a kettő hányadosa:

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

Mivel $V_{bel} \approx V_{EBO}$, 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 kimenet terhelő áram számításánál, a terhelő bemeneteket az 5. ábrán látható töréspontos karakterisztikával közelíthetjük meg.

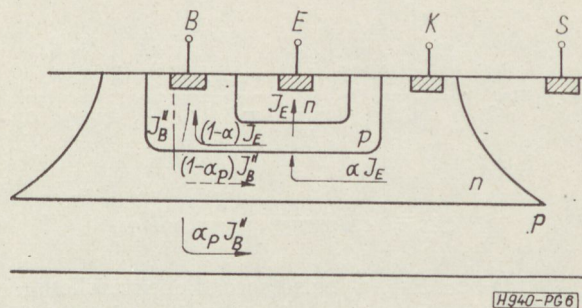


5. ábra

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 tranzistor 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, annyiival, amennyi a kollektor-bázis dióda nyitófeszültsége. Ez a feszültség ezután további bemenő feszültség növekedés hatására már nem változik, mivel a bázisáram további



6. άβρα

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 $p-n-p$ tranzisztort képeznek. Szerkezetileg ezt az elrendezést a 6. ábra mutatja. Az ábrán szaggatott vonallal rajzoltuk be a lyukáramot és folytonossal az elektronáramot. α -val az $n-p-n$ tranzisztor, α_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:

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

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

az I_E és az I_B'' áramot a Moll és Ross egyenlettel kifejezhetjük.

$$\frac{I_E}{A_E} = \frac{q D_n n_i^2}{w} \cdot e^{\frac{q V_{EB}}{kT}} \int_0^1 N_A dx \quad (11)$$

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

Ezzel kiszámíthatjuk a térfogati kollektor-emitter telítési feszültséget V_{CSf} -t. I_C -t és I_B -t a külső áramköri elemek egy adott értékén rögzítik. Látható, hogy a térfogati telítési feszültség csökken, ha α_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 kapcsokon mérhető telítési feszültségre (V_{CES}) a soros ellenállás nyomja rá a bélyeget.

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

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

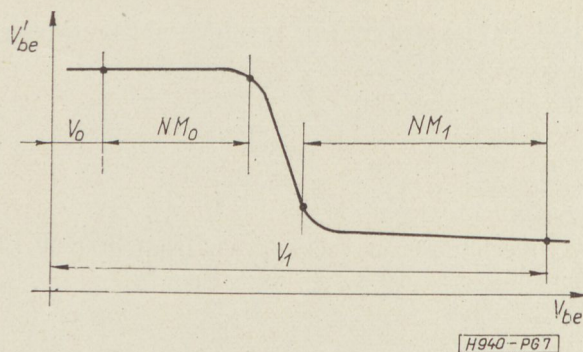
A (14)-ben R_{Cc} , a belső soros kollektorellenállás. Ennek hatása különösen vékony epitaxiális rétegben kialakított áramkör esetén válik számottevővé. A vékony rétegnek viszont olyan előnyei vannak, melyek miatt alkalmazása elkerülhetetlen. Ezek az előnyök részben technológiai természetűek. Csökken 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 szórható. 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:

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

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

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

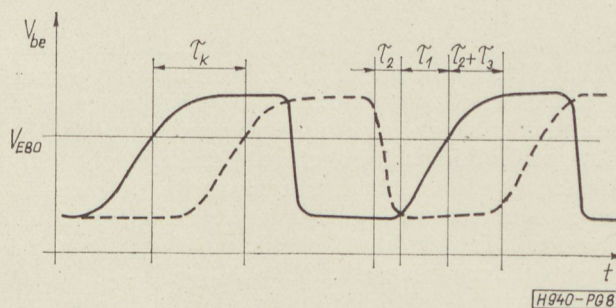
Az összehasonlításból kitűnik, hogy az áramkör sokkal érzékenyebb az ellenállás-eltérésekre, mint a bázisintegrál szórására. Ez egybevág azzal a gyakorlatból vett megfigyeléssel is, hogy azok az áramkörök, amelyek ellenállás szempontjából megfelelőek, jóknak bizonyulnak az elektromos bemérések során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

A működési sebesség

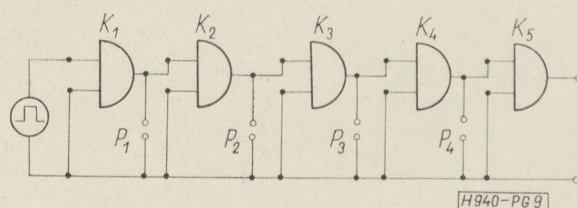
Végül rövid vizsgálat tárgyává tesszük a működési sebességgel kapcsolatos kérdéseket. Ennél a problémát az bonyolítja, hogy vezérlőfokozatként a vizsgált fokozattal azonos kapuáramkört kell figyelembe vennünk, nem alkalmazhatjuk tehát az ugrásfeszültséggel történő vezérlés közelítését. Ezért kiindulásul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

Ilyen hullámalakokat 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 hullámalakját ábrázolja). A lassú felfutás és a gyors kikapcsolás érthetővé válik, ha felrajzoljuk az áramkört a parazita kapacitásokkal együtt (10. ábra).

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

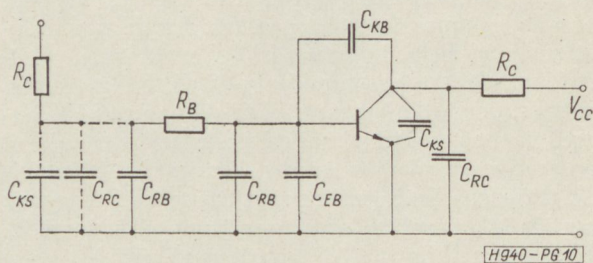


8. ábra



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}

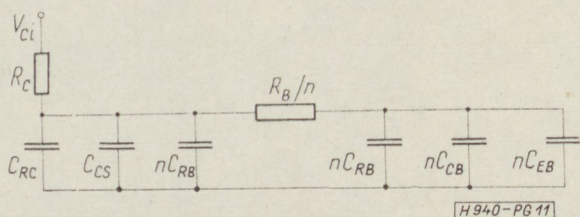


10. ábra

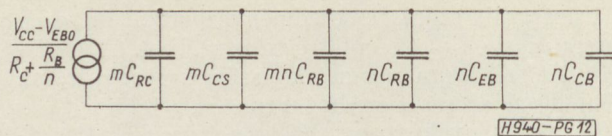
működésének szakasza. Ebben a második szakaszban a fő sebességhatározó tényező a kollektor-bázis kapacitás. A kollektoron ugyanis egy gyorsan negatívba menő feszültségugrás van, amely áramot hajt a bázison keresztül. Ennek az áramnak ellenében kell a vezérlő fokozatnak a bázisfeszültséget növelni. A 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, τ_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 τ_2 -t következőkből számíthatunk:

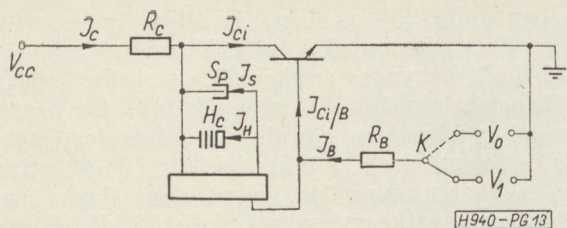
$$\frac{V_{CC} - V_1}{nR_C} \cdot \tau_2 = (V_1 - V_0) \cdot C_{CB}. \quad (23)$$

τ_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 kollektor-retegben. A kollektorban tárolt töltés (Q_C), megszűnéséig 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 intrinszc 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:

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

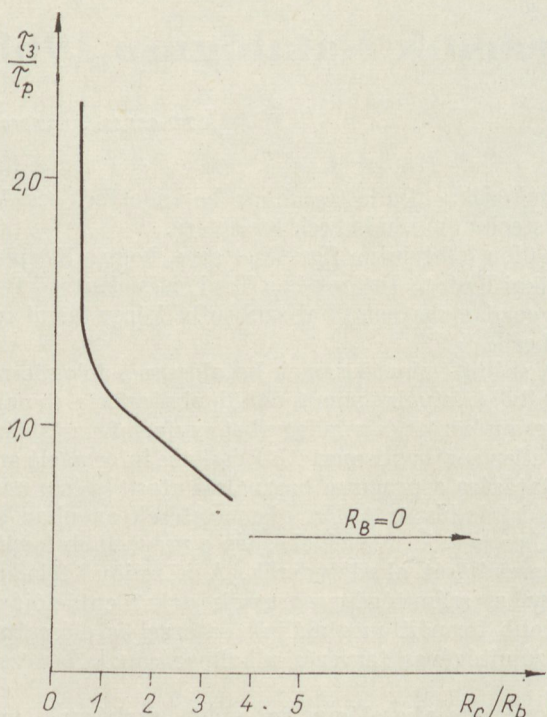
$$I_H = H_C \cdot Q_C \quad (25)$$

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

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

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 τ_3 tárolási időre a következő eredményt kapjuk, figyelembe véve, hogy $S_p/H_C = \tau_p$, a kollektor térfogati 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

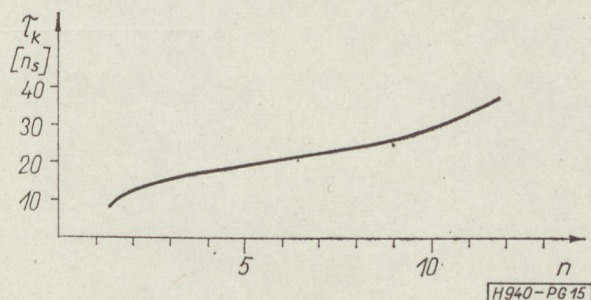
E kifejezésből láthatjuk, hogy a tárolási idő függ R_b -től. Explicit formában is, valamint implicit formában V_1 és V_0 értékeiben. Megjegyzendő, hogy nem lehet ezt a kifejezést $R_b = 0$ esetre extrapolálni, mert a helyettesítő kép csak akkor érvényes, ha a bázison a V_{EBO} feszültség rajta van. Ez 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 τ_p csökkentése, melyet arany diffundáltatásával lehet megvalósítani. Ilyen módszerrel τ_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 hozzátartozó 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 sajátága 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.

IRODALOM

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-frekven- cia függvényének táblázatosítása	Csőtápvonalban mérhető hullám- hossz különböző méretek esetén	ELLIOTT-803 AUTOKÓD	TKI Kenderessy M.	TKI Kenderessy M.	
Iránycsatoló fu- rat analízise	Csatolási tényezők számítása a frek- venca függvényé- ben	ELLIOTT-803 AUTOKÓD	TKI Kenderessy M.	TKI Kenderessy M.	
Tápvonal illesztő tag	Négyszögletes táp- vonalak közötti illesztőtag számí- tása	GIER-ALGOL-3	TKI Mérey A.	TKI Mérey A.	
Üregrezonátor kritikus hullám- hossza	Üregrezonátor kri- tikus hullámhosz- sának meghatá- rozása mérési eredményekből	GIER-ALGOL-3	TKI Mérey A.	TKI Mérey A.	
Referenciaref- lexió	E síkú ugrás négy- szögletes tápvonal- ban	GIER-ALGOL-3	TKI Mérey A.	TKI Mérey A.	
Reflexióprofil	Reflexiómérésből kirajzolja a refle- xiós tényezőt a hely függvényében	GIER-ALGOL-4	TKI Mérey A.	TKI Mérey A.	
Dióda impedan- ciaanalízise	Változó kapacitá- sú dióda kataló- gusa dataiból im- pedanciát 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 tranzisz- tor adatai	Mért adatokból bemeneti, kimeneti impedanciák, áramerősítési tényező és vissza- hatás a frekvencia függvényében	GIER-ALGOL-3	TKI Ruszthy Csaba	TKI Ruszthy Csaba	
Diffúziós átme- netek számítása	Egyszeres és két- szeres diffúzió ese- tén meghatározza mikrohullámú va- raktorok konst- rukciós paraméte- reit	GIER-ALGOL-3	TKI Kálmán Lajos	TKI Kálmán Lajos	

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
Általános hálózat frekvenciatarto- mánybeli csomó- ponti analízise	Lineáris aktív áramkör bemeneti és kimeneti impe- danciáit és átvit- teli karakterisztí- káját számolja és ábrázolja	GIER-ALGOL-4	TKI Sugár Péter, Abos Imre	TKI Sugár Péter, Abos Imre	
FILTAN	Létrakapcsolású szűrők üzemi para- métereinek és ér- zékenységének meghatározása	GIER-ALGOL-3	TKI Sréter Istvánné	TKI Hennyey Zoltán	
Váltóanalízis	Egyik oldalukon párhuzamosan kapcsolt létrakap- csolású négypólus- ok analízise	GIER-ALGOL-3	TKI Novák János	TKI Novák János	
Elágazásos létra- kapcsolású két- pólus immittan- ciája	Tetszőleges létra- kapcsolás impe- danciáját vagy ad- mittanciáját szá- mítja	GIER-ALGOL-3	TKI Tenyei Ildikó	TKI Berceli Tibor	
Létrakapcsolású kétpólus immit- tanciája	Hosszában soros vesztéses rezgő- kört, keresztágban párhuzamos vesz- téses rezgőkört tartalmazó létra- kapcsolás számí- tása	GIER-ALGOL-3	TKI Tenyei Ildikó	TKI Berceli Tibor	
Inverterekből és rezgőkörökből álló láncaposo- lás analízise	Inverterek és vesz- téses soros rez- gőkörök láncba- kapcsolásával fel- épített négypólus frekvenciatarto- mánybeli analízise	GIER-ALGOL-3	TKI Reiter György	TKI Reiter György	
Vesztéses sáv- záró szűrők	Sávzáró szűrő csil- lapításának szá- mítása adott vesz- téségi tényező ese- tén	ELLIOTT-803 AUTOKÓD	TKI Kovács Zsolt	TKI Melegh József	
Mikrohullámú sávszűrő	Csőtápvonal hul- lámhosszal és in- verterekkel meg- adott szűrő átvit- teli jellemzőit szá- molja és ábrázolja	GIER-ALGOL-4	TKI Gonda József	TKI Gonda József	
Radiális szűrő	Szűrőanalízis a radiális üreg im- mittanciájának pontos kifejezésé- vel	GIER-ALGOL-4	TKI Tenyei Ildikó	TKI Selley Tibor	
Csatolt üreges klisztron modu- látor linearitása	A jellemzők meg- határozása a ter- helés és az elekt- ronnyaláb közötti kölesonhatás figye- lembevételével	GIER-ALGOL-3	TKI Pálmai L.-né	TKI Berceli 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 hangoló-induktivitás 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 csőtapvonalban 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-, zárótartományban 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-, zárótartományban általános jellegű, frekvenciaszimmetrikus sávszűrő approximációja	GIER-ALGOL-3	TKI Novák János	TKI Novák János	
Minimális induktivitású Cauer-szűrők	Aluláteresztő katalógusadatakból sávszűrőelemértékek	GIER-ALGOL-3	TKI Légár Béla	TKI Légár Béla	

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
Csatolt tápvona- laktól és kapa- citásokból felépí- tett keskenysávú szűrők	Hullámmellenállás számítása külön- böző elektromos hosszak esetén	GIER-ALGOL-3	TKI Ruszthy Csaba	TKI Ruszthy Csaba	
Segédprogram szűrőkatalógus használatához	Katalógus kezelé- séhez szükséges adatok számítása sávszűrőknél	GIER-ALGOL-3	TKI Légár Béla	TKI Légár Béla	
Csillapító	Különböző felépí- tésű csillapítók elemértékeinek ka- talogizálása	GIER-ALGOL-3	TKI Maros Ferenc	TKI Maros Ferenc	
Osztó	Terheletlen osztó elemértékeinek ka- talogizálása	GIER-ALGOL-3	TKI Maros Ferenc	TKI Maros Ferenc	
Illesztőtag	Illesztő tag elem- értékeinek kata- logizálása	GIER-ALGOL-3	TKI Maros Ferenc	TKI Maros Ferenc	
Negyedfokú csa- tolóáramkör	Optimális csatoló- áramkör elemérté- keinek meghatá- rozása a tranzisz- toros erősítőknél	GIER-ALGOL-3	TKI Ruszthy Csaba	TKI Ruszthy Csaba	
Ötödfokú csatoló- áramkör	Optimális csatoló- áramkör elemérté- keinek meghatá- rozása tranziszto- ros erősítőknél	GIER-ALGOL-3	TKI Ruszthy Csaba	TKI Ruszthy Csaba	
Approximáció	Előírt meredeksé- ségű szakasz app- roximációja ne- gyedfokú függ- vényekkel	GIER-ALGOL-3	TKI Légár Béla	TKI Légár Béla	
Monoton korrek- tor tervezése	Elsőfokú ampli- túdókorrekter tervezése	GIER-ALGOL-4	TKI Sréter Istvánné	TKI Chabada György	
Mikrohullámú szűrő tervezése	Polinom szűrő át- viteli karakterisz- tikájának és a rea- lizáció geometriai adatainak számí- tása	GIER-ALGOL-3	TKI Tenyei Ildikó	TKI Rákosi Ferenc	
Mikrohullámú aluláteresztő szűrő tervezése	Koncentrált para- méterű helyette- sítő képből koaxi- ális szűrő geomet- riai méreteinek számítása	GIER-ALGOL-4	TKI Gonda József	TKI Gonda József	
Iránycsatoló-ka- talogus	Csatolt vonalas iránycsatolók hul- lámimpedanciái különböző csato- lás 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, diszzipáció, 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	Hibrides 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 sáv szélességre 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 hajtó- művel	Üregrezonátorhoz frekvenciában li- neáris meghajtó mechanizmus szá- mítása	GIER-ALGOL-3	TKI Tenyei Ildikó	TKI Bolgárfalvy Károly	
Frekvenciamérő skalázás	Mérési adatokból kiszámítja a dob- skalához szüksé- ges 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 szöget számol	ELLIOTT-803 AUTOKÓD	TKI Kenderessy Miklós	TKI Kenderessy Miklós	
Szinkronizációs pontok számítása	$f_{sz} = nf_1 \pm f_2$ tá- blázat készítése	ELLIOTT-803 AUTOKÓD GIER-ALGOL-4	TKI B. Nagy András	TKI B. Nagy András	
Szabványos ellenállásérték kiválasztás	Adott ellenállás- hoz legközelebb eső érték kivá- lasztása	GIER-ALGOL-4	TKI B. Nagy András	TKI B. Nagy András	
Csillag-delta átalakítás	Három induktivi- tásból csatolt in- duktivitást szá- mol	GIER-ALGOL-3	TKI Légár Béla	TKI Légár Béla	
4-phase error rate	A program négy- állapotú fázisbil- lentyűzés esetén meghatározza a detekció hibavá- lósínuságát	GIER-ALGOL-4	TKI Németh József	TKI Csibi Sándor, Németh József	Tanulmány a KGM számára, 1968. december
Szögmodulált rá- diócsatorna in- termodulációs zaja	Átviteli karakte- risztikából, ill. dif- ferenciál erősítés és fáziskarakte- risztikából zajt számít	GIER-ALGOL-4	TKI Róna Péter	TKI Róna Péter	Róna Péter: kan- didátusi disszer- táció, 1969.
AKS-rendszer szimulálás	A beérkezés és a kiszolgálás idő- pontjainak kü- lönbségéből adódó hiba minimalizá- lása	GIER-ALGOL-4	TKI Siklósi Attila	TKI Hutter Ottó	
AKS szimuláció 2.	Torlódási torzítá- sok számítása Monte-Carló-mód- szerrel	GIER-ALGOL-4	TKI Siklósi Attila	TKI Hutter Ottó	
Tartalékolt ösz- szeköttetések megbízhatóságá- nak számítása	Megbízhatóság számítás a tartá- lékolási rendszer, az egység megbíz- hatóság és a fa- ding függvényében	GIER-ALGOL-4	TKI Németh József, Füzesi Zoltán	TKI Farágó Tamás	Tanulmány a KGM számára, 1968. december
Program bináris sorozatok statisztikájának meghatározására. 2.	0-1 sorozatok hibaarányának va- lósínuságát becslő általános minősí- tési 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 tartalékeszternák 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 időtorlódási 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	$B_{n+1} = kB_n + c$ (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 értetőség ≤ 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-vesztésges 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 vonalban 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	Ismerettség 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 Folyamatszabályozási 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 Vladimir Tarnay Kálmán	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tsz. Székely Vladimir, 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 Vladimir	
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 sorozat- gyártás imitálá- sára	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 adóhá- lózat	URH-FM adók vételkörzetének számítása interferencia figyelembevételével	ELLIOTT AUTOKÓD URAL-2 változata	MTA, Számító kpt. Koszó Gábor	POKI Kiss Zoltán	
A. Kor. RC.	Csillapítás korrek- tor méretezése, ha az áthidaló impe- dancia RC tagok- ból áll	GIER-ALGOL-3	SzÜV Baranyai Jolán	POKI Farkas Vilmos, BME Vez. Hír- adástechn. Tsz. Halász Edit	
Időnormák	Beruházások idő- beni felosztásának gazdasági optima- ma	GIER-ALGOL-3	SzÜV Baranyai Jolán	POKI Lajtha György	
EA-1, EA-3, EA-5	Aktív tartomány- ban működő tran- zisztoros áramkör egyenáramú ana- lízise különböző áramköri megadás esetén	GIER-ALGOL-4	SzÜV Kriston Ferencné	MIKI Roska Tamás	Tanulmány, doku- mentáció KGM- ISZSZI számára, 1968. december
PZIL	Pólusaival és zé- rusaival megadott transzfer függvény inverz Laplace transzformációja	GIER-ALGOL-3	MIKI Roska Tamás	MIKI Roska Tamás	Tanulmány, doku- mentáció 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 Cso. 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 csomópontot tartalmazó lineáris aktív hálózat analízise a ferkvenciatartományban 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	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
	Torzított FSK jel nullátmenetei (diszkrét spekt- rum)	GIER-ALGOL-3	BME, Vez. Hír- adástechnika Tsz. Sallay Gyula	BME, Vezetékes Híradástechnika Tsz. Gordos Géza, Sallay Gy.	Diplomaterv, BME, Vez. Hír- adástechn. Tsz. 1968.
	Torzított FM jel nullátmenetei (egységugrás mo- duláló jel)	GIER-ALGOL-3	BME, Vez. Hír- adástechnika Tsz. Sallay Gyula	BME, Vezetékes Híradástechnika Tsz. Gordos Géza, Sallay Gy.	Diplomaterv, BME, Vez. Hír- adástechnika 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 előadássorozatot 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 fordulókön 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 η 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

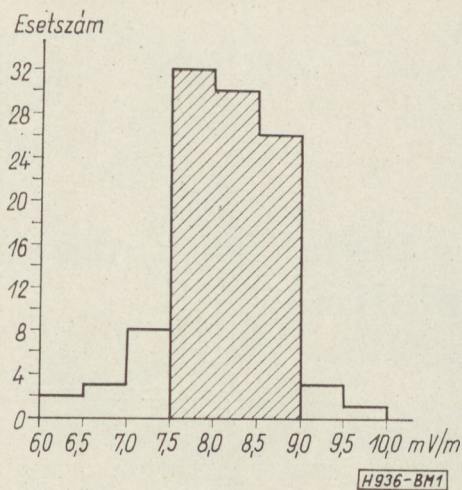
Antenna	A térerősség mV/m-ben	
	272 kHz-en	539 kHz-en
maximum helyzetben	8,26	3,50
minimum helyzetben	0,126	0,096

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.

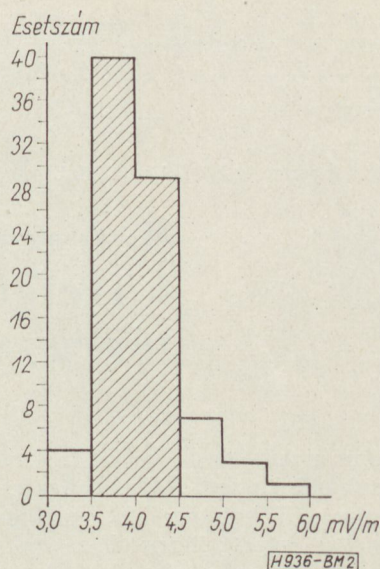
272 kHz-en 1966. október 3. és 1967. május 3. közötti időszakban 105 esetben mértük a felületi hullám térerősségét. A mért térerősségeket 0,5 mV/m értékközü csoportokba osztottuk. Az 1. ábrán a térerősségértékeknek az egyes csoportok közötti eloszlását mutatjuk be. A térerősség az esetek 84%-ában a 7,5 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 értékközü 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 csikózással 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 $\sigma = \sqrt{\frac{\sum (x_i - \bar{x})^2}{n}}$

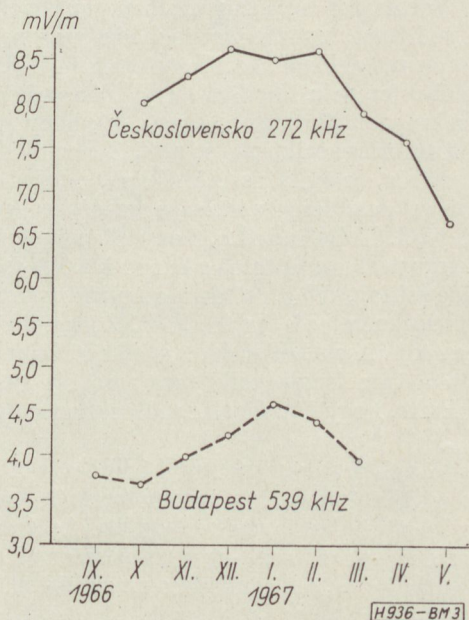
jelenti az egyes értékek szórását, x_i a mért értékeket és n a mérések számát. Az eredményeket a 3. táblázatban foglaltuk össze:

3. táblázat

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

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.

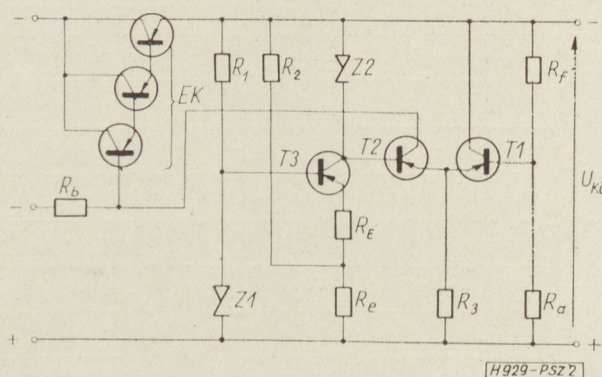
A leírt elvet alkalmazhatjuk pentódával és parázsfény stabilizátor-csővel is.

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

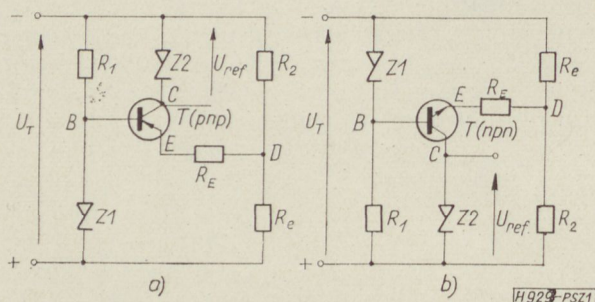
ban legnagyobb követelményt a referenciaforrásokkal szemben támasztjuk, mert a stabilizátor kimenőfeszültségének változása arányos a referenciafeszültség változásával.

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.

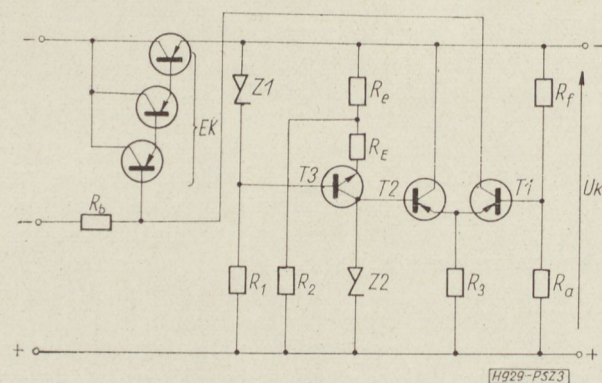
A 4. és 5. ábra ugyancsak ritkábban alkalmazott soros szabályozós típusú stabilizátor kapcsolást mu-



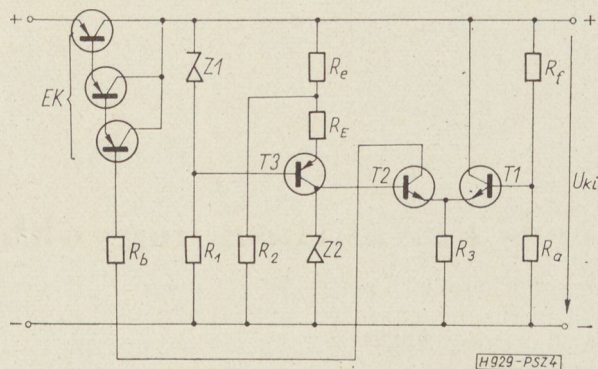
2. ábra



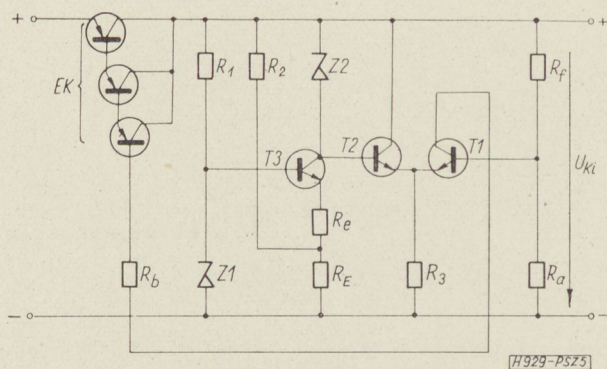
1. ábra



3. ábra



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 *pnp* típusúak.

Meg kell jegyezni, hogy az ilyen minőségi 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 Δ -val jelölünk) a következő egyenleteket lehet felírni:

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

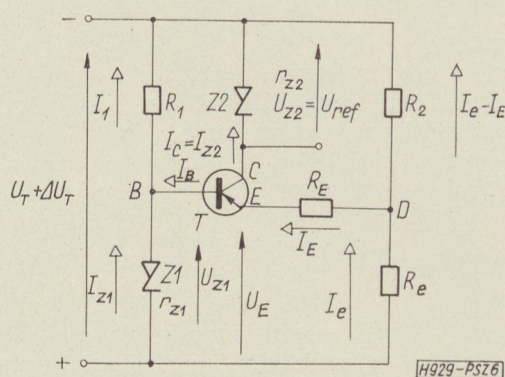
$$\Delta U_{Z1} = r_{Z1} \Delta I_{Z1} \approx \frac{r_{Z1}}{R_1} \Delta U_T$$

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

valamint

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

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



6. ábra

A fenti egyenletekből meghatározható a kollektor-áram 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 ΔI_E 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 ΔU_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 ΔU_{ref} nevezője $h_{11B} + R_E + R_e$ értékkel helyettesíthető. A h_{11B} munkapont is hőmérséklet-függő, 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:

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

A $\Delta U_{\text{ref}} = 0$ 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

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

Még meg kell jegyezni, hogy a referencia-forrás kimelő 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 ΔU_{ref} értéket, ha közben $\Delta U_T = 0$. Ebben az esetben a tranzisztor bázisa és emittere közé jutó feszültségváltozás ΔU_{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 α_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:

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

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

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 kompenzáció céljából szokás sorosan (nyitóirányban) szilícium rétegdiodát kapcsolni.

A hőmérséklet-kompenzáció 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 kapcsolásban szereplő elemek adatai a következők:

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

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

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

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

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 ΔU_{ref} -re. Ha tehát a kapcsolt 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:

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

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 elektronosó gyártásának kiemelkedő eredményei 1928—1950 között

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 9 sz.

A világhírű szerző ebben a cikksorozatban az Egyesült Izzólámpa és Villamosságai RT (Tungstam) 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

НІРАДАСТЕХНІКА (ХІРАДАШТЕХНІКА, 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)

НІРАДАСТЕХНІКА (ХІРАДАШТЕХНІКА, 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 времена 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 Ceskoslovensko 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 kapcsolás alkalmas nagy stabilitású tápegységek vagy egyéb szabályozástechnikai rendszerek alapjének előállításához.

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) N° 8.

In dem Artikel werden die funktionellen Eigenschaften, Störemfindlichkeit, 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 Störemfindlichkeit 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) N° 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 N° 6/1968, Seiten 169–173.

DK 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.

DK 621.391.32:621.391.81:621.371.3

П. Бенце — Ф. Мерц:

Наблюдение напряженности поверхностной волны в течение нескольких 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.

DK 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.

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) N° 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) N° 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) N° 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. Márcz:

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 Nagycenk 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. Márcz:

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 Nagycenk 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 prééminents 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 fonctionnelles du système des circuits intégrés RTL

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

L'auteur analyse les caractéristiques fonctionnelles, 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. Márcz:

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 Nagycenk en Hongrie. Les stations mesurées étaient: Budapest 539 kHz et Tchécoslovensko 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

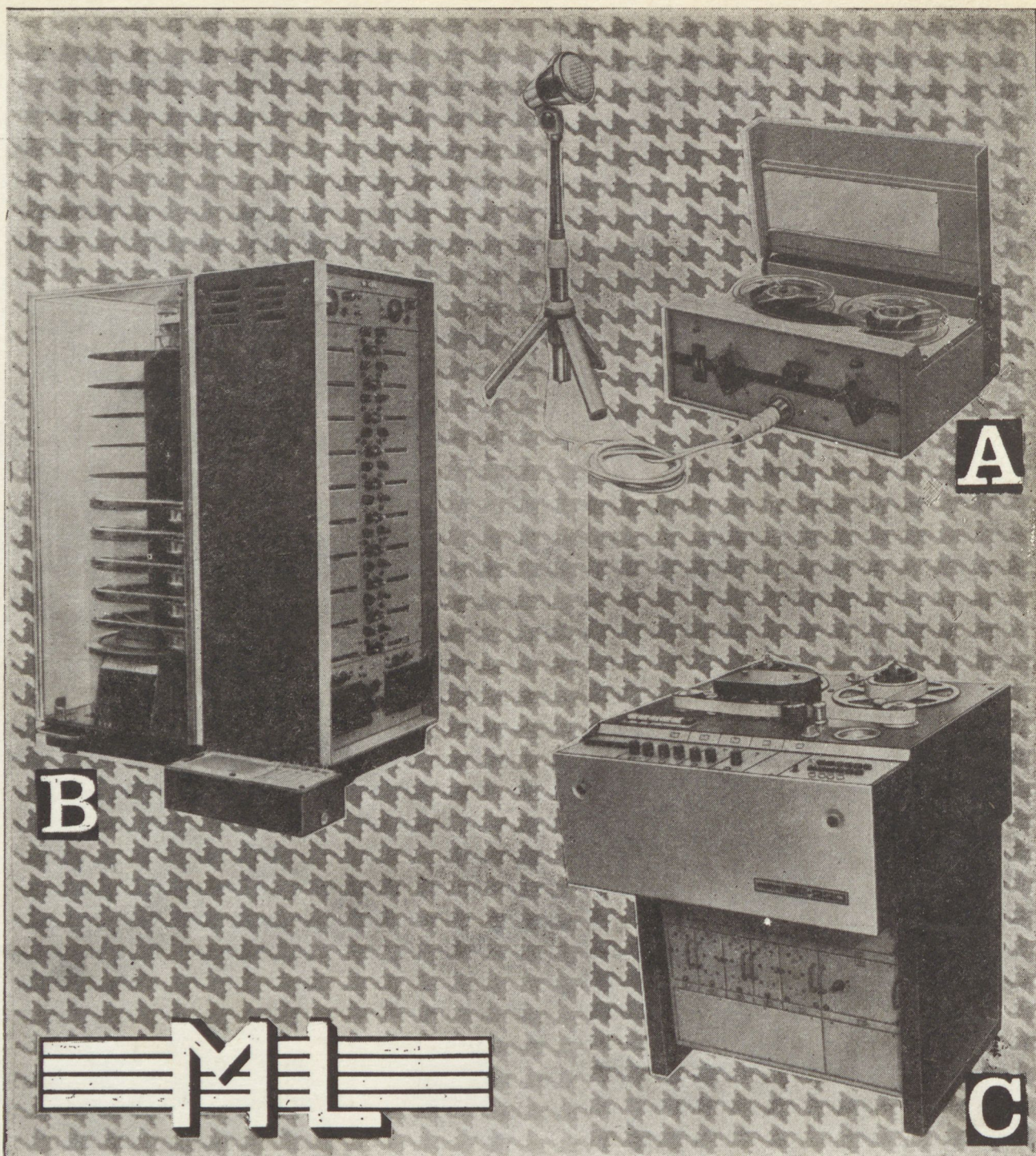
Távkábelek

Hírközlő kábelek

Hajókábelek

Zománchuzalok

Zárt-acélkötelek



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

A RIPOTERMAGNETOFON

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: 2×10 csatorna esetében csatornánként max. 5 perc.

C STM-220 NÉGYCSATORNÁS (PLAY-BACK) STÚDIÓMAGNETOFON

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