ORSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

Magyar HÍRADÁSTECHNIKA

5

MAGYAR HÍRADÁSTECHNIKA XII. ÉVF. 5. SZÁM 173–212. OLDAL BUDAPEST, 1961. OKTÓBER

1961. október, XII. évfolyam, 5. szám

Magyar HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Felelős szerkesztő:
Balogh Pál
V., Október 6. u. 7.
Telefon: 183-772

Szerkesztő:
Boglár Gyula
XI., Fehérvári út 70.
Telefon: 268-840

Szerkesztőségi mukatárs:
dr. Antal Józsefné
V., Arany János u. 24.
Telefon: 116—871

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Titkársága:
V., Szabadság tér 17.
Telefon: 113-027

Előfizetési ár egész évre 30 Ft
Egyes szám ára 5 Ft

Megjelenik kéthavonként

TARTALOM:

Juvancz Endre: Üzembiztosság és élettartam 173

Pásztorniczky Lajos: Tranzisztoros hangolt erősítőfokozatok instabilitása és stabilizálása 180

Kenderessy Miklós: Optimális csatolású iránycsatolók 187

Gál Imre: Kis fűtőteljesítményű nagy áramsűrűségű porózus katód 192

Tarnay Katalin—Tarnayné Bártfai Éva: A Hall-generátor és alkalmazási lehetőségei az átviteltechnikában 194

Tardos Lászlóné—Poszler Lászlóné: Adatok a Mg—Al—Mn ferritek kezdő permeabilitása hőfokkoefficiensének alakításához 202

Dr. Ipolyi Károly: A polietilén dielektromos állandójának és veszteségi tényezőjének mérése folyadék kiszorítási eljárással. 204

Iparági hírek 206

Egyesületi hírek 207

Обобщение на руском яазике 207

Zusammenfassungen in deutscher Sprache 208

Résumés des articles en langue française 208

Summaries in English 209

MAGYAR HÍRADÁSTECHNIKA
Felelős szerkesztő: Balogh Pál — Kiadja a Műszaki Könykiadó, Budapest, V., Bajcsi-Zsilinszky út 22. Telefon: 113-450
Felelős kiadó: Solt Sándor — Megjelent 1160 példányban
Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-450) vagy bármely postahivatalnál
Előfizetési díj: félévre 15, Ft, egész évre 30, Ft, Egyes szám ára: 5 Ft. Megjelenik kéthavonta — Csekkszámlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás az MNB 8. sz. folyószámlájára
A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest 62.

61.14059 Egyetemi Nyomda, Budapest, Dohány utca 12 — F. v.: Janka Gyula igazgató

ORSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

Üzembiztosság és élettartam

JUVANCZ ENDRE
a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja
KGM Híradástechnikai Igazgatóság

A cikk ismerteti a híradástechnikai berendezések üzembiztosságának és élettartamának kérdéseivel foglalkozó ankét tapasztalatait, az ott elhangzott fontosabb elméleti és gyakorlati megállapításokat. Felhívja a figyelmet az áramköri tervezésnek, az alkatrészek alkalmazásának és a technológiai konstrukció kialakításának legfőbb szempontjaira.

A téma fontosságát felismerve a Híradástechnikai Tudományos Egyesület és a KGM Híradástechnikai Igazgatóság ankétot szervezett a Magyar Tudományos Akadémia, a Műszaki Egyetem, a Közlekedés- és Postaügyi Minisztérium, a híradástechnikai kutató intézetek és iparvállalatok műszaki vezetőinek részvételével a híradástechnikai készülékek, berendezések, alkatrészek üzembiztosságáról és élettartamáról.

Az ankéton az alábbi előadások hangzottak el:

Juvancz Endre: Az üzembiztosság kérdésének helyzete és iparpolitikai fontossága.

Dr. Sarkadi Károly: Matematikai statisztikai alapok, különös tekintettel a nagyszámú alkatrészt tartalmazó híradástechnikai berendezésekre.

Dr. Sárközy Géza: Az üzembiztosság definíciója és fizikai alapjai.

Battisztig György: A megbízhatóság okai (irodalmi összefoglaló).

Dr. Almássy György: Bonyolult rendszerek megbízhatósága.

Dr. Katona János: Elektromos alkatrészek megbízhatósága.

Dr. Valkó Iván Péter: Csövek és félvezetők megbízhatósága.

Dr. Istvánffy Edvin: Ferritmagos tekercsek időbeli stabilitása.

Uzsoki Miklós: Pulzusmodulált mikrohullámú rendszerek megbízhatósága.

Budai Lajos: Koordináta kapcsoló-gépek megbízhatósága.

Szarvas Sándor: BO-12 légvezetékes berendezés üzemi próbája.

Nádas Tibor: Szabványosítás.

Major János: Rádió és televízió vevőkészülékek üzembiztossága és service tapasztalatai.

Az ankét alapján megállapítható, hogy többféle készülék és alkatrész, illetve szerelvény hibastatisztikája részben irodalmi adatok, részben saját tapasztalatok szerint rendelkezésünkre áll.

A PM 24 (pulzusmodulált mikrohullámú berendezés) egy hónapos tartampróbáján, amelyet a berendezés felállítását követően az első időkben végeztek el, a meghibásodás okai az alábbi megoszlást mutatták:

turbátor hibája	35%
idő osztás hibája	30%
alkatrész hiba	15%
egyéb műszaki hiba	10%
kezelői tévedés	5%
hálózati kiesés	5%

Egy irodalmi közlés szerint 2 végállomásból álló vezetéknélküli hírközlő rendszer 17 hónap alatt 1,46% kieséssel dolgozott, ebből 0,45% elektroncső-, 0,53% alkatrészhiba miatt esett ki.

A 20×10 pontos keresztrudas kapcsoló gépek előrelátható igénybevétele 30 év alatt, a következőképpen alakul:

Tartómágnesek	1 000 000
Keresztpontok	20 000
Jelölőrudak	8 000 000

Az elvégzett járatási próbákon az alábbi számokig történt igénybevétel, ami igazolta, hogy az alkatrészek élettartama, nagyobb az igénybevételi számnál.

Tartómágnesek	30 000 000
Keresztpontok	10 000 000
Jelölőrudak	10 000 000

Az első két tétel túlméretezettsége abból adódik, hogy 1957-ben, más meggondolások alapján, a KGST ezen működési számokat írta elő.

A külföldi publikációk is számos statisztikai adatot közölnek. Az USA-ban például 1949-ben a haditengerészet birtokában levő elektronikus készülékek közül, egy rövid vizsgálati időszakban, 70% volt üzemképtelen. (Ennek alapján indult meg nagy lendülettel a megbízhatóság fokozása.)

Meghibásodások okai, fogalmi definíciók, szabványok

Az elektromos jellegű alkatrészek meghibásodásaival kapcsolatban két csoportot különbözetünk meg. Az első csoportba tartoznak az ún. katasztrofális meghibásodások, amelyek véletlenszerűen fordulnak elő nagyszámú azonos alkatrész élettartam-vizsgálata folyamán. A második csoportba tartoznak az ún. tendenciózus meghibásodások, amelyeknél a szóban forgó alkatrész belső anyagi szerkezete változik meg (öregedési jelenségek) oly módon, hogy az villa-

mos paramétereit rohamosan megváltoztatja és rendeltetésszerű használatra alkalmatlanná válik.

A véletlen meghibásodások a statisztikai matematika módszerével vizsgálhatók.

A P-faktor fogalmát a következők szerint vezetjük be:

Ha N számú alkatrészt vetünk alá élettartamvizsgálatnak, akkor egy igen kis dt idő alatt az alkatrészek száma dN-nel csökken. Ez a csökkenés a vizsgált időpontban annál nagyobb, minél nagyobb az ezen időpontban még működő alkatrészek száma és a vizsgálati időköz, amely alatt a tönkremenés bekövetkezhet. Ennek alapján a következő összefüggést írhatjuk fel:

$$dN = -PNdt \tag{1}$$

ahol a negatív előjel azt fejezi ki, hogy az alkatrészek száma az idő múlásával csökken.

Az (1) differenciál egyenlet megoldása a következő:

$$N = N_0 e^{-Pt} \tag{2}$$

ahol N_0 a $t = 0$, vagyis a kezdeti időpontban vizsgálatnak alávetett alkatrészek száma. Ha bevezetjük a

$$p = \frac{N}{N_0} \tag{3}$$

hányadost, akkor írhatjuk, hogy:

$$p = e^{-Pt} \tag{4}$$

Ha az időt (t) 1000 órákban mérjük, akkor 1000 óra után a meghibásodások száma:

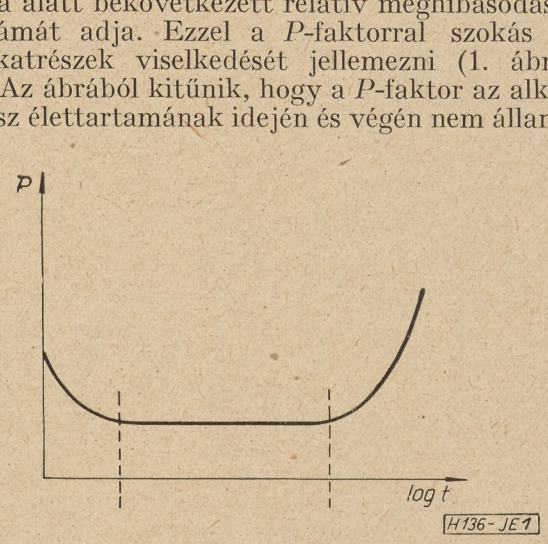
$$1 - p = 1 - e^{-P} \tag{5}$$

Mivel P igen kis szám szokott lenni, ezért e^{-P}-t hatványsorba fejthetjük és a magasabb hatványú tagokat elhanyagoljuk. Ezt az (5) egyenletbe helyettesítve, kapjuk:

$$1 - p = 1 - (1 - P) = P \tag{6}$$

Ebből következik, hogy a P-faktor az 1000 óra alatt bekövetkezett relatív meghibásodások számát adja. Ezzel a P-faktorral szokás az alkatrészek viselkedését jellemezni (1. ábra).

Az ábrából kitűnik, hogy a P-faktor az alkatrész élettartamának idején és végén nem állandó



1. ábra

és nagyobb értékű, mint az élettartam középső szakaszán. Nyilvánvaló, hogy a P-faktornak az alkatrész élettartama vége felé bekövetkező rohamos növekedése, összefüggésbe hozható a tendenciózus jellegű meghibásodási jelenségekkel, amelyek az anyag struktúrájának megváltozásából következnek.

A P-faktor ismerete még nem elegendő valamely alkatrész átlagos élettartamának meghatározásához. Az élettartam fogalmának meghatározása rendkívül nehéz és az általánosan elfogadható definíció megfogalmazása még máig sem sikerült. Ennek magyarázata főleg abban rejlik, hogy egy adott alkatrész különböző áramkörökben és környezeti viszonyok között igen különböző átlagos élettartamokat érhet el. Példaképpen megemlítjük, hogy elektroncsöveknél az alkalmazás helyétől függően mit szokás az élettartam végének tekinteni.

1. Rádiófrekvenciás és középfrekvenciás erősítőknél meredekségnek a névleges érték 65%-ára való csökkenése.

2. Keverő fokozatokban a keverő meredekségnek 50%-ra való csökkenése és az oszcillátor rácsáram 65%-ra való csökkenése.

3. Kisebb teljesítményű triódáknál a meredekség 50 %-ra való csökkenése.

4. Kimenő fokozat csöveinél a kiadott teljesítmény 50%-ra való csökkenése.

5. Diódáknál az egyenáram 40%-ra való csökkenése.

6. Egyenirányító csöveknél a kiadott áram vagy feszültség 80%-ra való csökkenése.

7. Ellenállás-kapacitás csatolású erősítők csöveinél a kiadott váltófeszültség 70%-ra való csökkenése.

Egy adott csőtípusnál tehát a különböző alkalmazások esetén az átlagos élettartam széles határok között változhat. Hasonló a helyzet más elektromos alkatrészeknél (ellenállások, kondenzátorok), amelyeknél az élettartam átlagos értéke nagymértékben függ a villamos igénybevételtől, a környezeti hőfoktól, az alkalmazott feszültség milyenségétől (egyenfeszültség, váltófeszültség, vagy a kettő kombinációja) és még más különböző tényezőktől is. Ily módon az átlagos élettartam meghatározására csak rögzített körülmények között végzett vizsgálatok nyújthatnak némi támpontot. Beszélünk pl. 5000 vagy 10 000 órás hosszúélettartamú csövekről, 10 000 órás élettartamú kondenzátorokról stb. Az élettartam végének minden esetben nem a teljes tönkremenést tekintjük, hanem a villamos paraméterek olymértékű megváltozását, amely az alkatrész üzemszerű használatát már nem biztosítja. Ezért az irodalomban publikált élettartam-adatokat nagy óvatossággal kell fogadni, ha nincsenek pontosan rögzítve a vizsgálati körülmények.

Az eddig elmondottakból nyilvánvaló, hogy valamely híradástechnikai vagy elektronikus berendezés meghibásodásának gyakorisága szorosan összefügg a benne működő alkatrészek

P-faktoraival és azok átlagos élettartamával. Valamely berendezés zavarmentes működésének valószínűsége a következő képlettel fejezhető ki:

$$p_{ü} = e^{\frac{t}{t_k}} \qquad (7)$$

ahol $p_{ü}$ a zavarmentes működés valószínűsége, t_k két meghibásodás között eltelt átlagos idő és t a vizsgálat időtartama. Ez az összefüggés csak aránylag nagy üzembiztosságú berendezésekre érvényes.

Az élettartamra és megbízhatóságra vonatkozó szabvány-kezdeményezések nagyrészt alkatrész-szabványokban találhatók; berendezésekre és készülékekre vonatkozó szabványokban sokkal kisebb mértékben.

Egyes alkatrész-családok élettartamát az üzemben, néha az üzemen kívül (pl. raktározásban) eltöltött idő jellemzi, sokszor mindkettőnek az összetevője. Ilyenek például az ellenállások, kondenzátorok. Más alkatrész-családokat, főleg az elektromechanikai jellegűeket az operációk száma jellemzi (kapcsolási szám, helyzetváltoztatás stb.). Ezekhez az alkatrész-családokhoz tartoznak például a kapcsolók, jelfogók, potenciométerek. Ezeknél az alkatrész-családoknál az élettartamot ritkán szokták időtartamban megadni, hiszen az operációk sűrűsége, felhasználás szerint, széles skálán változhat.

Nemzetközi vonatkozásban az élettartamra vonatkozó feltételek először az elektromos alkatrész-szabványokban jelentkeznek. Az IEC 1956 évben kiadott 80. számú publikációja, amely a papírkondenzátorokra vonatkozik, 10 000 órás folyamatos feszültségen tartást ír elő. Hasonló előírásokat és vizsgálatokat találhatunk még az IEC más publikációiban is.

Az IEC nyomán a francia, angol és német szabványokban azonos, vagy közel azonos feltételek jelentek meg, nemcsak papírkondenzátorokra, hanem légszigetelésű fémezett kondenzátorokra, rétegellenállásokra stb.

Fejlettebb formában jelentkezik a hosszú élettartam és a nagyüzembiztosság kérdése az elektrolit-kondenzátoroknál, amelyek nemzetközi szabványosítási folyamata újabb keletű és ahol már élesen szétválnak a közszükségleti és ipari célt szolgáló kondenzátorok feltételei.

Az IEC 103. számú publikációja elektrolites-kondenzátor II. jelzéssel látja el az 1000 órás, közfogyasztási készülékekben alkalmazható elektrolit-kondenzátorokat, míg a 100 000 órás élettartamot az I. jelű kondenzátoroknál írja elő, ipari felhasználási céllal. Hasonló képet tükröz a DIN 41 240 szabvány is, amely 1958-ban jelent meg.

Ez a 35 V-vál nagyobb feszültségű elektrolites kondenzátorra 50 C°-on való használatnál 10 éves várható élettartamot ír elő, miközben fél évig 60 C° is fennállhat, amely alkalommal az 1000 óránkénti „P" faktor 0,1 % lehet. A 35 V-nál kisebb feszültségre az előírás még kidolgozás alatt van.

Megemlítjük a DIN 40 040 „Vornorm" formájában, 1960 júliusában megjelent hiradástechnikai alkatrészekre vonatkozó „Anwendungsklassen" című szabványt („alkalmazási osztályok"), amely az alkatrész klímaállósági és mechanikai ellenállóképességének *jelzésére* szolgáló utasítás. Figyelemre méltó, hogy első ízben jelenik meg a „Betriebsverlässigkeit" („üzembiztosság") fejezet.

Külön figyelmet érdemel az IEC 40-es Főbizottság Titkárságának legújabb javaslata, amely már definíciókat is közöl, sőt újabb fogalmat is bevezet:

Megbízhatóság (Reliability), annak valószínűsége, hogy egy alkatrész hibamentesen fog dolgozni adott működési feltételek között az adott időtartam alatt.

Meghibásodási arány (Failure rate), az 1000 óránkénti átlagos meghibásodási százalék adott körülmények között. (Gyakorlatban a százalékot az alkatrészek kiindulási darabszámára kell vonatkoztatni).

Hasznos élettartam (Useful life), a teljes működési idő a selejtező ellenőrzés és az elhasználódás között.

Selejtező ellenőrzés (Debugging), az alkatrészeken végrehajtandó művelet, amely mellett a gyenge karakterisztikájú alkatrészek várhatóan meghibásodnak.

Elhasználódási meghibásodás (Wear-out failures), az a meghibásodás, amely a mechanikai koptatási vizsgálatok eredményeképpen jött létre, és amelynek — a még működő darabszámaira vonatkoztatott — előfordulási valószínűsége általában *növekszik* az idő függvényében.

Meghibásodási arány-normák (Failure rate standards), megengedett maximális változás összehasonlítva a 20 C°-on specifikált értékkel.

E meghatározások között három új fogalom jelentkezik. Az első a *selejtező ellenőrzés*, amelynek szövegéből csak következtetni lehet az értelmezésére. A *gyenge karakterisztikájú alkatrész* alatt nyilván a tűrésmező alsó határán levő alkatrészt kell érteni és a végrehajtandó művelet pedig túlfeszítésre vagy túlterhelésre utal. Az *elhasználódási meghibásodás* fogalmát csak elektromechanikai alkatrészekkel kapcsolatban lehet értelmezni. Ez a definíció azért sem teljesen érthető, mert elektrolites kondenzátorokkal kapcsolatos dokumentációban jelent meg. A *meghibásodási aránynormák* az alkatrész-szabványban szintén új fogalomként jelentkeznek. Táblázatot adnak, amely a maximális megengedett változásokat a 20 C°-on specifikált értékhez képest meghatározza a különböző kapacitások függvényében.

A szovjet szabványok az élettartam szempontjából elég egységes képet nyújtanak és úgyszólván valamennyiben megtalálható az 5000 órás szavatolt élettartam.

A hazai alkatrész-szabványok — mint köztudomású — főleg az IEC szintet tükrözik. Kivételt képeznek a klimatizált osztály alkat-

részei, amelyek a GOSZT, OZSÓ alkatrész-szabványokkal teljesen azonosak. Ebből következik, hogy a hazai alkatrész-szabványok csak ugyanolyan mértékben tartalmazzák az élettartam és a nagy üzembiztosság előírásait, mint, amilyen mértékben a forrásmunkák, az IEC Publikációk, a GOSZT szabványok stb.

Az alkatrészek hosszú élettartamát és nagy üzembiztosságát természetesen csak egy szükséges lépcsőnek kell tekinteni a készülékek és berendezések hasonló tulajdonságainak kialakításához. A végcél: a készülékek és berendezések üzembiztosságának fokozása, illetve a nagy üzembiztosság megteremtése.

A Híradástechnikai Szabványosítási Központ már a múlt év folyamán kezdett foglalkozni a nagy üzembiztosságú híradástechnikai berendezések szabványosításának kérdésével. A szabvány létrehozásához külföldi szabványirodalom nem állt rendelkezésre, hiszen szabványosítási szinten egyes katonai készülékekre vonatkozó előírásokon kívül más támpont alig volt.

A szabványtervezet egy alap és két függelék részből áll.

Az alaprész fejezetei:

Meghatározások, osztályozás, műszaki követelmények.

Az 1. számú függelék a fejlesztési ügyrendet tartalmazza,

a 2. számú függelék a nagy üzembiztosság teljesülésének elvi feltételeit taglalja.

Az elektromos alkatrészek élettartamára általános feltételként 50 000 üzemórát kíván meg a szabvány, adott „P" faktor mellett anélkül, hogy a jellemzők az adott üzemi viszonyok mellett megengedhető szélső határértékből kilépjenek. Megjegyzi a szabvány azonban, hogy 50 000 üzemóránál rövidebb élettartamúvá nyilvánított alkatrészeket is fel lehet használni akkor, ha a névleges jellemzőknél kisebb mértékben veszik azokat igénybe. A csökkenés mértéke és az üzemóra növekedés közötti összefüggéseket egy táblázat tartalmazza majd, amely egyelőre kidolgozás alatt van.

Elektromechanikai alkatrészek alkalmazhatósága csak abban az esetben megengedett, ha típusvizsgálat alkalmával végzett járatási vizsgálat során bebizonyosodott, hogy az alkalmazási helyen előforduló igénybevétel és adott „P" faktor mellett az alkatrészek feladatukat 10 évig hibátlanul el fogják látni.

A berendezések megbízhatóságának növelése

Matematikailag kimutatható és szemléletesen is világos, hogy az üzemkiesések egyik fő tényezője az alkatrészek (elektroncsöveket és félvezetőket is beleértve) hibája.

Lényeges tehát az alkatrészek minőségének és megbízhatóságának növelése. Ugyanakkor arra is kell törekedni, hogy a tervezők megtanulják a meglevő alkatrészeknek a környezettel szemben kevésbé érzékeny áramkörökben és berendezésekben való felhasználását. Más szóval figyelembe kell venni a berendezések kifejlesztésénél azt, hogy a készülékek az alkatrész karakterisztikák és alkalmazási viszonyok szélesebb körben való változását is elbírják.

A probléma olyan módon való megoldása, hogy jobb minőségű, megbízhatóbb alkatrészek kerüljenek felhasználásra logikusnak tűnik, de nem látszik a legkönnyebben járható útnak. Eredményt csak egy helyesen értelmezett kompromisszum adhat, melynél figyelembe kell venni a tetszetős műszaki megoldás és a berendezés elkerülhetetlen bonyolultsága, a különféle tartalékolási rendszer és automatika fajták, valamint a szakértői kezelés és a műszaki hozzáértés nélküli üzemeltetés közötti egészséges arányosságokat.

Bármely berendezés megbízhatósága két nézőpontból kifolyólag érdekes. Az első a berendezésbe tervezett, abba beleépített megbízhatóság, mely magában foglalja az áramköri tervezést, az alkatrészek helyes megválasztását és felhasználását, a mechanikai és klimatikus hatások elleni védettséget stb. A második a karbantartás könnyű voltára vonatkozik, ami szintén szerves része a berendezésnek. Ez utóbbi szempont felöleli mindazon eljárásokat, melyekkel a hibák felkutatását és elhárítását gyorssá és könnyűvé lehet tenni úgy, hogy a berendezés a meghibásodás után a legrövidebb időn belül előírás szerint lássa el feladatát.

Az előbbiekben azt mondtuk, hogy a berendezések üzemzavarainak látható oka az alkatrészek meghibásodásában nyilvánul meg. Az irodalom azonban felhívja a figyelmet számos más körülményre is, melyek ugyanilyen súllyal lehetnek okai a berendezések megbízhatóságának.

Különös gonddal kell eljárni az elektromos és áramköri tervezés vonalán. A tanulmányok egyértelműen kimutatták, hogy a berendezések megbízhatatlanságának okai számos esetben visszavezethetők helytelen áramköri tervezésre és az alkatrészek helytelen felhasználására. Például megvizsgáltak 1763 meghibásodott alkatrészt, melyek között elektroncsövek nem voltak és azt találták, hogy a meghibásodások oka kb. egyenlően oszlott meg a működési viszonyok, a gyártási hibák és a tervezési hiányosságok között. Ez a probléma messzebbre is mutat. Nevezetesen a tervezők ritkán vannak tisztában mindazokkal a bonyolult és egymással kapcsolódó viszonyokkal, melyek mellet a berendezésnek majd működnie kell. Ugyanez a tájékozatlanság nyilvánul meg az alkatrész ismeretek terén is, nem tudatosak a fejlesztő szakemberek előtt azok a felhasználási szempontok, melyek az alkatrészekkel kapcsolatban fennállnak. Példaképpen lehet hivatkozni olyan ellenállásokra, melyek ellenállás-hőmérséklet karakterisztikája hiszterézist mutat. Igen sok berendezés megbízhatósága már a gyártás során leromlott a tervezett tört részére, mert az ellenállás beforrasztása során a megengedettnél jobban felmelegedett. Lehet továbbá arra is

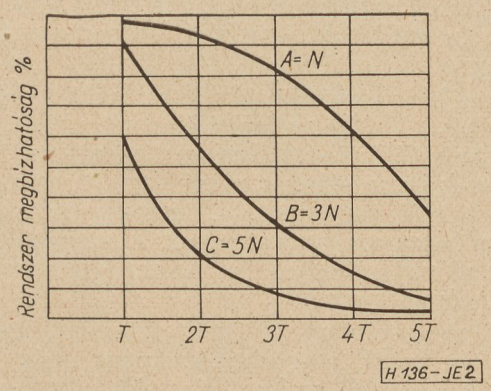
hivatkozni, hogy csak a legritkább esetben jutnak vissza a tervezőkhöz a berendezések üzemeltetési adatai és hibastatisztikái, melyek pedig a későbbi munkánál igen hasznos információknak bizonyulhatnak. Kimutatták például, hogy a híradástechnikai berendezések nagy száma a szállítás folyamán károsodást szenved. A folyamatot csak úgy tudták megállítani, hogy a tervezők egyike végig kísérte a készülék szállítását és az így szerzett tapasztalatok felhasználásával végezték el a szükséges módosításokat.

A nem megfelelő mechanikai kialakítás, a rázási követelmények nem kellő figyelembevétele, a helytelen hűtés, rossz hozzáférhetőség a karbantartásnál, mindezek sok esetben okozzák a berendezés megbízhatatlanságát.

Ez idő szerint a híradástechnikai berendezések nagy részére jellemző, hogy indokolt bonyolultságuk megnövekedett, amit a készülékekkel szemben támasztott fokozott követelményeknek lehet tulajdonítani. Ugyanakkor fokozott megbízhatóságot kívánnak meg.

Érdemes megvizsgálni, hogy a bonyolultság és a karbantartás, hogy viszonylik a komplex rendszer megbízhatóságához.

Tekintsünk egy A-val jelölt berendezést, mely N számú alkatrészt tartalmaz. Az alkatelemek meghibásodásából kiadódik az egész rendszerre vonatkozó T karbantartási, pótlási idő. Az adatok alapján meghatározható a rendszer megbízhatóságának százaléka. Ábrázolva a karbantartási idő függvényében a megbízhatóságot erre a rendszerre az A-val jelölt görbe adódik (2. ábra). Ábrázoljuk továbbá ugyanitt, két olyan B-vel és C-vel jelölt berendezés megbízhatósági görbéjét, melyeknél az alkatelemek száma az A rendszer háromszorosa, illetve ötszöröse. Látható, hogy a legnagyobb bonyolultságot képviselő C rendszer megbízhatósága milyen rohamosan csökken a karbantartási és javítási idő növekedésével, vagyis milyen lényeges a hiba felkutatására és elhárítására szánt idő alacsony értéken való tartása. Természetesen a viszonyok bizonyos mértékéig javíthatók automatikus tartalékrendszerek alkalmazásával, de megoldani a problémát nem tudják, mert a korlátlan tartalékolásnak gazdasági és célszerűségi okok határt szabnak. Számos esetben volt oka a berendezés megbízhatatlanságának az, hogy nem fordítottak a tervezők kellő figyelmet a rendszer karbantartási idejének alacsony értéken való tartására.



2. ábra

A megbízhatatlanság további forrását rejti magában az a tény, hogy a híradástechnikai berendezések jelentős része nem önálló egységben működik, hanem komplex rendszer tagjaiként. Itt elég talán csak arra hivatkozni, hogy a vezetékes, vagy vezeték nélküli hírközlő berendezések is együttműködnek távbeszélőközpontokkal, például trunkvonali alkalmazás esetén. A készülékek ilyen alkalmazása megfelelő mélységű kooperációt igényel a különböző készülékek tervezői között, melynek sok esetben tapasztalható hiánya eredményezi a komplex rendszer eredő megbízhatatlanságát.

Nem hagyható figyelmen kívül a megbízhatatlansági okok felsorolásánál a híradástechnikai berendezések kezelő és karbantartó személyzetének problémája sem. Kétségtelen, hogy komoly törekvés nyilvánul meg a kezelőszemélyzet munkájának egyszerűsítésére, illetve kiküszöbölésére, ez azonban a berendezések funkcionális és műszaki bonyolultságát eredményezi. Mindezek ellenére az emberi közreműködés különféle mértékben szükséges mind a kezelés, mind a karbantartás vonalán, amely így a rendszer megbízhatóságának tényezőjévé válik. Az irodalmi adatok leszögezik, hogy a kezelő és karbantartó személyzet jelentős fluktuációja, alacsony műszaki képzettsége, a híradástechnikai berendezések üzemenkívüli idejét növelik.

A megbízhatatlanság okai között említi számos cikk a fejlesztett berendezések gyakorlati vizsgálatainak hiányos és felületes voltát. Különböző becslések állnak rendelkezésre arra az időre nézve, mely a fejlesztés befejezése és a gyakorlati próbáról beérkező hibajelentések között telik el. Az időtartam természetesen a berendezés típusától és bonyolultsági fokától függ. Ha azonban a teljes gyártási sorozat készen áll, még mielőtt bármiféle terepadat is rendelkezésre állna, akkor elvész az a lehetőség, hogy a gyártási szériákban a hibákat kijavítsák. A kellő gonddal és a megbízhatóság szempontjainak figyelembevételével készült összetett rendszer tervezési és alkatrész hiányosságai általában két éves üzemi próba alatt felszínre kerülnek.

Az alkatrészek megbízhatósága

Ferritanyagok és ferritmagos tekercsek időbeli stabilitásának a vizsgálatára az elvi alapokat egy e célra alakult bizottság kidolgozta. Az eddigi tapasztalat azt mutatja, hogy a behatások a permeabilitás átmeneti növekedését okozzák. Behatások után, így elsősorban gyártás után, a permeabilitás időben való lassú csökkenése következik be. Ezt a folyamatot dezakkomodációnak nevezzük. A dezakkomodáció a behatások után bekövetkező lassú változás. Mérésekor a magokat állandó hőmérsékleten termosz-

tátban kell tartani és időnként mérni kell a tekercccsel ellátott mag induktivitását anélkül, hogy a magot a termosztátból kivennénk. Ebből következik, hogy a ferritmagok gyártása és felhasználása között kívánatos elegendő időt hagyni addig, amíg a változás jelentős része lezajlik.

A dezakkomodáció folyamán történt permeabilitás változás az alkalmazási területek egy nagyobb részén nem kritikus, azonban a szűrőkörökben, ahol elsősorban fazékmagokat használnak az effektív permeabilitásnak már igen kis változása is veszélyes lehet.

Említettük, hogy a gyártás után bekövetkező dezakkomodáció alkalmával a gyűrűs permeabilitás néhány százalékos csökkenése következik be. Ha a felhasználásnál ki is várjuk azt az időt, amíg a permeabilitás már eléggé állandósult, a további idő folyamán mégis számolnunk kell a permeabilitás változásával. Figyelembe kell venni ugyanis azt, hogy a berendezések — különösen a szállítás alkalmával — hőváltozásoknak és rázásnak is ki vannak téve, továbbá egyes alkalmazásoknál előfordulhatnak áramlökés által okozott mágneses behatások is. Az ilyen behatások szintén okozhatnak gyűrűs magoknál néhány százalék permeabilitás változást és a behatás után mindig újból jelentkezik a lassú dezakkomodáció.

Ezért a vizsgálatok, a gyártás utáni dezakkomodáción kívül, ki fognak terjedni különböző behatások utáni változások és az ezek utáni dezakkomodáció vizsgálatára is, tehát hosszú időt fognak igénybe venni. A végleges vizsgálatokhoz az előkészületek már jórészt megtörténtek.

A hazai gyártású MnZn ferrit magok instabilitás vizsgálata alkalmával ugyanazon termosztátban néhány megfelelő méretű külföldi fazékmagot is vizsgálni fognak, összehasonlítás céljából.

A vizsgálatoknak a következő fontosabb kérdésekre kell választ adniok:

1. Mekkora a gyártás után bekövetkező dezakkomodáció folyamán a permeabilitás változás, és mennyi ideig tart, amíg lényeges része lezajlik.

2. Mekkora a különböző behatások utáni változás és milyen az utána következő dezakkomodáció lefolyása.

3. Újabb, már korábban alkalmazott hőciklusok utáni változás mérése. Annak vizsgálata, hogy lehet-e gyakorlati haszna az öregítésnek.

4. TK változása a hőciklusok folyamán,

5. Behatások és stabilizálódás után, a veszteségek változása mekkora lesz.

Mind az elektroncsövek és félvezetők, mind pedig a passzív elektromos alkatrészekre jellemző, hogy *P*-faktoruk egy rövidebb kezdeti szakaszon viszonylag nagyobb, majd hosszú ideig kis értékű, utána ismét növekedni kezd.

Az elektroncsövek esetében körülbelül annyit állapíthatunk meg, hogy ennek az első szakasznak az időtartama 150—200 óra nagyságrendbe esik. Lényegesen homályosabb kérdés az, hogy meddig tart a második szakasz, tehát mikor kezdődik el a harmadik szakasz. Általában azt mutatja a tapasztalat, hogy ez normális üzemeltetési körülmények között a 10 000 órák nagyságrendjébe esik, különleges esetben lehet természetesen sokkal rövidebb vagy sokkal nagyobb érték.

Az első szakaszban az aránylag nagy hibaszázalékot a gyártási hibás csövek okozzák, és a tönkremenetel többnyire katasztrofális jellegű.

A hibaokok nagy valószínűséggel hasonlóak a második szakaszban keletkező hibákhoz: mechanikai jellegűek, vagy elektromos rövidzár, elektromos szakadás jellegűek, amely utóbbiak végeredményben gyakran mechanikai okokra vezethetők vissza.

Azt mondhatjuk, hogy az első szakasz nagyértékű megjelenése (igen sok gyorsan tönkremenő cső), nem annyira technológiai és konstrukciós, mint inkább szervezési, munkafegyelmi kérdés. A gyártási előírások megfelelő betartása mellett ez a szakasz jelentőségben alacsony színvonalra zsugorítható.

A második szakasz az, amely a normális működés szempontjából a legjelentősebb. Ebben a csövek tönkremenetele általában szintén inkább katasztrófális jellegű, és itt a működés egy állandó *P*-faktorral definiálható.

Végül a harmadik szakaszban a csövek tönkremenetele túlnyomórészt folyamatos, tehát bizonyos paraméterek lassú csökkenése következtében áll be és főleg fizikai-kémiai okokra vezethető vissza.

Hangsúlyozzuk természetesen, hogy mindez a tényleges körülményeknek csak kvalitatív közelítése.

Megállapíthatjuk, hogy a felhasználók számára tulajdonképpen a második szakasz érdekes, tehát az lenne a követelmény, hogy a második szakaszban lehetőleg kicsiny legyen a *P*-faktor, s kívánatos lenne természetesen, hogy a harmadik szakasz minél később következzék be.

A hibaokok fizikai analízise jórészt megtörtént. Az Egyesült Izzó a tervben előírt ütemben már kifejlesztett több nagyélettartamú, megbízható csőtípust, melyek sorozatgyártásban vannak.

A félvezető eszközökről az volt eredetileg az elképzelés, hogy óriási élettartamúak, óriási megbízhatóságúak. Ezután következett egy nagy kijózanodás, amikor azt tapasztalták, hogy erről szó sincs. Utána eljutottak oda, hogy bizonyos durva hibák kiküszöbölésével, reálissá vált a hosszú élettartam és a nagy megbízhatóság igénye.

Általánosságban le kell szögezni, hogy a tranzisztornál a görbe lefolyása más képet mutat. Az első szakasz elnyúlik egy nagyságrenddel nagyobb időre. Ez a bizonyos első

szakasz — amelyben tehát a rosszul gyártott tranzisztorok meghibásodnak vagy kiesnek — 1500—2000 órára tehető. Általában ezután áll csak be az alacsony *P*-faktorral jellemzett időszak. Arra vonatkozólag pedig eltérőek az adatok és a vélemények, hogy van-e a tranzisztoroknál törvényszerűen egy elöregedési harmadik szakasz vagy esetleg nincs is. Jó tranzisztoroknál egy ezrelék az ezer órára számított *P*-faktor, amely kimutatható a vizsgálatokban. A kérdés először is az, hogy mi okozza a hibákat. Vannak durva hibák, amelyek a nem kielégítő lezárásból adódnak. A nem kielégítő lezárás következtében a külső atmoszférával kapcsolatban van maga a kristály, és így a felületén állandóan változnak a jelenségek. Tudjuk, hogy a kristály külső felületének fizikai állapota döntő jelentőségű a tranzisztor működésére.

A további hibaokok részletes analízise folyamatban van és ezek alapján Egyesült Izzó tovább fejleszti a tranzisztorok megbízhatóságát.

A harmadik szakaszra vonatkozóan nincs egységes vélemény, valószínűleg az a helyzet, hogy ha egyátalán van ilyen törvényszerű megöregedés, akkor az hosszú idő — 50 000 óra, vagy annál hosszabb idő — után következik be. Ez annyit is jelent, hogy talán gyakorlati szempontból egyáltalán nincs jelentősége. A legfontosabb probléma most az, hogy hogyan lehetne az első szakaszt lerövidíteni, milyen módon lehetne a ténylegesen hibás tranzisztorokat különválogatni. Ez különösen súlyos kérdés a tranzisztorgyártás első korszakában, amikor még a tranzisztort gyártó mű tapasztalatainak csekélyebb volta miatt nagymértékű a tranzisztorok tönkremenetele.

Ellenállások, potenciométerek és kondenzátorok *P*-faktorának változása szintén az említett három szakasszal jellemezhető. A HIKI alkatrész laboratóriuma 1959 óta foglalkozik elsősorban hazai, de részben külföldi eredetű alkatrészek megbízhatóságának és élettartamának vizsgálatával. 1959-ben 3000, 1960-ban 8000, 1961-ben kb. 20—25 000 alkatrészt terhel tartósan. Reális reménnyel lehet jól értékelhető túlterheléses vizsgálatokat folytatni, amelyekből jó következtetést lehet levonni a nominális terhelés melletti megbízhatóságra. Az összefüggések ma még számszerűen nincsenek kidolgozva, a folyó és betervezett munkák fő célja éppen ezek megállapítása.

Jelenleg javasolt felhasználási irányelv a nagy megbízhatóságú készülékeknél az, hogy az összes ellenállásokat csak a névleges érték felére vegyük igénybe, a kondenzátorok a megengedett üzemi feszültség felét kapják, max 70 C° mellett a kisfeszültséggel igénybevettek pedig hegesztett kivezetésűek legyenek.

Nagy megbízhatóságú készülékek és rendszerek

Különféle elektromos és mechanikai alkatrészek helyes méretezésének irányelvei jórészt kialakultak. Matematikailag ki vannak dolgozva az összefüggések számolási módszerei az alkatrészek száma, megbízhatósága, valamint a készülékek megbízhatósága között, továbbá a bonyolult rendszerek tartalékolási módszereire vonatkozó számítási és méretezési elvek. Ezek felhasználásával áramköri és szerkezeti tervezőink már ma is megfelelő megbízhatóságú berendezéseket tervezhetnek. Ahhoz azonban, hogy a nemzetközi élvonalbeli berendezésekkel, sőt a jövő fejlődést is figyelembe vevő nagy megbízhatóságú készülékeink legyenek, további erőfeszítésekre van szükség. Az ezekre vonatkozó határozatokat az Egyesület elkészítette és a Híradástechnikai Igazgatóság Műszaki Kollégiumán megtárgyalta.

Természetesen fentiekben csak néhány leglényegesebb kérdés összefoglalását lehetett megadni. További elmélyedő tanulmányozás céljából az illetékesek és érdeklődők rendelkezésére áll a Híradástechnikai Tudományos Egyesületben az ankét előadásainak szövege, valamint a vita jegyzőkönyve.

KIÁLLÍTÁS

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület a KGM Híradástechnikai Igazgatósággal közösen 1961 október 25—29-ig a Technika Házában konstrukció kiállítást rendez. A kiállítás célja, hogy bemutassa a legkorszerűbb, műszakilag és gazdaságilag legkedvezőbb szerkezeti megoldásokat, szembeállítsa a helyes és téves, az új és a régi megoldásokat, rámutasson a korszerű technológiai eljárások helyes alkalmazására.

A kiállítás alkalmat ad konstuktöreinknek a széleskörű tapasztalatcserére és felhívja a figyelmet a szerkesztők munkájának rendkívüli fontosságára.

A kiállított legjobb szerkezet konstruktörei díjazásban, illetve elismerésben részesülnek.

Tranzisztoros hangolt erősítőfokozatok instabilitása és stabilizálása

PÁSZTORNICZKY LAJOS
Budapesti Műszaki Egyetem,
Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszék

A szerző a cikk első részében röviden levezeti a hangolt tranzisztoros erősítőfokozatot leíró lineáris négypólus egyenleteit. A négypólusegyenletek segítségével szemlélteti, hogy a közismert stabilitásvizsgálati módszerek még adott elemekkel rendelkező erősítőfokozat esetén is túl bonyolultak a gyakorlat szempontjából. A továbbiakban igazolja, hogy egyszerűbb lesz a vizsgálati módszer és előírt stabilitású fokozat tervezéséhez is felhasználható, ha a stabilitásvizsgálat a be- és kimeneti admittanciák segítségével történik. A szerző szemléletesen kördiagram segítségével egységes módon vizsgálja az erősítőfokozat állapotát, valamint a neutralizálással, ill. a járulékos konduktanciákkal való stabilizálást.

Az adott S stabilitási tényezővel rendelkező fokozatot stabilizáló járulékos konduktanciákat a szerző a tranzisztor-paraméterekbe vonja be. Ezáltal új méretezési eljáráshoz jut, amelynek előnye az egyszerűsége mellett többek között az, hogy a csatolókörök, ill. a sávszűrő a szokásos módon tervezhetők. A cikk egy alkalmazási példával zárul.

A tranzisztor igen sok kapcsolásban sikerrel helyettesíti az eddig szinte egyeduralkodó elektroncsövet. Közismert előnyei mellett azonban olyan tulajdonságokkal is rendelkezik, amelyek a cső javára billentik a mérleget, ha szigorúbb követelményekről van szó. A tranzisztor egyik hátrányos tulajdonsága a belső visszacsatolás.

E visszacsatolás káros hatása különösen az erősítőkapcsolásoknál mutatkozik meg. Egyenáramú és kisfrekvenciás erősítőknél emiatt a bemeneti és kimeneti ellenállás a terhelésnek és a generátorellenállásnak a függvénye. Közép és nagyfrekvencián annyiban rosszabb a helyzet, hogy reaktív terhelések esetén (hangolt körök) az erősítőfokozat instabillá válik, begerjedhet.

A továbbiakban kisjelű, keskenysávú tranzisztoros hangolt erősítőfokozat stabilitását fogjuk vizsgálni.

1. A tranzisztoros keskenysávú hangolt erősítőfokozat

Kis jelű üzemmódról lévén szó, célszerű a fizikai tranzisztort adott munkapontban egy ekvivalens lineáris négypólussal helyettesíteni (1. ábra), amelyet a négy paraméterével, pl. a négy admittancia-paraméterével adunk meg. Igaz ugyan, hogy így nem olyan szemléletes a tárgyalásmód, mint ha a p-n átmenetek fizikai működésével kapcsolatba hozható elemekből felépített π helyettesítő kapcsolást használnánk (2. ábra). Tekintettel azonban arra, hogy a π helyettesítő kapcsolás elemeinek a frekvenciától való függése csak a kis- és közepes frekvenciákon hanyagolható el, célszerűbb a fenti négypólusparaméterek használata. A tárgyalás így általánosabb.

A tranzisztor-négypólus jellemzésére az admittanciaparamétereket fogjuk használni. Ennek oka az, hogy nagy frekvenciákon rendszerint ezek mérhetők könnyebben, másrészt a szórt kapacitások és a fokozatokat csatoló rendszerint paralel zárókörök vagy sávszűrők admittanciái így könnyen egybevonhatók a bemeneti és kimeneti tranzisztorparaméterekkel.

A frekvenciafüggőség szemléltetésére írjuk fel az admittancia-paraméterek és a π-ekvivalens kapcsolás elemei közötti összefüggéseket a földelt emitteres és földelt bázisú kapcsolások esetére:

$$y^e_{11} = (g_{b'e} + \omega^2 C^2_{b'e} r_{b'b}) + j\omega C_{b'e} = g^e_{11} + jb^e_{11} \quad (1)$$

$$y^e_{12} = -(g_{b'k} + \omega^2 C_{b'k} C_{b'e} r_{b'b}) - j\omega C_{b'k} = -(g^e_{12} + jb^e_{12}) \quad (2)$$

$$y^e_{21} = g_m (1 - \omega^2 r_{b'b} C_{b'e} \tau_f) - j\omega g_m (r_{b'b} C_{b'e} + \tau_f) = (g^e_{21} - jb^e_{21}) \quad (3)$$

$$y^e_{22} \cong (g_{ke} + \omega^2 C_{b'e} C_{b'k} r^2_{b'b} g_m) + j\omega C_{b'k} (1 + r_{b'b} g_m) = g^e_{22} + jb^e_{22} \quad (4)$$

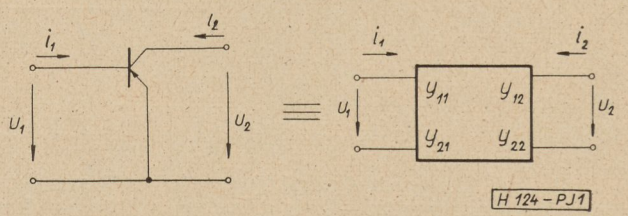
Földelt bázis esetén:

$$y^b_{11} \cong [g_{b'e} + g_m + \omega^2 C_{b'e} r_{b'b} (C_{b'e} - g_m \tau_f)] + j\omega [C_{b'e} (1 - r_{b'b} g_m) - g_m \tau_f = g^b_{11} + jb^b_{11} \quad (5)$$

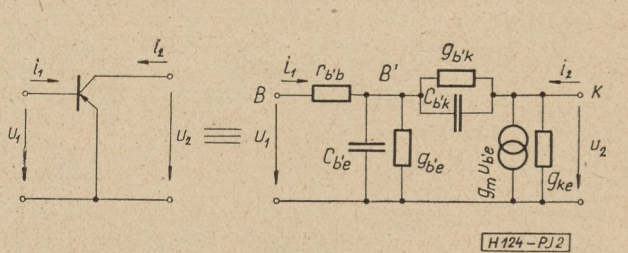
$$y^b_{12} \cong -[g_{ke} - g_{b'k} + \omega^2 C_{b'k} C_{b'e} r_{b'b} (r_{b'b} g_m - 1)] - j\omega C_{b'k} r_{bb} g_m = -(g^b_{12} + jb^b_{12}) \quad (6)$$

$$y^b_{21} \cong -[g_m + g_{ke} + \omega^2 C_{b'e} r_{b'b} g_m (r_{b'b} C_{b'k} - \tau_f)] + j\omega (g_m r_{b'b} C_{b'e} + \tau_f) = -(g^b_{21} - jb^b_{21}) \quad (7)$$

$$y^b_{22} \cong g_{ke} + \omega^2 C_{b'k} C_{b'e} r_{b'b} g_m + j\omega C_{b'k} (1 + r_{b'b} g_m) = g^b_{22} + jb^b_{22} \quad (8)$$

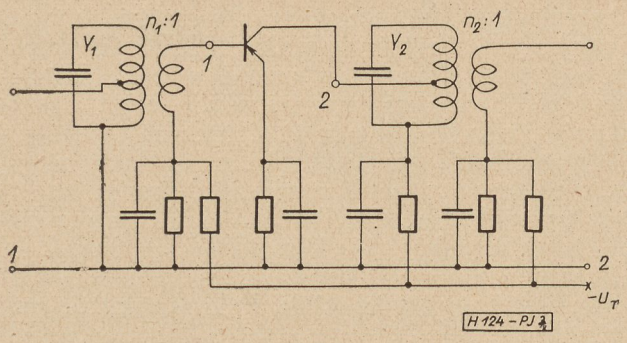


1. ábra



2. ábra

* Kivonat a szerző kandidátusi értekezéséből.



3. ábra

A sáverősítők frekvenciamenetének kialakítására többnyire hangolt körök használatosak. Egy ilyen erősítőfokozat látható a 3. ábrán. A sávkarakterisztika kialakítása paralel rezgőkörökkel történik. (Az R—C tagok a munkapont beállítására szolgálnak. Ha elég nagy kapacitásokat használunk, az ellenállások hatása elhanyagolható. A továbbiakban csak a kapcsolás váltóáramú részével fogunk foglalkozni.) E körök admittanciái:

$$Y_1 = \frac{1}{n_1^2}\left(g_1 + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1}\right) \qquad (9)$$

$$Y_2 = \frac{1}{n_2^2}\left(g_2 + j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2}\right) \qquad (10)$$

E kifejezésekben C és L a rezgőkörök hangoló elemei, n a transzformátorok áttétele, g pedig a rezgőkörök veszteségei és a tranzisztorok által bevitt terhelések konduktanciája.

E két admittanciát az 1. ábrabeli linearizált tranzisztort helyettesítő négypólus bemenő, ill. kimenő kapcsaira kötve az erősítőfokozatot jellemző egyenletrendszer:

$$\begin{aligned} i_1 &= (y_{11} + Y_1)\, u_1 + y_{12}\, u_2 \\ i_2 &= y_{21}\, u_1 + (y_{22} + Y_2)\, u_2 \end{aligned} \qquad (11)$$

A (11) kifejezésben az $y_{11} \ldots y_{22}$ helyébe földelt emitteres kapcsolás esetén az (1)...(4)-beli $y^e_{11} \ldots y^e_{22}$ paramétereket, földelt bázisú kapcsolás esetén az (5)...(8) beli $y^b_{11} \ldots y^b_{22}$ paramétereket kell beírni. A (11) egyenletben tekintetbe van véve tehát úgy a rezgőkörök frekvenciakarakterisztikája, mint a tranzisztorparaméterek frekvenciafüggése. A kifejezés így alkalmas a fokozat stabilitásának vizsgálatára.

2. Stabilitásvizsgálat

A hangolt erősítőfokozattól azt kívánjuk, hogy adott hőmérsékleti, tápfeszültség- és áram tartományban gerjedésmentesen működjék.

Vezérlés nélkül tehát kell, hogy a (11) egyenletrenszerben

$$i_1 = 0 \text{ és } i_2 = 0 \qquad (12)$$

legyen.

Ha a fokozat gerjed, a feszültségek valamelyike zérustól különböző lesz. A (12) feltétel tehát akkor teljesül, ha a (11) egyeletrendszer jobb oldalából képzett determináns zérus, azaz

$$\begin{vmatrix} y_{11} + Y_1 & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} + Y_2 \end{vmatrix} = 0 \qquad (13)$$

Ez nem más, mint a stabilitás vizsgálatoknál jól ismert karakterisztikus egyenlet, ha a frekvencia helyett a p komplex frekvenciára térünk át. Az adott rendszer stabilitását a (13) egyenlet gyökei fogják jellemezni. Attól függően, hogy a gyökök valós részei pozitívak vagy negatívak, a rendszer instabil vagy stabil lesz. A stabilitás ilyen nemű vizsgálatára több módszer ismeretes (Hurwitz-determinánsok, Nyquist-diagram, Mihajlov-diagram stb.).

E módszerek segítségével eldönthető az *adott elemekből* álló fokozat stabilitása. Könnyen belátható, hogy:

a) A (13)-ba helyettesítve a frekvenciafüggő paraméterek kifejezéseit, a viszonylag egyszerű zárókörös fokozatra is olyan magas fokszámú egyenletet nyerünk, amelynek megoldása nehézségekbe ütközik.

b) A gyakorlatban rendszerint a fordított feladat jelentkezik. Tervezéskor egy *adott stabilitású* fokozat elemeit (L, C, g, n) kell meghatároznunk lehetőleg egyszerű módszerekkel.

Egyszerűsödik a feladat — legalábbis egy fokozat esetében — ha az egyik oldalon lezárt erősítő-négypólust kétpólusként vizsgáljuk. Pl. a 3. ábra kapcsolásának vizsgáljuk a bemeneti admittanciáját vagy megfordítva.

Az áramkörök elméletéből ismeretes, hogy egy rendszer két kapcsa között jelentkező admittancia az alábbi alakban írható fel:

$$y = \frac{\Delta y}{\Delta y_{kk}} \qquad (14)$$

ahol Δy a rendszer determinánsa, Δy_{kk} pedig az illető kapocspár rövidrezárásával kapott rendszer determinánsa. Tranzisztoros erősítőfokozat esetén

$$\Delta y_{kk} = y_{22} + Y_2 \qquad (15)$$

Ez utóbbi admittancia nem más, mint a tranzisztor rövidzárási kimeneti admittanciája és vele párhuzamos a rezgőköri admittancia. Rétegtranzisztorok esetén a (15) admittancia mindenkor passzív jellegű, tehát a (14) admittancia vizsgálata egyenértékű a karakterisztikus egyenlet vizsgálatával.

Követhetjük a stabilitás vizsgálatokból jólismert módszerek egyikét, amikor is azt nézzük meg, hogyan változik az

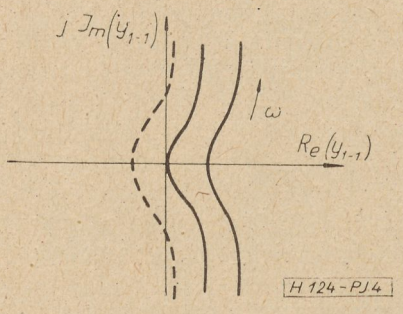
$$y_{1-1} = y = \frac{\Delta y}{\Delta y_{kk}} = N(\omega)\, e^{j\Psi(\omega)} \qquad (16)$$

kifejezés argumentuma, ha $0 < \omega_0 < \infty$, Másként fogalmazva, hol helyezkedik el a komplex síkon az y_{1-1} rádiuszvektora által leírt görbe?

A (16) egyenletben y_{1-1} a 3. ábra *1—1* kapcsai között jelentkező admittancia, ha a *2—2* kapocs-

pár üresen van hagyva (mivel Y_2 már magában foglalja a terhelést is, amelyről feltesszük, hogy passzív jellegű).

Ha ez a görbe a jobb félsíkon helyezkedik el — azaz a (16) admittancia reális része pozitív — a rendszer stabil. Ha a görbe a jobb félsíkhoz csatolja a koord. rendszer kezdőpontját, vagy teljes egészében a bal félsíkon fekszik, a rendszer gerjedni fog bizonyos frekvencián vagy frekvencia-tartományban (4. ábra).



4. ábra

Ahhoz tehát, hogy a 3. ábra kapcsolása stabil maradjon kell, hogy

$$\mathrm{Re}\,(y_{1-1}) > 0 \qquad (17)$$

A 3. ábra kapcsolásában természetesen sávszűrők is alkalmazhatók a zárókörök helyett. Ez mit sem változtat a (17) feltételen.

3. Hangolt tranzisztoros erősítőfokozat bemeneti admittanciája

Bemeneti admittancián a továbbiakban mindig a 3. ábra *1—1* kapcsán jelentkező admittanciát értjük. Tranzisztoros fokozat esetén a (16) egyenlet:

$$y_{1-1} = \frac{\Delta y}{\Delta y_{kk}} = y_{11} + Y_1 - \frac{y_{12}\,y_{21}}{y_{22} + Y_2} = Y_1 + k + \frac{m}{l} \qquad (18)$$

A (18), mint látjuk, lineáris komplex törtfüggvény, ahol

$$\begin{aligned} k &= y_{11}(\omega) \\ l &= -\,y_{12}(\omega)\,y_{21}(\omega) \\ m &= y_{22}(\omega) + Y_2(\omega) \end{aligned} \qquad (19)$$

$Y_1(\omega)$ és $Y_2(\omega)$ a bemeneti és kimeneti rezgőkörök admittanciái.

A (18) kifejezésben $(y_{11} + Y_1)$ és $(y_{22} + Y_2)$ passzív admittanciák. y_{1-1} reális része negatívvá válásának — azaz a fokozat instabilitásának — oka tehát az $y_{12}\,y_{21}$ kifejezésben keresendő.

Visszatérve a (18) és (19) kifejezésekre, és tekintetbe véve az egyes paraméterek frekvencia függőségét [pl. (1) ... (4)], tovább kell egyszerűsítenünk a feladatot, ha az alkalmazás szempontjából megfelelő összefüggéseket akarunk kapni.

Megépített stabilizálatlan kapcsolások azt mutatják, hogy hangoláskor az erősítőfokozat begerjedése rendszerint az áteresztési sávban, vagy annak határán következik be. Szűk sávról lévén szó a tranzisztorparamétereknek a frekvenciával való változása a sávon belül a sávközép frekvenciáján vett értékhez képest elhanyagolható. Az áteresztési sávon kívül pedig a zárókör, vagy pedig a sávszűrő szabja meg a frekvenciakarakterisztikát. A tranzisztorparamétereket tehát jó közelítéssel a sávközép frekvenciáján vett konstans komplex mennyiségekkel helyettesíthetjük. Földelt emitter esetén tehát:

$$\begin{aligned} y^e_{11} &= g^e_{11} + \mathrm{j}\omega C^e_{11}; \quad y^e_{12} = -\,(g^e_{12} + \mathrm{j}b^e_{12}) \\ y^e_{21} &= g^e_{21} - \mathrm{j}b^e_{21}; \quad y^e_{22} = g^e_{22} + \mathrm{j}b^e_{22} \end{aligned} \qquad (20)$$

Földelt bázisú kapcsolásban

$$\begin{aligned} y^b_{11} &= g^b_{11} - \mathrm{j}\omega C^b_{11}; \quad y^b_{12} = -\,(g^b_{12} + \mathrm{j}b^b_{12}) \\ y^b_{21} &= -\,(g^b_{21} - \mathrm{j}b^b_{21}); \quad y^b_{22} = g^b_{22} + \mathrm{j}C^b_{22} \end{aligned} \qquad (21)$$

Hangolt párhuzamos csatolókörök esetén a (10) kifejezésbe bevezetve az $\eta_2 = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ relatív elhangolást mint új változót és összevonva a kör admittanciáját az y_{22}-vel írhatjuk:

$$m = \left(g^e_{22} + \frac{g_2}{n_2^2}\right) + \mathrm{j}\omega_0 \left(C^e_{22} + \frac{C_2}{n_2^2}\right) \eta_2 = \left(g^e_{22} + \frac{g_2}{n_2^2}\right) + \mathrm{j}\,\eta'_2 \qquad (22)$$

ahol

$$\eta'_2 = \omega_0\,\eta_2 \qquad (23)$$

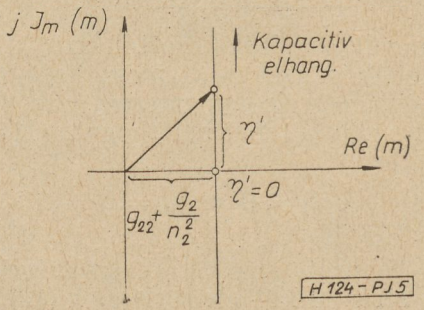
A (22) kifejezést komplex síkon ábrázolva (5. ábra) az η' változó függvényében egy a tengellyel paralel, attól $\left(g^e_{22} + \frac{g_2}{n_2^2}\right)$ távolságra levő egyenest kapunk.

A (18) egyenletet írjuk át az alábbi formába:

$$y_{1-1} = Y_1 + k + \frac{l}{m} = Y_1 + y_{be} \qquad (24)$$

és végezzük el a megadott konform leképzést. Könnyen belátható, hogy az y_{be} vektor végpontja az η' elhangolás változásával egy körön fog mozogni. E kör középpontjának vektora:

$$K_{y_{be}} = k + \frac{l}{2\left(g_{22} + \frac{g_2}{n_2^2}\right)}, \qquad (25)$$

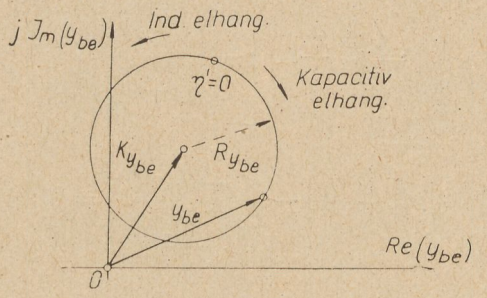


5. ábra

sugara

$$R_{y_{be}} = \frac{|l|}{2\left(g_{22} + \frac{g_2}{n_2^2}\right)} \tag{26}$$

(lásd a 6. ábrát).



6. ábra

Ábrázoljuk most a (24) kifejezést a komplex síkon az alábbi módosítással

$$y_{1-1} = y_{be} - (-Y_1), \tag{27}$$

továbbá a (22) egyenlethez hasonlóan vezessük be Y_1 kifejezésbe az η' elhangolást.

Ekkor

$$-Y_1 = -\left(\frac{g_1}{n_1^2} + j\eta_1'\right) \tag{28}$$

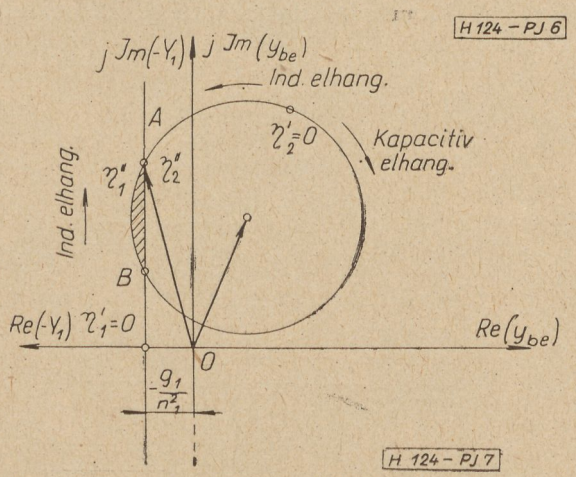
ahol

$$\eta_1' = \omega_0\, \eta_1 \tag{29}$$

A (27) felírásnak megfelelően a 7. ábrán látható a leképzés végeredménye. Az ábrából most már világosan nyomon követhető a tranzisztoros hangolt erősítőfokozat stabilitásának alakulása.

Legyen a kimeneti rezgőkör egy adott frekvenciára hangolva ($\eta_2' = 0$). Ekkor az A pontban (η_2'') az y_{be} admittancia reális komponense negatív.

Hangoljuk most a bemeneti rezgőkört. A hangolás folyamán ezzel is eljutunk az A pontba (η_1''). Ekkor azonban a bemeneti kör admittanciavektora megegyezik y_{be} vektorával. Mivel



7. ábra

a (27) szerint a két vektor különbségét kell képeznünk, azt kapjuk az A pontra, hogy

$$y_{1-1} = 0 \tag{30}$$

vagyis az *1—1* pontokon jelentkező eredő admittancia zérus. Mint tudjuk ez a begerjedés határára jellemző, vagyis egyúttal a stabil működés határa is. Az A és B pontok közötti elhangolásnál a fokozat instabil.

A (30) egyenlet két valós egyenletre bontható

$$\mathrm{Re}\,(y_{1-1}) = 0 \tag{31a}$$

és

$$\mathrm{Im}\,(y_{1-1}) = 0 \tag{31b}$$

Az erősítőfokozat behangolásakor a (31b) feltétel rendszerint teljesül, ha (31a) fennáll, vagyis a fokozat begerjed.

Az instabilitás láthatóan a bemeneti admittancia körének (pontosabban körívének) és a $-Y_1$ egyenesnek a kölcsönös helyzetétől függ.

Stabil működés most már háromféle módon érhető el:

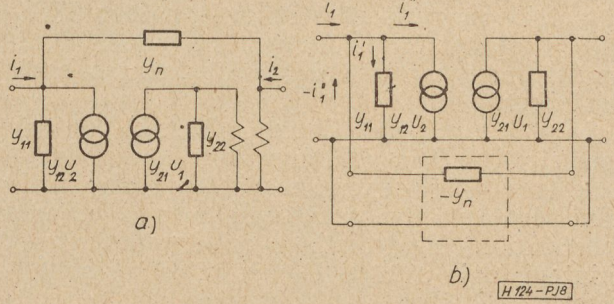
a) vagy az admittanciakört zsugorítjuk,
b) vagy az egyenest távolítjuk el a körtől,
c) vagy mindkettőt egyszerre végezzük.

Az *a)* esetnek felel meg a közismert neutralizálás. Láttuk, hogy a 6. ábrán a kör sugarát az $|l|$ számláló határozza meg. Az l-ben az y_{21} paraméter szabja meg a fokozat erősítését, így ezt nem célszerű csökkenteni. Tehát az y_{12} paraméter hatását kell elhanyagolhatóvá tenni, vagy csökkenteni.

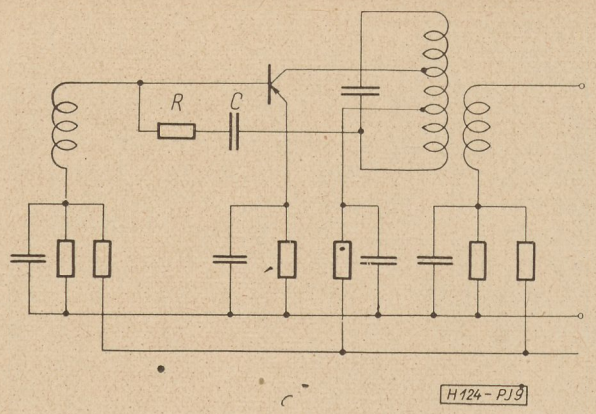
Az y_{12} a (2) és (6) szerint a 2. ábrán látható π ekvivalens kapcsolás Cb'_k és $g_{b'k}$ elemeivel van összefüggésben. A rétegtranzisztorok fizikájából ismeretes, hogy a helyettesítő kapcsolás e két eleme az erősítőként működő tranzisztor bázisrétegének a modulációjával, illetve a vezérlés ütemében való vastagságváltozásával kapcsolatos. A töltéshordozóknak a bázisrétegben való diffúziós terjedésmódja elvén működő tranzisztoroknál e hatás tehát elvileg nem szüntethető meg a tranzisztoron belül.

Külső, megfelelő visszacsatolással e visszahatás ellensúlyozható, azaz neutralizálható. Az egyik módszer a következő (8. és 9. ábra):

Mivel az instabilitást a bemeneten az $i_1'' = y_{12}\, u_2$ áramrész okozza, a kimenetről külső visszacsatolás segítségével olyan feszültséget viszünk a bemenetre, amely $-i_1'' = -y_{12}\, u_2$ áramot hoz létre. Ezáltal $i_1 = i_1'$ lesz. A 8*a* ábrán ezt



8. ábra



9. ábra

a visszacsatolást egy párhuzamosan csatolt y_n négy pólus végzi el. A tranzisztornégypólus és a visszacsatoló hálózat eredő paraméterei — admittancia paraméterekről lévén szó — az alábbiak:

$$y'_{11} = y_{11} - y_n; \quad y'_{12} = y_{12} - y_n \qquad (32)$$
$$y'_{21} = y_{21} - y_n; \quad y'_{22} = y_{22} - y_n$$

A belső visszacsatolás neutralizálva lesz, ha

$$y'_{11} = y_{12} - y_n = 0$$

azaz

$$y_n = y_{12} \qquad (33)$$

Ez a tranzisztor y_{12} paraméterének ismeretében (l. (2), ill. (5) egyenletek) tehát kiszámítható.

Az y_n admittancia a gyakorlatban rendszerint RC elemekből áll. A negatív előjelről a 8*b* ábrán látható fázisfordító transzformátor gondoskodik.

A 9. ábrán egy gyakran alkalmazott neutralizált kapcsolás látható. A fázisfordítás itt a rezgőköri tekercscsel van megoldva. A visszacsatolás történhet a hangolt transzformátor szekunderjéről is (ez is gyakori megoldás).

A tranzisztorparaméterek (1) . . . (8) kifejezéseiből látható, hogy RC elemekkel csak egy adott frekvencián lesz tökéletes a neutralizálás a tranzisztorparaméterek frekvenciafüggősége miatt.

A helyzet még rosszabb, ha tekintetbe vesszük, hogy a paraméterek a munkaponttól is függenek. A munkapont viszont megváltozhat akár a tápfeszültség megváltozásával, akár amiatt, hogy az erősítésszabályozást a bázis-, vagy emitteregyenáram megváltoztatásával érjük el. De megváltozhat akkor is, ha nem kielégítő a fokozat egyenáramú hőstabilitása. Kedvezőtlen esetben a neutralizált fokozat be is gerjedhet.

Nézzük a második lehetőséget. A b) pontnak megfelelő esetben a 7. ábra köre középpontjának és a $-Y_1$ egyenesnek az egymástól való távolságát növelve szüntetjük meg a gerjedés lehetőségét. Határesetben az egyenes éppen érinteni fogja a kört. Ennek az esetnek a feltételét a 7. ábra és a kör adatainak a segítségével könnyen felírhatjuk:

$$\mathrm{Re}\,(K_{ybe}) - R_{ybe} + \frac{g_1}{n_1^2} = 0 \qquad (34)$$

Minthogy (25) szerint

$$\mathrm{Re}\,(K_{ybe}) = \mathrm{Re}\,(k) + Re\left[\frac{l}{2\left(g_{22} + \frac{g_2}{n_2^2}\right)}\right]$$

$$= g_{11} + Re\left[\frac{l}{2\left(g_{22} + \frac{g_2}{n_2^2}\right)}\right]$$

írható, hogy

$$\left(g_{11} + \frac{g_1}{n_1^2}\right) - \frac{|l| - \mathrm{Re}\,(l)}{2\left(g_{22} + \frac{g_2}{n_2^2}\right)} = 0$$

illetve

$$\left(g_{11} + \frac{g_1}{n_1^2}\right)\left(g_{22} + \frac{g_2}{n_2^2}\right) - \frac{1}{2}\left[|l| - \mathrm{Re}\,(l)\right] = 0 \qquad (35a)$$

Stabil lesz a rendszer, ha a baloldal zérusnál nagyobb. Átosztva (35a) g_{11} és g_{22}-vel

$$\left(1 + \frac{g_1}{n_1^2 g_{11}}\right)\left(1 + \frac{g_2}{n_2^2 g_{22}}\right) - \frac{1}{2 g_{11} g_{22}}\left[|l| - \mathrm{Re}(l)\right] < 0 \qquad (36)$$

A (35a) egyenlet, bevezetve az

$$x = \frac{g_1}{n_1^2 g_{11}} \quad \text{és} \quad y = \frac{g_2}{n_2^2 g_{22}} \qquad (37a)$$

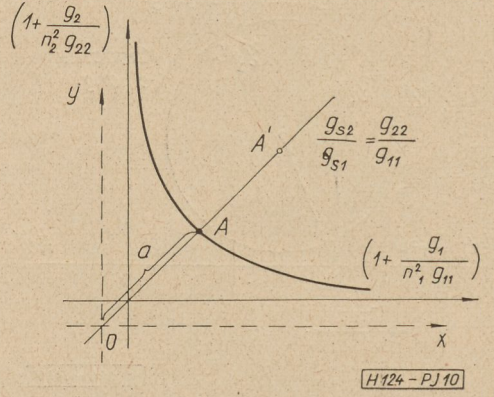
változókat, valamint az

$$a_5 = \frac{1}{g_{11} g_{22}}\left[|l| - \mathrm{Re}\,(l)\right] \qquad (37b)$$

konstanst, egy egyenlőszárú hyperbola egyenlete (10. ábra)

$$(x + 1)(y + 1) = \frac{1}{2} a^2 \qquad (35b)$$

melynek tengelyei a $(-1, -1)$ pontba vannak eltolva. A (36) szerint most már a hiperbola fölötti terület lesz a stabil tartomány. A stabil működés határának a hiperbola a mértani helye. A hiperbola alatti terület az instabil működésre lesz jellemző.



10. ábra

Kézenfekvő a gondolat, hogy a (36) egyenlőtlenséget egy $S > 1$ faktor segítségével egyenlőségbe írjuk át. Ekkor a (35b) egyenlet alakja:

$$(x+1)(y+1) = \frac{1}{2}(Sa)^2 \qquad (38)$$

A 10. ábrából nyilvánvaló, hogy az S tényező azt mutatja, milyen messze esik a vizsgált rendszer állapota az instabilitás kezdetét jelentő hiperbolától ($\overline{AA'}$ távolság). Ha $S = 1$, a rendszer a stabilitás, (vagy instabilitás) határán van. Indokolt tehát S-t a stabilitás tényezőjének nevezni. Látható, hogy az egyenletek a tranzisztor kimenetére és bemenetére nézve teljesen szimmetrikusak. A stabilizálás tehát akár a kimeneten, akár a bemeneten vagy mindkét helyen egyszerre elvégezhető.

A (36) egyenlőtlenség szerint meghatározható az az n_1 és n_2 megcsapolás adott rezgőköröknél, amelyeknek egy előre megadott S faktor felel meg. E megcsapolásokhoz meghatározott illesztetlenség tartozik. Tehát a rezgőkör veszteségei fogják kompenzálni a tranzisztor be- és kimenetén az esetleg fellépő negatív valós konduktanciákat. Az ilyen jellegű stabilizálás természetesen a fokozat erősítésének a rovására megy.

Az eredő y_{1-1} valós része erősen frekvenciafüggő lesz és bonyolult a fokozat tervezése.

Más módon is eljárhatunk. A (38) egyenletben szereplő S faktort vigyük be a tranzisztorparaméterekbe. Fizikailag az adott S tényezőhöz tartozó

$$g_{S1} = \frac{g_1}{n_1^2} \quad \text{és} \quad g_{S2} = \frac{g_2}{n_2^2} \qquad (39)$$

konduktanciákat paralel fogjuk kötni a tranzisztor be- és kimenetelével és úgy vesszük, hogy egy helyettesítő — de most már minden körülmények között stabil — tranzisztorral van dolgunk. Így ugyan némi erősítés veszteségtöbblet fog jelentkezni, de cserébe egyszerű lesz a csatolókörök tervezése és ami lényeges, a tervezés menete az elektroncsöves tervezés menetéhez hasonló.

Minthogy a be- és kimeneti konduktanciák szimmetrikusan szerepelnek, a stabilizáló konduktanciákat felvehetjük az alábbi arány szerint is:

$$\frac{g_{S2}}{h_{S1}} = \frac{g_{22}}{g_{11}} \qquad (40)$$

Könnyen belátható, hogy ekkor a (35a) egyenletben (a (39)- nek megfelelő jelölésekkel)

$$\left.\begin{aligned} g_{11} + g_{S1} &= g'_{12} = g_{11}\frac{a}{\sqrt{2}} \\ \text{és} \\ g_{22} + g_{S2} &= g_{22} = g_{22}\frac{a}{\sqrt{2}} \end{aligned}\right\} \qquad (41)$$

Ha $S > 1$, akkor a helyettesítő tranzisztor paraméterei földelt emitteres kapcsolásban az alábbiak lesznek:

$$y'_{11} = g^e_{11}\frac{S_e a_e}{\sqrt{2}} - \mathrm{j}b^e_{11}; \quad y'_{12} = -(g^e_{12} + \mathrm{j}b^e_{12})$$

$$y'_{21} = g^e_{21} - \mathrm{j}b^e_{21}; \quad y'_{22} = g^e_{22}\frac{S_e a_e}{\sqrt{2}} + \mathrm{j}\,b^e_{22} \qquad (42)$$

Az egyes paraméterekben szereplő előjelek azonosak a módosítatlan paraméterek előjeleivel.

A földelt bázisú kapcsolás módosított paraméterei:

$$y'_{11} = g^b_{11}\frac{S_b a_b}{\sqrt{2}} - \mathrm{j}b^b_{11}; \quad y'_{12} = -(g^b_{12} + \mathrm{j}b^b_{12})$$

$$y'_{21} = -(g^b_{21} - \mathrm{j}\,b^b_{21}); \quad y'_{22} = g^b_{22}\frac{S_b a_b}{\sqrt{2}} + \mathrm{j}b^b_{22} \qquad (43)$$

A csatoló hálózatot illeszteni kell teljesítményátvitel szempontjából a helyettesítő tranzisztor be- és kimeneti admittanciájához, természetesen a kívánt sávszélesség figyelembevételével. Az illesztéshez a tranzisztoros fokozat be- és kimenete számára a meghajtó, illetve terhelő admittanciákat a szokásos formulákkal a módosított paraméterek segítségével ($y'_{11} \ldots y'_{22}$) számítjuk ki.

$$y_{gill} = g_{11}\frac{Sa}{\sqrt{2}}\left(\sqrt{1 - \frac{2a}{S^2} - \frac{\beta^2}{S^4}} - \mathrm{j}\frac{\beta^2}{S^2}\right) + \mathrm{j}b_{11} \qquad (44)$$

$$y_{till} = g_{22}\frac{Sa}{\sqrt{2}}\left(\sqrt{1 - \frac{2\alpha}{S^2} - \frac{\beta^2}{S^4}} - \mathrm{j}\frac{\beta}{S^2}\right) + \mathrm{j}b_{22} \qquad (45)$$

A teljesítményerősítés ekkor:

$$G_{Sill} = \frac{|y_{21}|^2}{g_{11}\,g_{22}} \cdot \frac{1}{S^2 a^2\left[1 - \frac{\alpha}{S^2} + \sqrt{1 - \frac{2a}{S^2} - \frac{\beta^2}{S^4}}\right]} \qquad (46)$$

ahol S — a stabilitási tényező

$$a^2 = \frac{1}{g_{11}\,g_{22}}|l| - \mathrm{Re}(l)$$

$$\alpha = \frac{g_{12}\,g_{21} - b_{12}\,b_{21}}{a^2\,g_{11}\,g_{22}} \qquad (47)$$

$$\beta = \frac{g_{12}\,b_{21} + g_{21}\,b_{12}}{a^2\,g_{11}\,g_{22}} \qquad (48)$$

Az itt szereplő $g_{11} \ldots g_{22}$ és $b_{11} \ldots b_{22}$ értékek az eredeti tranzisztorparaméterek.

A hangolt erősítő számításának a menete most már a következő:

a) Felvesszük a követelmények (paraméter szórás, munkapontfüggés stb.) által megszabott S értéket,

b) Meghatározzuk az adott kapcsolásban adott paraméterekkel rendelkező tanzisztor G_{Sill} teljesítményerősítését.

c) Kiszámítjuk az $y_{g\,ill}$ és $y_{t\,ill}$ admittanciákat a módosított paraméterek segítségével.

d) Az adott sávszélességnek és a csatolókör terheletlen jósági tényezőjének megfelelően meghatározzuk az n_1 és n_2 áttételeket.

A rezgőköri kapacitás értékének megválasztásánál figyelemmel kell lenni a tranzisztor be- és kimeneti kapacitásaira is, bár ezek hatását erősen csökkenti az S faktor.

e) Meghatározzuk a csatolóhálózat g_{veszt} teljesítményveszteségét (csillapítás az átviteli sávban), illetve „teljesítmény erősítését".

f) Az eredő telj. erősítést a módosított fokozat $G_{S\,ill}$ teljesítményerősítésének és csatolóhálózat g_{veszt} „teljesítményerősítésének" a szorzata adja.

E módszer hátránya, hogy fokozatonként kisebb az erősítés, mint a neutralizáló eljárás esetén.

Előnye, hogy elmarad a bonyolult neutralizáló eljárás, a fokozat mindenkor stabil marad, a csatolóhálózat tervezésére érvényben marad az elektroncsöves számítási módszer. Sávszűrő alkalmazásakor — mivel ennek nagyobb az átviteli vesztesége, mint az egyszerű záróköré — adott S faktor esetén kisebb járulékos konduktancia szükséges. Végül a *c)* pontnak megfelelően a két eljárás, a neutralizálás és a konduktanciás stabilizálás együtt is alkalmazható. Így a fokozatból nagyobb erősítést kaphatunk a *b)* esetben (S kisebb lehet 1-nél), viszont a kapcsolás kevésbé lesz érzékeny a munkapont változásaira, mint a csak neutralizált fokozat.

A *b)* és c) stabilizálási módszereknek főleg akkor van létjogosultsága, ha szigorúbb követelményeket támasztunk a keskenysávú erősítők stabilitására és az átviteli karakterisztika változására nézve (pl. ha tranzisztoros asztali műsorvevőkkel akarjuk lecserélni az elektroncsöves készülékeket).

A tárgyalt módszerek természetesen általános érvényűek, tehát nemcsak a rádió vevőkészülékek szokásos 465—473 kHz-es középfrekvenciás erősítőire vonatkoznak.

4. Alkalmazás

Az OC45 típusú középfrekvenciás Valvotranzisztor az alábbi adatokkal rendelkezik az $I_e = 1$ mA, $-U_{be} = 6$V munkapontban (l. 2. ábra helyettesítő kapcsolását).

C_{bc}	= 10,5 pF	$g_{b'c}$	= 0,5 μ S
$C_{b'e}$	= 1000 pF	g_m	= 39 mS
g_{ce}	= 15 μ S	$r_{b'b}$	= 75 ohm
$g_{b'e}$	= 760 μ S	τ_f	$\cong$ 0,02 μ sec.

A *b)* pont szerinti eljárásnak megfelelően méretezett erősítőfokozatnak mekkora lesz a teljesítményerősítése a bázistól a kollektorig az $f_0 = 473$ kHz-es középfrekvencián, ha a stabilitási tényező $S = 1{,}3$?

Az (1) . . . (4) kifejezések alapján $f_0 = 473$ kHz frekvencián a tranzisztor admittancia paraméterei:

$$y^e_{11} = g^e_{11} + \mathrm{j}b^e_{11} = (1{,}42 + \mathrm{j}2{,}97)\ 10^{-3}.\ S$$

$$y^e_{12} = -(g^e_{12} + \mathrm{j}b^e_{12}) = -(7{,}45 + \mathrm{j}\ 31{,}2).\ 10^{-6}.\ S$$

$$y^e_{21} = g^e_{21} - \mathrm{j}b^e_{21} = (39 - \mathrm{j}11) \cdot 10^{-3} \cdot S$$

$$y^e_{22} = g^e_{22} + \mathrm{j}b^e_{22} = (35{,}3 + \mathrm{j}122{,}4) \cdot 10^{-6} \cdot S$$

Az illesztésnek megfelelő teljesítmény-erősítéshez a (19) egyenletből:

$$l_e = -\,y^e_{12}\,y^e_{21} = (6{,}34 + \mathrm{j}\ 11{,}35) \cdot 10^{-7} \cdot S^2$$

és

$$|l_e| = 13 \cdot 10^{-7} \cdot S^2$$

A (37b) szerint

$$a_e^2 = \frac{|l_e| - \mathrm{Re}(l_e)}{g^e_{11}\,g^e_{22}} \cong 13{,}32$$

A (47) szerint:

$$c_e = \frac{g^e_{12}\,g^e_{21} - b^e_{12}\,b^e_{21}}{a_2^2\,g^e_{11}\,g^e_{22}} = -\,0{,}95$$

A (48) szerint

$$\beta_e^2 = \left[\frac{g^e_{12}\,b^e_{21} + g^e_{21}\,b^e_{12}}{a_2\,g^e_{11}\,g^e_{22}}\right]^2 = 3{,}03$$

Az illesztett teljesítményerősítés (46) egyenlet

$$G_{Sill} = \frac{|y^e_{21}|}{g^e_{11}\,g^e_{22}} \cdot \frac{1}{S^2\,a^2\left[1 - \frac{c_e}{S_e^2} + \sqrt{1 - \frac{2\gamma_e}{S_e^2} - \frac{\beta^2}{S_e^2}}\right]}$$

$$= 583 = 27{,}6\ \mathrm{db}.$$

IRODALOM

H. W. Bode: Network Analysis and Feedback Amplifier Design. New York 1946.

A. W. Lo, R. O. Endres, J. Zawels stb: Transistor Electronic. 1956.

A. P. Stern: Stability and Power Gain of Tuned Transistor Amplifier. Proc. IRE. 1957 March Vol. 45. No 3.

Pásztorniczky L: Tranzisztoros hangolt erősítőfokozatok instabilitása és stabilizálása. (Kand. dissz.)

E. F. Vorobjova: Usztojcsivoszty rezonánsznovo uszilityelja sz ploszkosztnim triódom vkljucsonnim po szcheme sz obscsim emitterom i obscsej bázoj. Rágyiotyechnyika Tom. 14. No 6. 1959.

Valvo-Halbleiter 1959. (Katalógus).

Optimális csatolású iránycsatolók

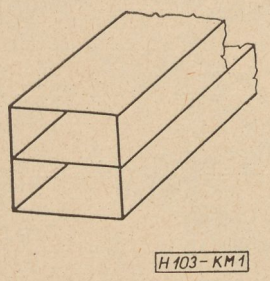
KENDERESSY MIKLÓS
Távközlési Kutató Intézet

A mikrohullámú méréstechnikában döntő szerepet játszik a teljesítménymérés. A teljesítménymérés egyik ismert módszerénél iránycsatolót alkalmaznak. Ettől az iránycsatolótól viszont azt kívánják, hogy csatolása a frekvencia függvényében lehetőleg ne változzék. Ilyen csatolótípus tervezésének módját írja le a cikk. A módszer ezen optimális csatolás mellett még nagy irányhatást is biztosít a csatolónak, miáltal az így tervezett iránycsatoló a gyakorlat minden igényét kielégíti.

A mikrohullámú méréstechnika egyik alapvető mérése a teljesítménymérés. A teljesítménymérés egyik módszerénél a teljes mikrohullámú energiát elnyeletik valamilyen közegben, és mérik a közeg melegedését. Ilyen közegként vagy vizet használnak, vagy valamilyen félvezetőt, melynek ellenállásváltozását mérik. E módszer hátránya, hogy az energiát felemészti és nem alkalmas valamely terhelés (pl. antenna) felé haladó teljesítmény mérésére üzem közben. Ezért kezdtek kísérletezni egy olyan módszerrel, amikor a teljesítményt szállító tápvonalba valamilyen mintavevő elemmel belenyúltak, és a haladó teljesítménynek csak egy kis részét vették ki. Ezt a kis részt azután megmérték. Ha ismeretes, hogy hányadrészt csatolnak ki, akkor a terhelés felé haladó teljesítmény is ismertnek tekinthető. Csatoló elemként kezdetben egyszerű hurkot, vagy csak egyenes rudat (kapacitív szonda) alkalmaztak. Rövidesen észrevették azonban, hogy az így kapott teljesítmény nem azonos a ténylegesen haladó teljesítménnyel. Ennek oka, hogy egy ilyen szerkezet a tápvonalon tetszőleges irányban haladó teljesítményre egyformán érzékeny, vagyis az előre és hátra haladó teljesítményt egyformán jelzi. Ez pedig azt jelenti, hogy a mért teljesítmény a terhelés reflexiójának fázisától függ. Ha tehát a tápvonalon állóhullám van, és ennek fázisa csúszik, akkor a mért teljesítmény értéke is változni fog.

Ezért dolgozták ki az iránycsatolót, mely csak az egyik irányban haladó teljesítményre érzékeny. A csatoló fő és segédvonala között valamilyen csatolás van, melynek nagyságát definiálni lehet és jól mérhető kerek érték. Egy-egy iránycsatolót azonban valamilyen frekvenciasávban szoktak alkalmazni, és kívánatos, hogy ebben a sávban a csatolás lehető keveset változzon. Az iránycsatolók legtöbb típusánál ez sajnos nem teljesül, és a változás igen nagy mértékű (néhány dB). Van azonban egy típus — a csőtápvonal közös, széles oldalába fúrt kerek lyukakkal csatolt iránycsatoló —, melynél meg lehet úgy választani a furatok helyét, hogy ez a változás minimális legyen (néhány tized dB). A továbbiakban azzal foglalkozunk, hogy milyen módon lehet ezt az optimális csatolást elérni.

A csőtápvonalak elrendezése látható az 1. ábrán. A közös széles oldafalba fúrt kerek lyuk következtében abban a tápvonalban is fog hullám haladni, melybe eredetileg nem tápláltunk be teljesítményt. A lyuktól jobbra és



1. ábra. Az optimális csatolású iránycsatoló csőtápvonalainak elrendezése

balra (vagyis a betáplált hullámmal egyező és ellenkező irányban) egyaránt fog hullám haladni. A lyuktól jobbra és balra haladó hullámok amplitudójára H. A. Bethe vezetett le egy-egy képletet [1]:

$$A = \frac{j\beta}{2 s_a}[PE_y^2 - MH_x^2 - MH_z^2] \qquad (1)$$

$$B = \frac{j\beta}{2 s_a}[PE_y^2 + MH_x^2 - MH_z^2]$$

ahol az egyes betűk jelentése, ha csak négyszögletes TE_{10} módusú csőtápvonalat vizsgálunk, a következő:

$$s_a = \frac{\beta \cdot a \cdot b}{2\gamma} \qquad M = 2P = \frac{4}{3} r^3 \qquad (2)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \qquad \gamma = \frac{2\pi}{\lambda_g}$$

λ_0 a szabadtérben mérhető hullámhossz,
λ_g a csőtápvonalban mérhető hullámhossz,
a a csőtápvonal széles oldalának mérete,
b a csőtápvonal keskeny oldalának mérete,
M a mágneses polarizálhatóság,
P az elektromos polarizálhatóság,
$r = \frac{d}{2}$ a csatoló furat sugara.

Az egyes térerősségek nagysága pedig:

$$E_y = \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \sin \frac{\pi x}{a},$$

$$H_x = -\sin \frac{\pi x}{a} \qquad (3)$$

$$H_z = -\frac{\lambda_g}{2a} \cos \frac{\pi x}{a}$$

A továbbiakban csak a jobbra haladó hullám amplitudóját fogjuk vizsgálni, tekintettel arra, hogy általában többelemes csatoló esetén alkalmazzák ezt az összeállítást, és akkor az eredő balra haladó tér zérus értékű, ezért minket nem is érdekel. Helyettesítsük ezért be az utóbbi kifejezéseket A képletébe, akkor a következőt kapjuk:

$$A = \frac{2\pi}{ab\lambda_g}\frac{2}{3}r^3\left[\sin^2\frac{\pi x}{a}\left(\frac{\lambda_g^2}{\lambda_0^2}-2\right)-\frac{\lambda_g^2}{2a^2}\cos^2\frac{\pi x}{a}\right]=\frac{4\pi r^3}{3ab}\left[\sin^2\frac{\pi x}{a}\left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0^2}-\frac{2}{\lambda_g}\right)-\frac{\lambda_g}{2a^2}\cos^2\frac{\pi x}{a}\right] \quad (4)$$

Abban az esetben, ha $x=\frac{a}{2}$, vagyis a furat pontosan a széles oldal közepén helyezkedik el, akkor

$$\cos^2\frac{\pi x}{a}=0 \quad \sin^2\frac{\pi x}{a}=1 \quad (5)$$

$$A=\frac{4\pi r^3}{3ab}\left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0^2}-\frac{2}{\lambda_g}\right)$$

Ez a kifejezés pedig zérus értékűvé válik azon a frekvencián, ahol

$$\lambda_g=\lambda_0\sqrt{2}$$

Ez pedig a csőtápvonalak szokásos frekvenciasávján belül esik, ami azt jelenti, hogy ezen a ponton semmi teljesítmény nem jut a segédvonalba. Ilyen csatoló pedig általában nem használható.

Nézzük meg mi a helyzet akkor, ha a furatot a szélesebbik oldal egynegyedébe helyezzük, vagyis $x=\frac{a}{4}$. Ekkor

$$\sin^2\frac{\pi}{4}=\cos^2\frac{\pi}{4}=0{,}5$$

Ily módon

$$A=\frac{2\pi r^3}{3ab}\left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0^2}-\frac{2}{\lambda_g}-\frac{\lambda_g}{2a^2}\right) \quad (6)$$

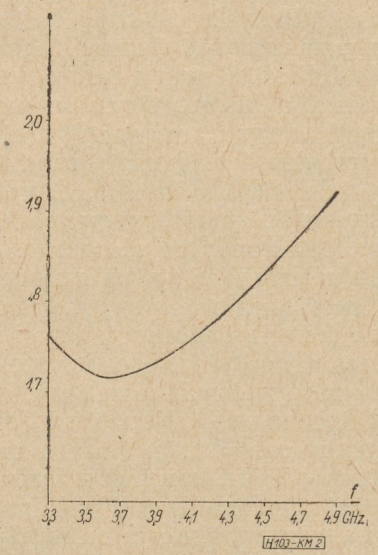
Ez a kifejezés a négyszögletes csőtápvonalak szokásos frekvenciasávján belül sehol sem lesz zérus értékű. Ezért meg kell vizsgálni, hogy milyen frekvenciafüggést eredményez ez a kifejezés. A vizsgálatot egy konkrét példán fogjuk elvégezni. A csőtápvonal névleges mérete: 58×29 mm, frekvenciasávja: 3300—4900 MHz A számítás eredménye látható a 2. ábrán, ahol csak a zárójelben levő kifejezést ábrázoltuk, tekintettel arra, hogy a többi tényező nem függ a frekvenciától. Az ábráról látható, hogy a görbének minimumhelye van, és hogy a sávszéleken felvett értékek nem egyenlők. Viszont a görbéből az is következik, hogy a csatolási görbe két különböző frekvencián is felveszi ugyanazt az értéket, ezért várható, hogy a frekvenciafüggés sokkal kisebb lesz. Ha azt akarjuk, hogy a csatolás változása minimális legyen, akkor meg kell keresni azt az értéket, melynél a 2. ábra szerinti görbének a sávszéleken felvett értékei azonosak.

Számítsuk ki, hogy melyik x helyre kell tenni a lyukat, hogy a csatolás változása minimális legyen. Az eddigi vizsgálatoknál nem vettük figyelembe a tápvonal falának csillapító hatását, most azonban tegyük meg ezt is. Ilyenkor az (1) egyenletben szereplő P elektromos polarizálhatóságot tartalmazó tagot meg kell szorozni egy F_e csillapítási tényezővel, az M mágneses polarizálhatóságot tartalmazó tagokat pedig egy F_m csillapítási tényezővel. Kerek csatoló nyílás esetén ezek értéke:

$$F_e=e^{2-\pi t\left[\left(\frac{1}{1{,}31\,d}\right)^2-\frac{1}{\lambda_0^2}\right]^{1/2}}$$

$$F_m=e^{-2\pi t\left[\left(\frac{1}{1{,}71\,d}\right)^2-\frac{1}{\lambda_0^2}\right]^{1/2}} \quad (7)$$

ahol d a lyuk átmérője,
t a falvastagság.



2. ábra. A csatolás változása, ha a lyuk a csőtápvonal széles oldalának egynegyedében helyezkedik el

Ezeket a csillapítási tényezőket úgy határozhatjuk meg, ha a falba vágott lyukat határfrekvencia alatti csillapítónak tekintjük, melynek hossza a csőtápvonal falvastagságával azonos. Az 58×29 mm névleges méretű tápvonal falvastagsága: 1,6 mm.

Tekintettel arra, hogy többelemes csatolók esetén a lyukak távolsága a hullámhossz negyedével egyenlő, ezért az alkalmazható legnagyobb furat átmérője korlátozott. Az 58×29 mm-es csőtápvonalon alkalmazható legnagyobb furat átmérője kb. 20 mm. Induljunk ki ezért ebből a méretből, és számítsuk ki a sávszéleken levő A csatolási tényezőt, ha a lyuk tetszőleges x helyen van:

$$A = \frac{4\pi r^3}{3ab}\left[\sin^2\frac{\pi x}{a}\left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0^2}F_e - \frac{2}{\lambda_g}F_m\right) - \frac{\lambda_g}{2a^2}\cos^2\frac{\pi x}{a}F_m\right]$$

Helyettesítsük be a sávszéleken felvett értékeket és a két kifejezést egyenlővé téve, x értékét meghatározhatjuk.

$$x = 0{,}234\,a.$$

Jelen esetben, amikor $a = 58{,}17$ mm

$$x = 13{,}6 \text{ mm}.$$

Ez pedig azt jelenti, hogy a tápvonal oldalfalától 13,6 mm-re kell helyezni a csatolófuratok középpontját. Az előzőkben felvett 20 mm átmérőjű lyuk itt még elfér.

Egy iránycsatolótól azonban nagy irányhatást is kívánunk. Nagy irányhatás pedig csak olyan csatolóval érhető el, melynek csatolási függvénye egy Csebisev-polinommal egyenlő.

Egyetlen csatoló nyílás által gerjesztett jobbra és balra haladó hullámok amplitudóját az (1) egyenlet meghatározza. Ha azonban több csatoló elemről van szó, akkor figyelembe kell venni az egyes elemek közti távolságot is, éspedig két helyen. Figyelembe kell venni a térkomponensek függését a z iránytól, az egyes A, ill. B hullámamplitudók összegezésénél pedig a köztük levő fázistolást kell számításba venni. Az egyszerűség kedvéért azonban A és B mennyiségek számításánál nem vesszük figyelembe a térkomponensek z-től való függését, hanem azok összegezésénél tesszük azt meg.

A háromelemes csatoló esetén:

$$A_1 = A_{10}\quad A_2 = A_{20}\,e^{j\gamma d}\quad A_3 = A_{30}\,e^{2j\gamma d}$$
$$B_1 = B_{10}\quad B_2 = B_{20}\,e^{j\gamma d}\quad B_3 = B_{30}\,e^{2j\gamma d}$$

Eddig figyelembe vettük a térkomponensek z-től való függését. Most végezzük el az egyes csatoló elemek által gerjesztett hullámok amplitudóinak összegezését.

$$A = A_1 + A_2\,e^{-j\gamma d} + A_3\,e^{-2j\gamma d} = A_{10} + A_{20} + A_{30}$$
$$B = B_1 + B_2\,e^{j\gamma d} + B_3\,e^{2j\gamma d} = B_{10} + B_{20}\,e^{2j\gamma d} + B_{30}\,e^{4j\gamma d} \quad (8)$$

A továbbiakban az egyszerűség kedvéért el fogjuk hagyni a 0 indexet, de mindig csak a z-től független amplitudó tényezőt fogjuk érteni. Ha tehát tetszőleges számú csatoló elemmel rendelkező iránycsatoló segédvonalában két különböző irányba haladó hullámok amplitudóit kívánjuk számítani, akkor a következő kifejezésből kell kiindulni:

$$A = A_1 + A_2 + A_3 + \ldots + A_n$$
$$B = B_1 + B_2\,e^{2j\gamma d} + B_3\,e^{4j\gamma d} + \ldots + B_n\,e^{2(n-1)j\gamma d} \quad (9)$$

Ha most figyelembe vesszük, hogy a csatoló szerkezet szimmetrikus felépítésű, akkor:

$$B_1 = B_n;\ B_2 = B_{n-1};\ \ldots;\ B_i = B_{n+1-i}$$

Ily módon az eredő balra haladó hullám:

$$B = B_1(1 + e^{2(n-1)j\gamma d}) + B_2(1 + e^{2(n-3)j\gamma d})\,e^{2j\gamma d} + \ldots$$

Használjuk fel azt a matematikai összefüggést, hogy

$$\cos z = \operatorname{ch} j z = \frac{e^{jz} + e^{-jz}}{2} = e^{-jz}\frac{e^{2jz} + 1}{2}$$

ahonnan

$$1 + e^{2jz} = 2\,e^{jz}\cos z$$

vagy

$$1 + e^{njz} = 2\,e^{\frac{n}{2}}\cos\frac{n}{2}z$$

Ezt visszahelyettesítve B kifejezésébe

$$B = 2B_1\,e^{(n-1)j\gamma d}\cos(n-1)\gamma d + 2B_2\,e^{(n-1)j\gamma d}\cos(n-3)\gamma d +$$

Ismét alkalmazzunk egy matematikai összefüggést:

$$\cos nx = \cos^n x - \binom{n}{2}\cos^{n-2}x\cdot\sin x + \binom{n}{4}\cos^{n-4}x\cdot\sin^4 x - + \ldots.$$

Ez még számunkra nem megfelelő alak, hanem még alkalmazni kell a következő azonosságot:

$$\sin^2 x = 1 - \cos^2 x$$

Ha ezt következetesen alkalmazzuk cos nx fenti kifejezésében, akkor olyan alakot kapunk, melyben már csak cos x és annak hatványai fognak szerepelni. Az együtthatók pedig az elsőfajú n-ed fokú Csebisev-polinom együtthatói lesznek.

$$\cos nx = Tn(\cos x)$$

A Csebisev-polinomok együtthatói és különböző helyen felvett értékei az első 12 esetre megtalálhatók a [2] irodalomban. Helyettesítsük ezt vissza B legutóbbi kifejezésébe, akkor azt kapjuk, hogy

$$B = e^{(n-1)j\gamma d}[2B_1 T_{n-1}(\cos\gamma d) + 2B_2 T_{n-3}(\cos\gamma d) + \ldots.]$$

Az irányhatás együttható a jobbra és balra haladó hullámok amplitudóinak hányadosa:

$$d = \left|\frac{B}{A}\right| = \frac{1}{\sum_{i=1}^{n} A_i}[2B_1 T_{n-1}(\cos\gamma d) + 2B_2 T_{n-3}(\cos\gamma d) + \ldots] \quad (10)$$

Mint látható, a legmagasabb fokú együttható fokszáma: $(n-1)$. Tegyük ezért ezt egyenlővé $(n-1)$-ed fokú Csebisev-polinommal, illetve annak valahányszorosával. Vegyük még figyelembe azt is, hogy a Csebisev-polinomok a $[-1; +1]$ intervallumban közelítik legjobban a zérust, nekünk pedig csak valami előírt sávban

van erre szükségünk. Ezért még egy ilyen nyújtó, illetve összenyomó tényezőt is figyelembe kell venni. Ezekután írjuk fel a kiinduló egyenletünket:

$$\frac{1}{\sum_{i=1}^{1} A_i}[2\,B_1\,T_{n-1}(\cos\gamma d) + 2\,B_2\,T_{n-1}(\cos\gamma d) + \ldots] = \chi\,T_{n-1}(t\cdot x) \qquad (11)$$

Ebben a kifejezésben az egyes B_i csatolási tényezőkön kívül csak χ az ismeretlen.

Szükség van tehát a χ értékére. Minthogy a Csebisev-polinomok az $x = \pm 1$ helyen egységnyi értékűek, ezért az irányhatás együttható értéke:

$$d_{x=1} = \chi\,T_{n+1}(t\,x)/_{x=1} = \chi\,T_{n-1}(t)$$

Másrészt viszont

$$d_{x=1} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{n} A_i}[2\,B_1\,T_{n-1}(x) + 2\,B_2\,T_{n-3}(x) + \ldots]/_{x=1} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{n} A_i}[2\,B_1 + 2\,B_2 + \ldots] = \frac{\sum_{i=1}^{n} B_i}{\sum_{i=1}^{n} A_i}$$

E két kifejezést egyenlővé téve:

$$\chi = \frac{\sum_{i=1}^{n} B_i}{\sum_{i=1}^{n} A_i}\,\frac{1}{T_{n-1}(t)}$$

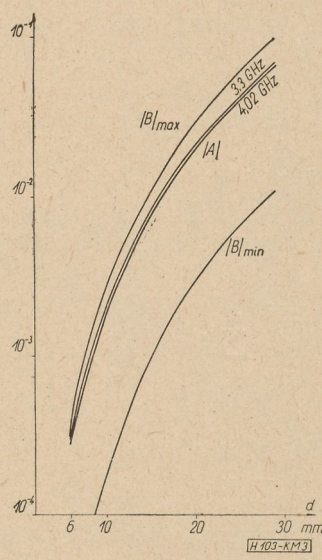
Az irányhatás együttható maximális értéket a sávszéleken vesz fel, ahol $tx = 1$, ezért:

$$d_{\max} = \chi\,T_{n-1}(tx)/_{tx=1} = \chi$$

Az irányhatás minimális értéke pedig

$$D = 20\log\frac{1}{\chi} = 20\log\frac{\sum_{i=1}^{n} A_i}{\sum_{i=1}^{n} B_i}\,T_{n-1}(t) \qquad (12)$$

Ebben a kifejezésben nem ismerjük sem A_i sem B_i értékét, hiszen ezt csak a lyukak tényleges mérete határozza meg. Tudjuk viszont egészen biztosan, hogy $B > A$, ezen pont elején felírt egyenletek értelmében. Ez számunkra igen kellemetlen, hiszen B a nevezőben van, tehát növekedése csökkenti az irányhatást. Valójában nem ilyen rossz a helyzet. Számítsuk ki ezért a különböző lyukátmérőkhöz tartozó



3. ábra. Az A, ill. B csatolási tényezők változása a frekvencia függvényében különböző lyukátmérők esetén

A, ill. B értékeket a frekvencia függvényében. Az így kapott értékeket tünteti fel a 3. ábra. Az ábrán B-nek csak a maximális és minimális értékét, ill. annak abszolút értékét láthatjuk. A számítások során azt kaptuk, hogy A mindig negatív, ezért annak is csak az abszolút értékét ábrázoltuk. A két abszolút érték összehasonlítása pedig azt mutatja, hogy (A) és (B) azonos nagyságrendűek. Ezért a tervezésnél nyugodtan egyformának tekinthetjük őket, és legfeljebb a biztonságot kell kissé nagyobbra venni. Ezekután tehát nyugodtan használhatjuk a

$$D = 20\,\log\,T_{n-1}(t) \qquad (13)$$

egyszerűsített képletet.

Meg kell még kissé vizsgálni a sávszélességgel kapcsolatos t tényezőt. A csatoló elemek közti d távolságot úgy választjuk meg, hogy

$$\cos\gamma d = 0 \quad \gamma d = (2n-1)\frac{\pi}{2} \quad (n = 1, 2, 3. .)$$

legyen a frekvenciasáv közepén. Minthogy

$$\gamma = \frac{2\pi}{\lambda_g}$$

ahol λ_g a tápvonalon mérhető hullámhossz, ezért

$$d = \frac{\lambda_{g0}}{4}$$

a helyes érték. Ha most a frekvencia változik, akkor γ értéke is változik, d viszont változatlan marad. Ezért $\cos\gamma d$ értéke is változni fog. Kezdetben viszont abból indultunk ki, hogy a Csebisev-polinomok csak a $[-1;\ +1]$ intervallumban közelítik a zérus értéket, ezért a képleteinkben szereplő (tx) kifejezés is csak ezen intervallumban változhat. Sávszéleken legyen $\lambda_g = \lambda_{g1}$ vagy λ_{g2}, akkor

$$\cos\gamma d = \cos\gamma_1 d = \cos\gamma_2 d = \pm x_1$$

Ugyanitt viszont $tx_1 = \pm 1$, ezért

$$t = \frac{1}{x_1} = \frac{1}{\cos\gamma_1 d} = \frac{1}{\cos\frac{\pi}{2}\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_{g1}}} \qquad (14)$$

Ily módon minden képlet rendelkezésünkre áll, hogy a frekvenciasáv, a megengedhető leg-

kisebb irányhatás és a csatolás ismeretében optimális iránycsatolót tervezzünk. Ha most azt tűzzük ki célul, hogy 40 dB-es irányhatást érjünk el a teljes frekvenciasávban, akkor a biztonságot is figyelembe véve hételemes csatolóra van szükség. (A (13) egyenlet alapján.) A sávszélességgel definiált t tényező 1,8-nek adódik a (14) egyenletből. Ismét felírva a (11) egyenletet, majd az azonos kitevőjű tagok együtthatóit egyenlővé téve, megkapjuk az egyes csatolási tényezőket. Hételemes csatoló esetén ezek

$$B_1 = {}^1/_2\,\mu\,t^6$$

$$B_2 = 3\,\mu\,(t^6 - t^4) \qquad \mu = \frac{\sum_{i=1}^{n} B_i}{T_6(t)}$$

$$B_3 = {}^3/_2\,\mu\,(5t^6 - 8\,t^4 + 3\,t^2)$$

$$B_4 = \mu\,(10\,t^6 - 18\,t^4 + 9\,t^2 - 1)$$

Behelyettesítve $t = 1{,}8$ értéket és $T_6(t)$ értékét:

$$B_1 = 0{,}026\ 501 \sum B_i$$

$$B_2 = 0{,}109\ 92 \sum B_i$$

$$B_3 = 0{,}223\ 89 \sum B_i$$

$$B_4 = 0{,}279\ 38 \sum B_i$$

A legnagyobb lyuk átmérője az előbbi megállapítás szerint kb. 20 mm. A csatolási tényező értéke a 3. ábráról is leolvasható lenne, de nem elég pontosan, továbbá az ábra nem tartalmazza a frekvenciasáv közepén (4020 MHz) felvett értékeket, pedig a méretezést ezen a frekvencián kell elvégezni. A (B) tényezőt ezért a 4. ábrán tüntetjük fel, nyújtott léptékkel, hogy a leolvasás pontosabb legyen, és a méretezési frekvencián, 4020 MHz-en. Ebből az ábrából $d = 20$ mm-hez

$$|B| = 1{,}6 \cdot 10^{-2}$$

tartozik. Összehasonlítva B_4 fenti értékével, megkapjuk $\sum B_i$ értékét:

$$\sum B_i = \frac{0{,}016}{0{,}2794} = 0{,}0573$$

Szorozzuk be az egyes csatolási tényezőket, akkor

$$B_1 = 1{,}52 \cdot 10^{-3} \qquad B_3 = 1{,}282 \cdot 10^{-2}$$

$$B_2 = 6{,}28 \cdot 10^{-3} \qquad B_4 = 1{,}6 \cdot 10^{-2}$$

A 4. ábráról leolvashatjuk az ehhez tartozó lyukátmérő értékeket:

$$d_1 = 10{,}1 \text{ mm} \qquad d_3 = 18{,}7 \text{ mm}$$

$$d_2 = 15{,}3 \text{ mm} \qquad d_4 = 20 \text{ mm}$$

Ezzel tulajdonképpen végeztünk is a méretezéssel, azonban érdemes még megnézni a csatolás változását a frekvencia függvényében, hogy meglássuk ennek a csatoló típusnak a legfőbb előnyét. Ezért a 4. ábrához hasonlóan fel kell rajzolni az A tényező változását a lyukátmérő és a frekvencia függvényében. Ez látható az 5. ábrán, de csak két frekvencián. Az ábráról kiolvasható, hogy sávközépen az egyes lyukak csatolási tényezői a következők:

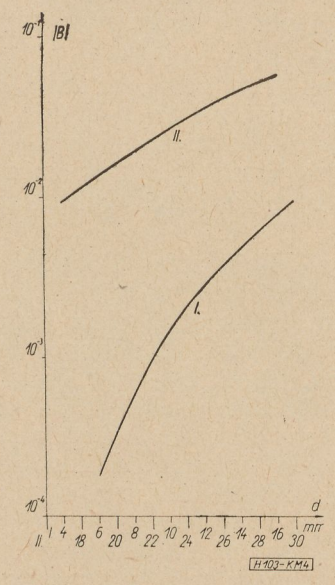
$$A_1 = 1{,}84 \cdot 10^{-3} \qquad A_3 = 1{,}53 \cdot 10^{-2}$$

$$A_2 = 7{,}9 \cdot 10^{-3} \qquad A_4 = 1{,}9 \cdot 10^{-2}$$

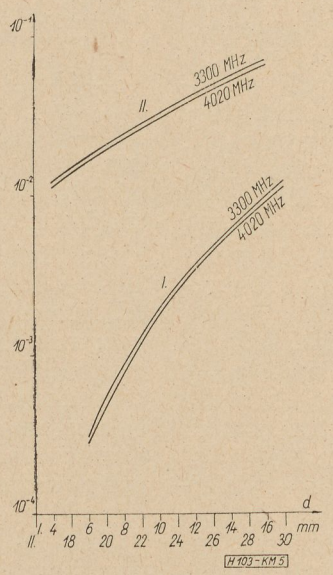
A csatolási tényezők összege egy lyuksor esetén:

$$\sum A_i' = [2\,(1{,}84 + 7{,}9 + 15{,}3) + 19] \cdot 10^{-3} = 69{,}1 \cdot 10^{-3}$$

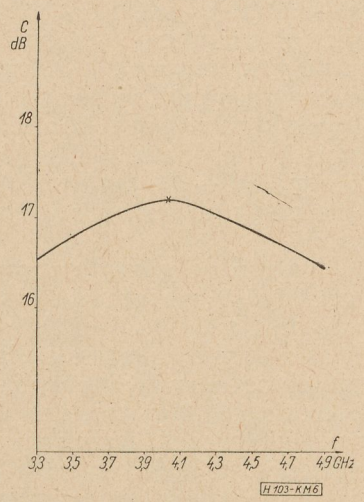
Minthogy azonban a csőtápvonal szélesebbik oldalán két lyuksor helyezhető el mindkét oldalfaltól azonos távolságra, ezért a csatolási tényezők összege is megkétszereződik:



4. ábra. A B tényező változása a lyukátmérő és frekvencia függvényében, nyújtott skála alkalmazásával



5. ábra. Az A tényező változása a lyukátmérő és frekvencia függvényében, nyújtott skála alkalmazásával



6. ábra. Az optimális csatolású iránycsatoló csatolásának változása a frekvencia függvényében

$$\sum A_i' = 138{,}2 \cdot 10^{-3}$$

A csatolás nagysága pedig:

$$C = 20 \log \frac{1}{\sum A_i'} = 17{,}2 \text{ dB}$$

Ez a sávközépen felvett érték. A csatolás változása a frekvencia függvényében látható a 6. ábrán. Az ábra alapján a csatolás mindössze 16,5 és 17,2 dB között változik, ami olyan kis változás, melyet egyetlen más csatoló típussal sem lehet elérni. Ez tehát ennek a típusnak az óriási előnye. Ha a csatolás értékét valamilyen előre meghatározott nagyságúra kívánjuk beállítani, akkor különböző lyukátmérők esetére ki kell számítani a sávközépi csatolás értékét, és ezt diagramban ábrázolva, bármely csatoláshoz könnyen megkaphatjuk a szükséges lyukátmérőket.

Ilyen jellegű számítás egyúttal azt is megmutatja, hogy 12 dB-nél szorosabb csatolást nem igen lehet elérni még akkor sem, ha az elemek számát növeljük, de megtartjuk a Csebisev szerinti eloszlást, ugyanis a csatolás lényegileg a legnagyobb lyuk mérete szabja meg. Ez pedig korlátozott. Szorosabb csatolás csak úgy érhető el, ha a lyukak egy részét egyformán nagynak vesszük. Ekkor viszont az irányhatás romlani fog. A tényleges konstrukciót ilyenkor a mindenkori igények szerint kell kialakítani.

IRODALOM

1. *Bethe, H. A.:* Theory of Side Windows in Wave Guides. Radiation Laboratory Report. No. 43—27. 1943. ápr. 4.
2. Tables of Chebyshev Polynomials. $S_n(x)$ and $C_n(x)$. National Bureau of Standards. Applied Mathematics Series. 9. 1952. dec. 19.

Kis fűtőteljesítményű, nagy áramsűrűségű porózus katód

GÁL IMRE
a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja,
Távközlési Kutató Intézet

A cikk olyan kis fűtőteljesítményű (1,8 W), nagy áramsűrűségű, porózus katód konstrukciót ismertet, amely állandó terhelés mellett, az oxidkatód szokásos terhelhetőségéhez viszonyítva lényegesen nagyobb (100—500 mA/cm²) áramsűrűséget ad normál üzemi hőfokon (T_{szines} = 920 C°), hosszú élettartam mellett. A szerző a lefolytatott kísérletek alapján ismerteti a katód konstrukcióját, aktiválását és elektromos tulajdonságait.

Egyes elektroncső típusok kidolgozásához gyakran olyan katód szükséges, amely kis fűtőteljesítmény felvétele mellett képes létrehozni a kívánt áramsűrűséget.

E célra leginkább a többkomponensű oxidkatódot alkalmazzák, amely viszonylag magas effektivitás mellett alacsony üzemi hőfokon (680—930 C°) kielégítő élettartammal rendelkezik, amennyiben a csőben jobb mint 10^{-5} Hgmm vákuum van, s mérgező anyagok (pl. klór, szénmonoxid, vízgőz stb.) nincsenek jelen.

Ilyen körülmények között az oxidkatódból kivehető áramsűrűség állandó terhelés mellett mintegy 150—200 mA/cm². Ennél nagyobb áramsűrűség a katódot előbb-utóbb tönkreteszi.

Különösen veszélyes a nagy gyorsító feszültséggel együttjáró intenzív ion-bombázás, mely a visszamaradó gáznyomok következtében jön létre, s a katódot nemcsak kémiai úton, hanem mechanikusan is szétroncsolja.

Az oxidkatód impulzus-üzemben előnyös tulajdonságokkal rendelkezik, mivel a fenti hőfoktartományban könnyen ad magas, több A/cm² emissziót. Ez esetben azonban a katód felületén létrejövő nagy térerősség hideg — illetve szekunder emisszióhoz, a katód porlódásához, valamint eddig még pontosan fel nem tárt káros folyamatokhoz vezethetnek. Utóbbiak a katód élettartamát jelentősen csökkentik.

Mindemellett az oxikatódot gazdaságossága miatt napjainkban a legkülönbözőbb területeken alkalmazzák.

A kutatók azonban nem mondtak le arról, hogy az oxikatód negatív tulajdonságait kiküszöbölő, új megoldásokat keressenek. E munka során az utóbbi években több különleges, állandó terhelés mellett is hosszú élettartamú, nagyobb áramsűrűség előállítására is alkalmas katód-típus született. Ide sorolhatók a tartalék-térrel ellátott katódok, pl. az „L"-katód, a különböző impregnált katód az üreges katód stb. [1], [2], [3], [4].

Ezen katódtipusoknak az oxidkatóddal szembeni előnyös tulajdonsága, hogy bár 100—200°-kal magasabb üzemi hőfokon dolgoznak, a kivehető áramsűrűség jelentősen növelhető anélkül, hogy a katód élettartama csökkenne.

Az Egyesült Izzó Fejlesztési Főosztályán 1955 előtt kifejlesztettünk egy 3,6 W fűtőteljesítményű, 3 mm átmérőjű porózus katódkonstrukciót, amely kísérleti diódákban, televíziós képcsövekben, speciális mikrohullámú csövekben, 1 A/cm² terhelésnél 10000 órás élettartamot is elért. E katódból könnyen nyerhettünk, megfelelő hőfokon, állandó terhelés mellett 8—10 A/cm² áramsűrűséget is [5], [6].

Későbbi munkánk során kidolgoztunk még egy, hasonló elvek alapján működő konstrukciót, melynek fűtőteljesítménye 1,8 W, fűtőfeszültsége 6,3 V, terhelhetősége 2—10 mA, a fajlagos terhelés 100—500 mA/cm². E konst-

rukció végleges kialakítását a Távközlési Kutató Intézetben végeztük.

A továbbiakban e katódot részletesebben ismertetjük.

1. A katód konstrukciója

A katód fő részei és méretei az 1*a* ábrán láthatók.

A molibdén henger (1) és a tartalék-tér lezáró lap (2) 0,15 mm vastagságú molibdén lemezből mélyhúzással készült.

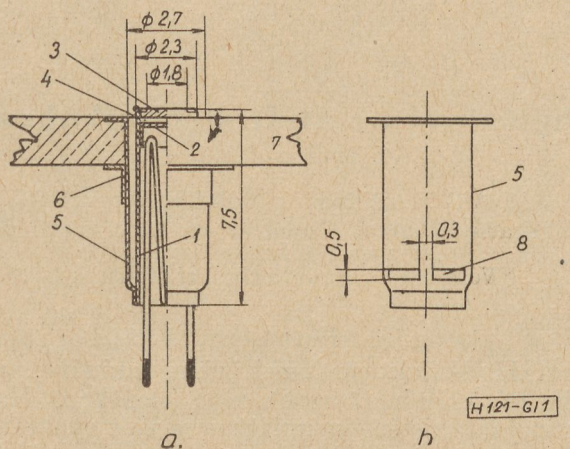
Megfelelő kémiai mosások és H_2-ben történt izzítások után 3μ átlag szemcsenagyságú, tisztított wolfram porból készült porózus test (3) 200 atm körüli nyomással préselve és 1600 C°-on H_2 atmoszférában tíz percen át tartó szintereléssel.

Tapasztalataink szerint az ilyen körülmények között létrehozott porózus test igen jó emissziós tulajdonságokkal rendelkező katód kidolgozására alkalmas.

A porózus wolfram test vastagsága 0,3—0,4 mm, az emittáló felület átmérője pedig 1,8 mm. Szinterelés után a tartalék-térbe (4) poralakban vagy tartalék-tér elválasztó lapra (2) karbonát-keverék szuszpenziójából réteget készítettünk, majd a (2) lappal a tartalék-teret préselés útján az 1. ábrának megfelelően lezártuk.

A hőárnyékoló henger (5) mélyhúzással készült 0,15 mm vastagságú V2A anyagból. A rendelkezésünkre álló anyagok közül, ennek az anyagnak volt a legalacsonyabb hővezető képessége (0,013 kal/cm · sec · fok).

A hőárnyékoló rajza az 1*b* ábrán látható. A hőárnyékoló henger alsó, a katóddal közvetlenül érintkező részének közelében a hengert úgy könnyítettük ki, hogy ott három darab



1a ábra. Kis fűtőteljesítményű „L"-katód. 1 — Molibdén henger 0,15 mm vastagságú lemezből; 2 — tartalék-tér lezáró molibdén lap; 3 — Porózus wolfram test; 4 — Aktív anyag (Ba—Sr—Ca karbonát keverék); 5 — V2A anyagból készült hőárnyékoló henger; 6 — leszorító-gyűrű; 7 — katódtartó kerámia.
1b ábra. Hőárnyékoló henger. 8 — kivágások a hőárnyékoló hengeren a hőveszteségek csökkentésére. (A méretek milliméterben)

0,5 mm hosszú, 0,3 mm szélességű borda maradjon. Ezáltal biztosítottuk jó hőárnyékolás mellett a minimális hőelvonást.

Ilyen hőárnyékoló konstrukció alkalmazása, mintegy 30% fűtőteljesítmény megtakarítást jelentett, s lehetővé tette, hogy az üzemi hőfok ($T_{színes}$ = 920 C°), 1,8 W fűtőteljesítmény mellett beállítható legyen.

A hőárnyékoló henger felületét fényesre políroztuk, majd pedig elhelyeztük a katódtartó kerámiába. Az összeállított katódot ponthegesztéssel erősítettük a hőárnyékoló alsó részén levő szűkített lyukba. Kísérleteink bizonysága szerint a katód felerősítésének szilárdsága, meleg állapotban is kielégítő. A katód fűtését a televízió képcsövekben használatos, alumíniumoxiddal bevont hajtűspirál biztosította.

A konstrukció lehetővé tette, hogy a katód emittáló felületét az anódtól éppen a kívánt távolságra állítsuk be, ami különösen kis rácskatód távolságú csöveknél lényeges. Megoldásunk egyébként oxidkatódnál is alkalmazható.

A kerámia lapkára szerelt katódot, a kb. 1 mm távolságra elhelyezett tárcsaalakú anóddal együtt üvegballonba szereltük, majd pedig felforrasztottuk a szivattyúra. 10^{-5} Hg nyomás elérése után a kísérleti csövet 400 C° hőfokú kályhában, tíz percig gáztalanítottuk. Ezután az anódot nagyfrekvenciával kiizzítottuk.

2. A katód aktiválása

A katód aktiválása fokozatosan történt. A fűtőfeszültséget percenként 1 V-tal emeltük. A katódot 11 V feszültségnél — amely 1150 C° hőmérsékletnek felel meg — két percig izzítottuk.

Ilyen aktiválás mellett az indulóáram 15—20 μA volt. Ezután a fűtőfeszültséget 7,5 V-ra csökkentettük, amelyen a katódot tíz percig tartottuk. Ez a továbbiakban biztosította az aktiválás normális menetét és az emisszió kielégítő stabilitását. Az aktiválás befejeztével a FeBa gettert szétporlasztottuk és a csövet levettük a szivattyúról.

3. A kísérleti katódok elektromos tulajdonságai

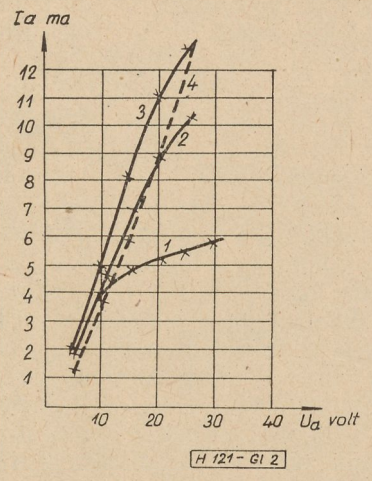
A fenti leírás szerint elkészített katódok jellemző görbéi a 2. és 3. ábrákon láthatók.

A 2. ábrán feltüntetett értékeket a tartós égetések folyamán többször is ellenőriztük. Jelentős ingadozást nem tapasztaltunk.

Kísérleteink során több csövet is készítettünk, melyek a fenti görbékhez közel azonos áramokat adtak.

A 4. ábra áramsűrűség/anódfeszültség görbéje arról tanúskodik, hogy a katód a kívánt néhány mA terhelés mellett még tértöltésben dolgozik, s állandó terhelésnél az oxidkatódénál jelentősen nagyobb áramsűrűségeket képes szolgáltatni.

A fentiekben ismertetett katódok kis méretűek, fűtőteljesítmény-felvételük alacsony, effektivitásuk igen kedvező, éppen ezért, egyes

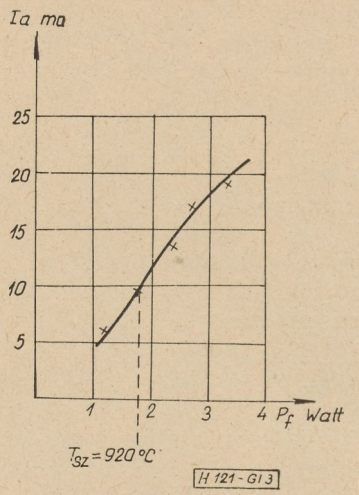


2. ábra. A katód terhelési görbéi különböző hőfokokon. 1 — $U_f = 5$ V, $T_{szines} = 820$ C°; 2 — $U_f = 6{,}3$ V, $T_{szines} = 920$ C°; 3 — $U_f = 7$ V, $T_{szines} = 980$ C°; 4 — $I_a = f(U_a)$ a 3/2 törvény szerint

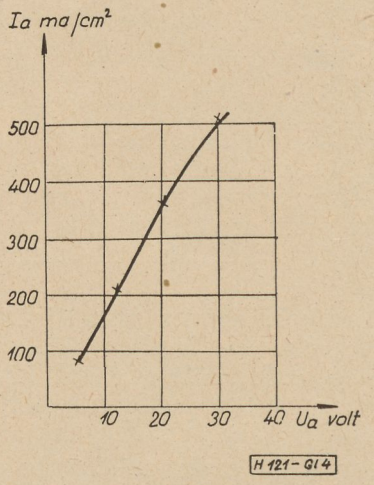
területeken lényegesen előnyösebb tulajdonságokkal rendelkeznek, mint az egyébként használatos katódok. Felhasználhatóságuk mindezek ellenére korlátozott, mivel gyártásuk bizonyos többletmunkát igényel.

IRODALOM

1. La cathode à oxides. Paris 1955. (cikkgyűjtemény).
2. *Müller, I.:* Trans. of the IRE. PGED. 4. 1953. dec. 33. p.
3. *Borne, E. M.:* Proc. IRE. 47. Nº 9. 1650.
4. *Hawkins, W.:* Nature. 1954. 174.
5. Magyar Szabadalmak. Gál—Nágel—Oldal. Nº. 143,472; 143,678; 144,882; 144, 859. magyar bejelentés.



3. ábra. A katód effektivitás-görbéje 20 V anódfeszültségnél



4. ábra. A katód fajlagos terhelési görbéje $T_{szines} = 920$ C°-nál

A Hall-generátor és alkalmazási lehetőségei az átviteltechnikában

TARNAY KATALIN
a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja,
Beloiannisz Híradástechnikai Gyár

TARNAYNÉ BÁRTFAI ÉVA
a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja
Budapesti Műszaki Egyetem
Vezetékes Híradástechnikai Tanszék

A cikk ismerteti a Hall-effektus elvi alapjait és a Hall-lapocska négypólus paramétereit: az üresjárási és transzfer impedanciákat. A konstrukciós szempontok között szerepelnek az alapanyagra és kivitelezésre vonatkozó követelmények. A továbbiakban ismertetésre kerülnek a Hall-generátor alapvető működési módjai és az optimális terhelés megválasztása.

A cikk második része néhány átviteltechnikai alkalmazási lehetőséget (modulátort, kétirányú erősítőt) ismertet. Igen előnyösen alkalmazható a Hall-generátor teljesítményszint mérésére és frekvencia analizátorként. Impulzustelefóniai alkalmazásként a koincidencia áramkör és digital-analóg konverter szerepel.

Bevezetés

A Hall-effektust fémek vizsgálatánál fedezték fel 1879-ben, azonban a jelentkező Hall-feszültség kis értéke miatt nem volt gyakorlati jelentősége. Az 1940-es évek végén a tranzisztor felfedezése kapcsán megindult az ismert félvezetők paramétereinek mérése és újabb félvezetők felkutatása. E vizsgálatok eredményeképpen kiderült, hogy néhány félvezetőben jól mérhetően jelentkezik a Hall-hatás, amely gyakorlatban is használható az elektronika különböző területein [1, 2, 3].

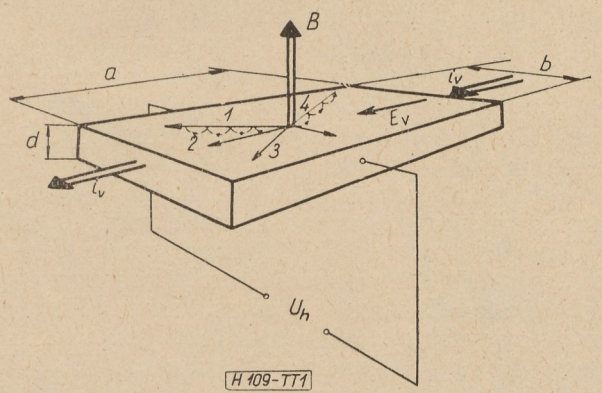
A továbbiakban — a nemzetközi irodalommal összhangban — a Hall-jelenséget felhasználó áramköri elemet Hall-generátornak nevezzük. Főbb alkalmazási területei: méréstechnika, [4, 5, 6, 7] elektronikus számológépek [8, 9], szabályozó rendszerek [10, 11, 12].

1. A Hall-generátor működése és főbb jellemzői

1.1 A Hall-effektus

A mozgó töltéshordozó részecskéket a mozgás sebességére merőleges mágneses tér eltéríti. Az eltérítő erő rendezi a töltéseket. A töltéselrendeződés egyensúlyi állapota, akkor jön létre, amikor a töltéselosztás következtében fellépő elekromos tér egyensúlyt tart a Lorenz-erővel. Ez az elektromos erőtér hozza létre a „Hall-feszültséget", amely tehát árammal átjárt, síkjára merőleges mágneses térbe helyezett, nagymozgékonyságú töltéshordozókkal rendelkező lapocskában az áram irányára merőleges oldalon lép fel, értéke pedig a vezérlőárammal és a mágneses térrel arányos. E jelenséget Hall-effektusnak nevezik [13].

A Hall-effektusnál végbemenő folyamatot az 1. ábra szemlélteti. A jelenség alapján árammal és mágneses térrel egyidejűleg vezérelhető áramköri elem — Hall generátor — készíthető.



1. ábra. Hall-jelenség; 1 — lyukáram; 2 — lyukpálya; 3 — elektronáram; 4 — elektronpálya

1.2 A Hall-generátor áramköri jellemzői

A Hall-generátor — a mágneses gerjesztést is figyelembevéve — hatpólus. A póluspárok: a vezérlőkapcsok, a Hall-kapcsok és a mágneses gerjesztőkör kapcsai.

A továbbiakban B mágneses indukció számításbavételével a kettősen vezérelt nonreciprok négypólusként kezelhető Hall-lapocska karakterisztikájával foglalkozunk [14, 15]. Mivel a primer oldalon árammal vezérelünk, a szekunder oldalon pedig a feszültség kérdéses, a Hall-generátort legcélszerűbb a Z paraméterekkel jellemezni:

$$u_1 = Z_{11}\, i_1 + Z_{12}\, i_2$$
$$u_2 = Z_{21}\, i_1 + Z_{22}\, i_2,$$

tehát mindkét feszültséget két komponens hozza létre:

a) Az átfolyó áram okozta feszültség ($Z_{11}i_1$, illetve $Z_{22}i_2$)

b) A Hall-effektus következtében a másik két kapocspár között átfolyó áram és a mágneses tér együttes hatására keletkező feszültség ($Z_{12}i_2$, illetve $Z_{21}i_1$).

A primer áram hatására a primer oldalon, illetve a szekunder áram hatására a szekunder oldalon fellépő feszültségesés az üresjárási impedanciákkal jellemezhető. A

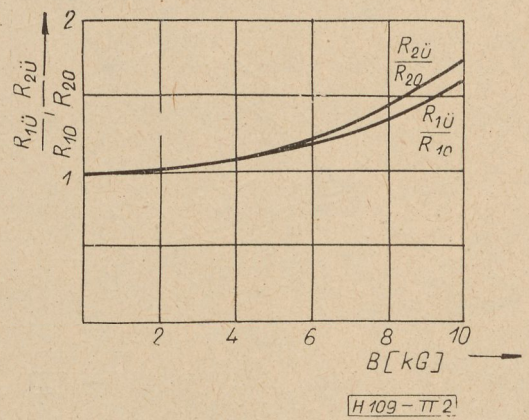
$$Z_{11} = \left.\frac{u_1}{i_1}\right|_{i_2=0} = R_{1ü}$$

vezérlő oldali üresjárási impedancia tiszta ohmos és a Hall-lap félvezető tulajdonsága miatt a mágneses tértől függ. A

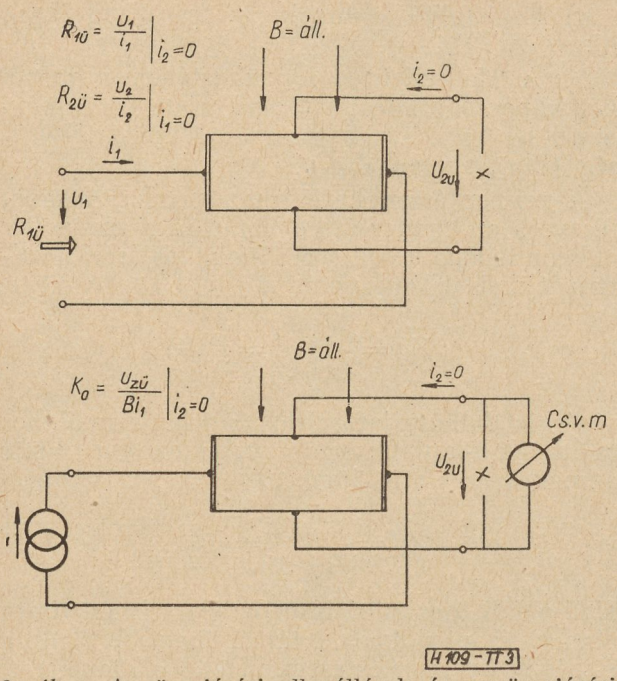
$$Z_{22} = \left.\frac{u_2}{i_2}\right|_{i_1=0} = R_{2ü}$$

Hall-oldali üresjárási impedancia szintén tiszta ohmos, és a mágneses tértől függ. A 2. ábra $R_{1ü}$ és $R_{2ü}$ primer és szekunder oldali üresjárási ellenállások változását a B mágneses indukció függvényében R_{10}, illetve R_{20} üresjárási ellenállásokra vonatkoztatva ábrázolja, ha a lapocska InAs-ből készült (R_{10}, illetve R_{20} a $B = 0$ mágneses indukció esetén jelentkező üresjárási ellenállások).

A fenti karakterisztikában a másik oldal árama által előidézett feszültségek: $Z_{12}i_1$, ill. $Z_{21}i_2$ értékűek. Ezek a feszültségek a Hall-effektus következtében lépnek fel, abszolút értékük K_0Bi_1, ill. K_0Bi_2, ahol K_0 az üresjárási érzékenység. Látható, hogy a transzfer feszültségkomponens az áram és a mágneses tér szorzatával arányos, tehát bilineáris jellegű. Ez a feszültség a 3. ábra szerint az egyik kapocspáron üresjárásban mérhető, ha B = állandó esetben a másik kapocspárt árammal vezéreljük. A vezérlő árammal és a mágneses térrel arányos üresjárási szekunder feszültség az alapjelenség, melyet hasznosítani kívánunk. A szekunder oldalt terhelve a szekunder Hall-effektus következtében a primer oldalon a mágneses térrel és a szekunder árammal arányos feszültség lép fel. A Hall-generátor legfontosabb



2. ábra. Az üresjárási ellenállások változása a mágneses indukció függvényében



3. ábra. Az üresjárási ellenállások és az üresjárási érzékenység mérése

áramköri jellemzője, az üresjárási érzékenység $\left(K_0\left[\frac{m^2}{As}\right]\right)$ ideális esetben — hosszú, vékony, szalagalakú, d vastagságú Hall-lapocska és pontszerű szekunder kivezetések esetén — arányos a Hall-állandóval:

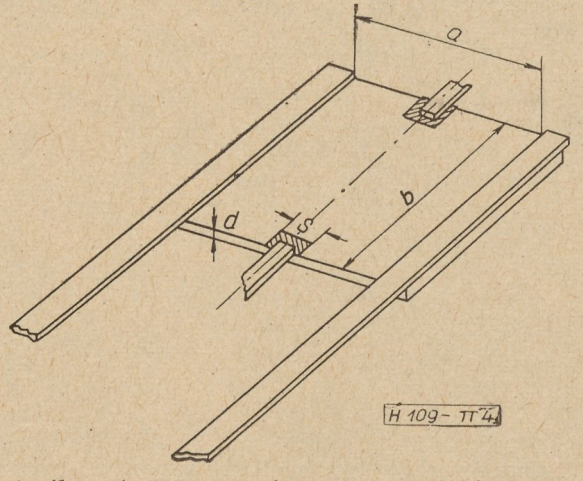
$$K_{0id} = \frac{R_h}{d}$$

ahol R_h a Hall-állandó, d a Hall-lapocska vastagsága.

Az R_h Hall-állandó az anyagra jellemző állandó [13], mely egyfajta (csak negatív, vagy csak pozitív) töltéshordozók esetén:

$$R_h = k \cdot \varrho \cdot \mu$$

ahol k állandó, ϱ a fajlagos ellenállás, μ pedig a töltéshordozók mozgékonysága. Kétféle töltéshordozó esetén az R_h Hall-állandó a fajlagos ellenállás és a kétféle töltéshordozó mozgékonyság lineárkombinációjával arányos.



4. ábra. A Hall-generátor gyakorlati kivitele

A Hall-generátor (4. ábra) üresjárási érzékenysége a Hall-lapocska anyagi tulajdonságaitól, méreteitől, a Hall-elektródák szélességétől, és némileg a mágneses indukciótól is függ. Ez utóbbi sajátság miatt a karakterisztika nem pontosan bilineáris.

1.3 Konstrukciós szempontok

A legkedvezőbb áramköri sajátságokat a Hall-lapocska anyagának és méretarányainak megfelelő megválasztásával és a Hall-generátor gondos kivitelezésével biztosíthatjuk.

A Hall-generátorral szemben támasztott alapvető követelmények a következők:

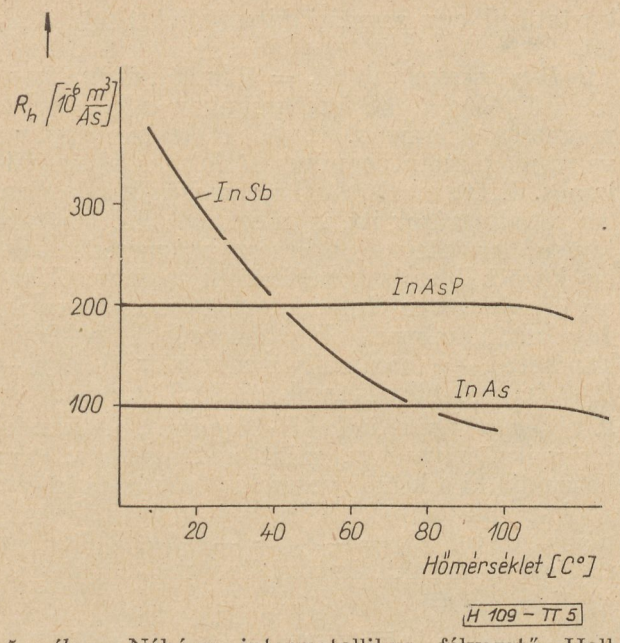
a) Az áramköri paraméterek ($R_{1ü}$, $R_{2ü}$ és K_0) állandó értékűek legyenek, azaz a mágneses indukciótól és a hőmérséklettől minimálisan függjenek. E követelmények elsősorban K_0 üresjárási érzékenységre vonatkoznak. (Az üresjárási impedanciák változásának zavaró hatása félvezető elemet tartalmazó kapcsolással megszüntethető.)

b) A K_0 üresjárási érzékenység nagy legyen, hogy kis vezérlőáram, illetve mágneses tér is nagy Hall-feszültséget hozzon létre. Ennek érdekében a Hall-generátort nagy Hall-állandójú anyagból kell készíteni.

c) Nagy Hall-teljesítmény lépjen fel, melyet kis fajlagos ellenállású anyagból készített, a szekunder kapcsokon közel ideális feszültséggenerátorként viselkedő Hall-generátor biztosít.

A felsorolt követelmények alapján a germánium, szilícium és az intermetallikus félvezetők [16]: indiumarzenid [17], indiumantimonid [18] felelnek meg a legjobban. A szilícium és a germánium Hall-állandója nagy, mivel közepes mozgékonyságú töltéshordozókkal és aránylag nagy fajlagos ellenállással rendelkeznek. Az utóbbi tulajdonság miatt a szilícium, illetve germánium Hall-generátorok nem alkalmasak nagy teljesítményátvitelre, viszont megfelelő hőstabilitás mellett a legnagyobb feszültségérzékenységet biztosítják. Az indiumantimonid és indiumarzenid Hall-állandója közepes, azonban a fajlagos ellenállása kicsi. Ezek adják a legnagyobb teljesítményátvitelt. Itt jegyezzük meg, hogy a töltéshordozók mozgékonyságának növelése (ami a „Hall-sajátságokat" legkedvezőbben befolyásolja) az anyag tisztaságának fokozásával érhető el [19].

A különböző anyagok alkalmazhatóságát Hall-állandójuk és fajlagos ellenállásuk hőfokfüggése is meghatározza [20]. Üresjárásban a Hall-állandó hőfoktényezője (β), rövidzárban pedig ($\beta - \alpha$), terhelés esetén pedig a β és ($\beta - \alpha$) közti érték jellemző a hőfokfüggésre, ahol α a fajlagos ellenállás hőfoktényezője. Az 5. ábra az intermetallikus félvezetők Hall-állandójának hőfokfüggését szemlélteti. Ezek közül hőfokfüggés szempontjából az indium-



5. ábra. Néhány intermetallikus félvezető Hall-állandójának hőmérsékletfüggése

arzenid a legalkalmasabb ($\beta = -0{,}8\,\%/C°$). A germánium Hall-állandójának hőfokténye zője (β) kedvezőtlenebb, a fajlagos ellenállás hőfoktényezőjének, α-nak germánium Hall-generátornál kisebb szerepe van, mivel a feszültségérzékenység üresjárásban a legnagyobb, ahol csak β jön számításba.

A Hall-generátorok hőmérsékletfüggéséről tehát megállapítható, hogy legkedvezőbb az indiumarzenid, nagy feszültségérzékenység azonban csak szilíciummal vagy germániummal biztosítható. Ekkor a hőmérsékletváltozás hatása áramkörileg kompenzálható. A kompenzáció sorosan vagy párhuzamosan kötött hőfokfüggő ellenállással történhetik, attól függően, hogy a Hall-generátort árammal vagy feszültséggel vezéreljük.

A katalógusadatok [20] alapján ismeretes, hogy a jelenleg gyártott indiumarzenid Hall-generátorok kb. 100 C°-ig alkalmazhatók. A Hall-generátorok adatait általában 25 C°-ra adják meg.

Az optimális áramköri sajátságok elérése a kivitelezéssel szemben is komoly követelményeket támaszt:

a) Nagy üresjárási érzékenység ($K_{0\ ideális} = R_h/d$) igen vékony (0,1 mm-es, ill. még kisebb) lappal biztosítható. Így a lapocskát káros mechanikai hatásoktól védeni kell, ezért általában zsugorított kerámia és gyanta védőköpennyel látják el. Ha a köpeny miatt fellépő jelentős légrés a mágneses kört zavarja, akkor a Hall-lapot két ferromágneses anyagból készült lapocska közé szorítják. Ebben az esetben a hatásos légrés gyakorlatilag megegyezik a félvezető lap rétegvastagságával.

b) Túlzott melegedés elkerülése céljából a vezérlő elektródákat a teljes *b* szélességben kell kiképezni (4. ábra) úgy, hogy a félvezetőbe a vezérlő áram lehetőleg egyenletes áramsűrűséggel lépjen be.

c) A Hall-elektródákat igen gondosan kell elhelyezni a karakterisztikát módosító ohmos és induktív nullkomponens kiküszöbölése érdekében. Ha a Hall-elektródák elhelyezése olyan, hogy a vezérlő áram okozta feszültségesésre nézve nem ekvipotenciálisak, akkor a Hall-kapcsokon

$$u_{ro} = r_o i_1$$

járulékos feszültség jelenik meg, ahol r_0 az ohmikus nullkomponens. Ez a $B = 0$ mágneses indukció esetén is fellépő feszültség külső kompenzáló kapcsolással kiküszöbölhető.

A Hall-elektródák kisméretű aszimmetrikus elhelyezése miatt $i_1 = 0$ vezérlő áramnál:

$$u_{Lo} = A\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t}$$

feszültség jelenkezik, ahol A az induktív nullkomponens. Az u_{Lo} feszültség a gyártás során kiküszöbölhető, ha a Hall-elektródákat pontosan a félvezető lap elektromos közepére helyezik.

d) A Hall-elektróda szélessége a félvezetőlap méretéhez viszonyítva kicsi legyen ($s/a \ll 1$), hogy $R_{1ü}$, $R_{2ü}$, K_1 értékét jelentéktelenül befolyásolja.

2. A Hall-generátor alapkapcsolásai, optimális terhelése

A Hall-generátor karakterisztikája — mint azt már megállapítottuk — általános formában:

$$u_1 = R_{1ü} i_1 - K_0 B i_2$$
$$u_2 = K_0 B i_1 + R_{2ü} i_2$$

A Hall-generátort három alapkapcsolásban alkalmazzuk.

2.1 i_1-gyel és B-vel is vezérlünk, azaz mindkét vezérlő jellemzőt változtatjuk. A karakterisztika alapján a Hall-feszültség:

$$u_2 = K_0 B i_1 + R_{2ü} i_2$$

Az alkalmazás során ezt a feszültséget R_t terhelő ellenálláson vesszük le. Figyelembe véve, hogy a terhelő ellenállás:

$$R_t = -\frac{u_2}{i_2}$$

karakterisztikájú kétpólus, a Hall-feszültség a terhelés függvényében:

$$u_2 = \frac{K_0(B)}{1 + \frac{R_{2ü}}{R_t}(B)}\, i_1 B$$

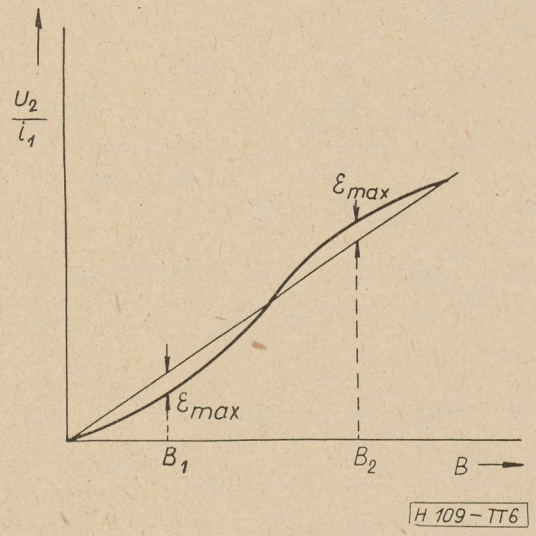
A paraméterekkel kapcsolatban már megtárgyaltuk, hogy K_0 és $R_{2ü}$ is némileg függ B-től.

Ebben a csoportban az alkalmazások a „bilineáris" jelleggörbét használják ki. A terhelés megválasztását tehát az határozza meg, hogy a vezérlő áram és a vezérlő mágneses

tér szorzatával közel arányos kimenő feszültség optimális szorzást biztosítson. Ez pedig:

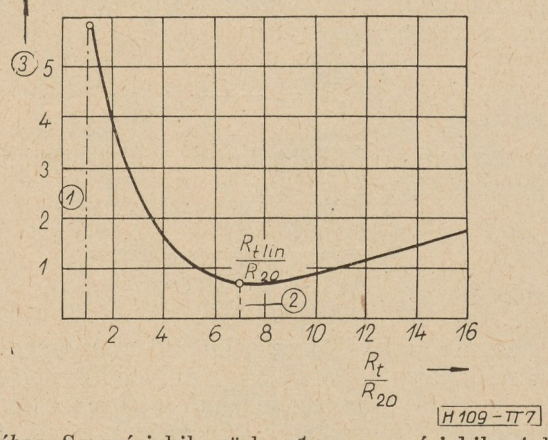
$$f(B) = \frac{K_0(B)}{1 + \frac{R_{20}}{R_t}\frac{R_{2ü}}{R_{20}}(B)} = \text{állandó}$$

követelmény kielégítését írja elő. Kivitelezett Hall-generátornál az $f(B)$ együttható változtatása B függvényében a relatív terhelés $\left|\frac{R_{2ü}}{R_{20}}\right|$ változtatásával érhető el. Ha $f(B)$ állandó, akkor az u_2/i_1 görbe B függvényében egyenes, a gyakorlatban pedig egyenessel közelíthető (6. ábra). Külön szokás még a szorzási hibát definiálni,



6. ábra. $\frac{u_2}{i_1}$ jelleggörbe és közelítése

mely az u_2/i_1 jelleggörbe ordinátájának és a közelítő egyenes ordinátájának eltérése, az egyenes ordinátájára vonatkoztatva. A minimális szorzási hibához tartozó terhelést a katalógusadatok feltüntetik (általában intermetallikus ötvözeteknél 5—50 ohm, germániumnál 1000 ohm nagyságrendű). A 7. ábrán tájékoztatásul egy szorzási hibagörbét tüntettünk fel.



7. ábra. Szorzási hibagörbe. 1 — szorzási hiba teljesítmény illesztésnél; 2 — minimális szorzási hiba ($R_t = R_{tlin}$); 3 — szorzási hiba %

2.2 B-vel vezérelünk (i_1 = állandó). Ezt a kapcsolást főleg a méréstechnikában alkalmazzák mágneses jellemzők, továbbá elektromágneses vagy magnetomechanikus átalakítás elvén villamos, illetve mechanikai mennyiségek mérésére. Az alkalmazások itt is megkövetelik, hogy a kimenő feszültség és a vezérlő mágneses indukció között lineáris kapcsolat álljon fenn. Tehát az 1. csoportban elmondottak itt is érvényesek. Így az alkalmazások többségében a Hall-kapcsokat — a maximális linearitás érdekében — R_{tlin} terhelő ellenállással célszerű lezárni.

2.3 i_1-gyel vezérelünk (B-állandó). A karakterisztika ugyanúgy, mint a 2. esetben, nem használja ki a kettős vezérelhetőség lehetőségét. A kapcsolás áramkörileg antireciprok négypólus, mivel $Z_{12} = -Z_{21} = -K_0 B$. Ebben az esetben a karakterisztika lineáris:

$$u_2 = \frac{K_0(B) \cdot B}{1 + \frac{R_{2ü}(B)}{R_t}} i_1$$

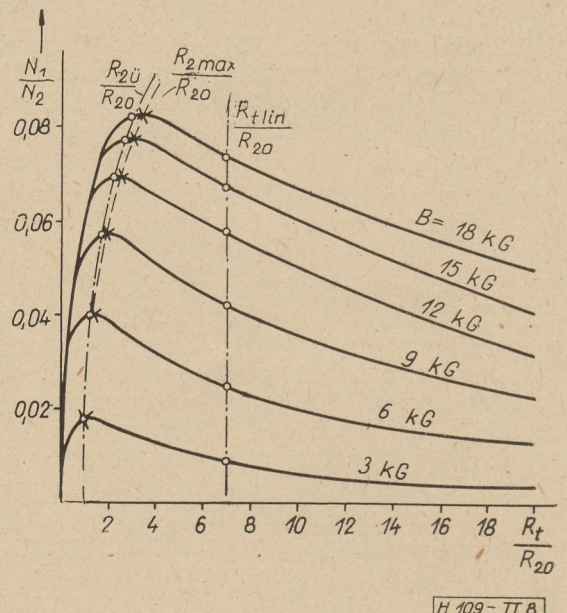
ahol i_1 együtthatója állandó.

Ebben az alkalmazási csoportban, melyben a kimenő feszültséget a primer árammal vezéreljük, — a linearitás megtartása mellett — R_t terhelő ellenállást teljesítményre illeszthetjük.

$$u_2 = K_0 B i_1 \frac{R_{2ü}}{R_{2ü} + R_t}$$

összefüggés R_t ellenállással lezárt $R_{2ü}$ belső ellenállású $K_0 B i_1$ forrásfeszültségű kétpólust reprezentál. Így maximális teljesítményt $R_t = R_{2ü}$ esetben nyerünk.

A Hall-generátor maximális teljesítményátvitelre, azaz a kimenő és bemenő teljesítmény



8. ábra. Teljesítményátvitel a relatív terhelés függvényében

hányadosának optimumára is illeszthető. Kiszámítható, hogy:

$$\gamma = \frac{N_2}{N_1}$$

i_1-től, a vezérlő áramtól független és a relatív terhelés függvényében a 8. ábra szerint változik. Az ábrán feltüntetjük a három illesztési esethez (optimális szorzás, optimális kimenő teljesítmény és optimális teljesítményátvitel) tartozó teljesítmény átviteli hatásfokot.

Optimális teljesítményátvitelt:

$$R_{2\max} = R_{2ü}\sqrt{1 + \frac{K_0^2 B^2}{R_{1ü} R_{2ü}}}$$

B függvényében változó terhelő ellenállás biztosít.

Mindhárom alapkapcsolásban felmerül a kérdés, hogy a vezérlőjel frekvenciája milyen tartományt ölelhet fel.

A Hall-generátor frekvenciafüggő viselkedését két tényező határozza meg: a vezérlő áram és a mágneses tér. Ha állandó mágneses térbe helyezett Hall-lapocskán nagyfrekvenciás vezérlő áramot bocsátunk keresztül, akkor a Hall-feszültség $f = 50$ MHz-ig nem tér el az egyenárammal vezérelt értéktől. Egyenárammal vezérelt, nagyfrekvenciájú váltakozó mágneses térbe helyezett Hall-generátor — a félvezetőben keletkező örvényáramok miatt — erősen frekvenciafüggő. A 9. ábrán a váltakozó áramú és egyenáramú Hall-feszültség hányadosa látható a frekvencia függvényében.

A Hall-generátor minőségi jellemzőit az 1. és 2. táblázatban összefoglalt katalógusadatokkal kívánjuk kiegészíteni.

3. A Hall-generátor alkalmazása az átviteltechnikában

3.1 Modulátor [21, 22]

Az átviteltechnikában alkalmazott modulátorok additív elven kevernek. Az

$$i = A_0 + A_1 u + A_2 u^2 + \ldots + A_n u^n + \ldots$$

karakterisztikájú nonlineáris elemre ω_v és ω_m frekvenciájú feszültségek összegét kapcsoljuk:

$$i = A_0 + A_1((\cos \omega_v t + \cos \omega_m t) + A_2 (\cos \omega_v t + \cos \omega_m t)^2 + \ldots$$

Így a kimeneten

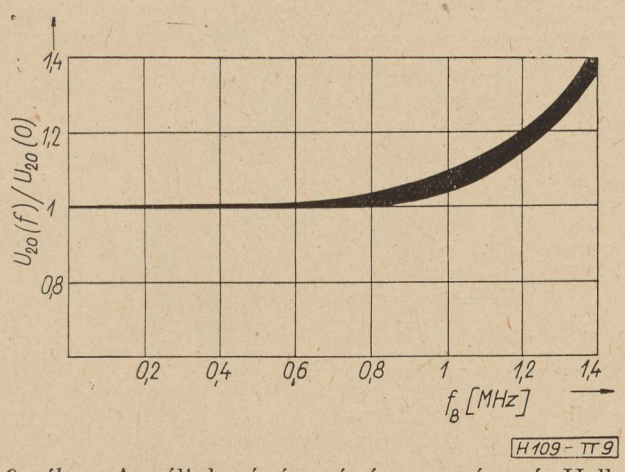
$$\sum_{n,m} (n\omega_v + m\omega_m)$$

harmonikusan jelennek meg. Az ideális modulátorok szorzóáramkörök, amelyek modulációs termékként a moduláló és a vivőfrekvenciás jel szorzatát adják:

$$\cos \omega_v t \cos \omega_m t = \frac{1}{2} \cos (\omega_v + \omega_m) t + \frac{1}{2} \cos (\omega_v - \omega_m) t$$

a kimenő jel tehát $\omega_v + \omega_m$ és $\omega_v - \omega_m$ frekvenciájú összetevőket tartalmaz.

A Hall-modulátorok közel ideálisnak mondható bilineáris karakterisztikájuk miatt multiplikatív elven működő modulátorként alkalmazhatók. Az ideális szorzójelleg következtében a Hall-modulátor kimenetén csak a két (vivő- és moduláló) jel összege és különbsége jelenik meg. Kétoldalsávos átvitelnél elvileg nem kell szűrést alkalmazni, egyoldalsávos átvitelnél pedig a szokásosnál lényegesen egyszerűbb felépítésű szűrő alkalmazható. A Hall-modulá-



9. ábra. A váltakozó áramú és egyenáramú Hall-feszültség hányadosának változása a mágneses tér frekvenciájának függvényében

1. táblázat

Szovjet Hall-generátorok főbb adatai

A félvezető anyaga	InSb	InSb	Ge
Áramhordozók mozgékonysága	7000	22 000	2500
R_{10} [Ω]	0,83	1,44	1000
R_{20} [Ω]	1,55	1,6	800
i_{1N} [A]	1,2	0,4	0,025
u_{1N} [V]	0,6	0,64	20
B_N [kG]	13,28	3,36	15
P_N [mW]	4	1,4	2
A félvezető méretei [mm]	8×4×0,3	6×4×0,3	8×4×0,3
Légrés [mm]	0,4	0,4	0,4
A vasmag anyaga	Permalloy	ferrit	hidegen hengerelt, magas ötvözettartalmú

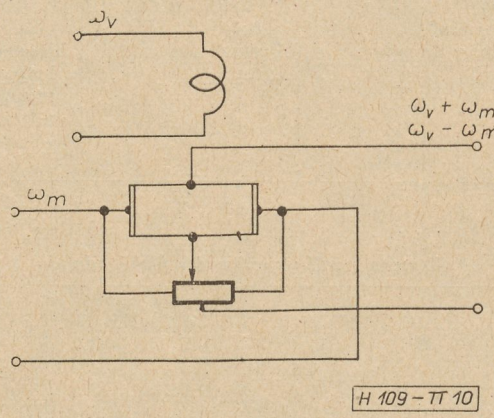
2. táblázat

Siemens Hall-generátorok főbb adatai

Típus	FA 34	FC 32	MB 26	SV 240
R_{10} [Ω]	1,4	6,5	2,9	40
R_{20} [Ω]	1,1	2,4	2,6	20
i_{1N} [A]	0,4	0,1	0,5	0,1
B_N [kG]	10	10	3	10
$u_{20\,N}$ [mV]	380	160	200	1000
$R_{3\,\mathrm{lin}}$	6	5,5	18	—
F%	1,0	0,2	1,0	—
A félvezető mérete [mm]	19×9××1,0	12×6××1,5	15×12××1,5	10×20××0,5

tort a 10. ábra szerint a primerkapcsokon a moduláló jellel, a mágneses gerjesztőkörben pedig a vivőfrekvenciás jellel vezéreljük.

Bár ideális esetben kombinációs hangok és felhangok nem jelentkeznek, a gyakorlatban K_0 mágneses indukciótól való függése miatt mégis fellép egy kismértékű nonlinearitás. Ennek értéke lényegesen kisebb, mint a klasszikus modulátorokban. A klasszikus modulátorokkal szemben előnye még, hogy a keletkező torzítás lényegesen kevésbé függ a jel amplitudójától.

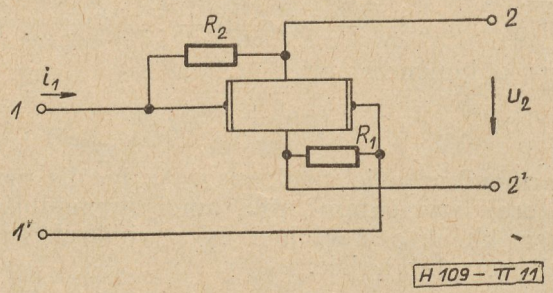


10. ábra. Hall-modulátor

Ugyanezen az elven demodulátor is készíthető.

3.2 Kétirányú erősítő

A Hall-generátor felhasználásával a klasszikusnál nagyobb stabilitású kétirányú erősítő készíthető. Ha a 11. ábra szerinti elrendezésben a Hall-generátor



11. ábra. Hall-izolátor

$$R_{1ü} = R_{2ü} = R_ü$$
$$-Z_{T1} = Z_{T2}$$

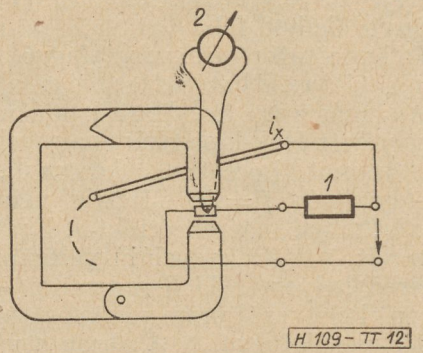
adatokkal írható le, akkor R_1 és R_2 ellenállások bekapcsolásával, ha

$$R_1 + R_2 = \frac{R_ü^2 + Z_T^2}{Z_T}$$

feltétel teljesül, akkor az 1′ ... 1″, és 2′ ... 2″ kapocspárok közti négypólus izolátorként viselkedik. (Egyik irányban igen kicsi, másik irányban pedig igen nagy csillapítást mutat). A kis csillapítás negatív ellenállás felhasználásával zérusra csökkenthető. Az így kapott izolátor átviteli iránya a mágneses tér irányának megváltoztatásával megfordítható. A mágneses tér irányának változtatásával időmultiplex rendszerben mindkét irányú jel (hol egyik, hol másik) átvihető.

3.3 Teljesítményszint mérése

Az átviteltechnikában a teljesítményszint mérését a gyakorlatban legtöbbször adott ellenálláson történő feszültség mérésre kell visszavezetni, vagy pedig az áramkört megszakítani. A Hall-effektus felhasználásával az áramkör megszakítása nélkül közvetlenül is lehet teljesítményszintet mérni. Az árammérés [23] az áramkör megszakítása nélkül az áram mágneses terének felhasználásával történik. Szokásos kivitel: a mérendő huzalra ferromágneses jármot csiptetnek (12. ábra). A járom légrésébe a Hall-lapot helyezik el, amely így a mérendő árammal arányos mágneses térben helyezkedik el. Teljesítménymérés esetén az egyik kapocspárra a feszültséggel arányos jelet adunk,



12. ábra. Teljesítménymérés Hall-generátorral. 1 — előtét; 2 — közvetlenül mutató teljesítménymérő

a mágneses indukciót pedig a mérendő áram hozza létre, a kimeneten ebben az esetben a wattos teljesítménnyel arányos jel jelenik meg.

3.4 Frekvenciaanalizátor

Átviteltechnikai berendezések méréséhez gyakran alkalmaznak frekvenciaanalizátort.

Frekvenciaanalizátor működése a Hall-modulátor szorzási elvén alapszik. Az f_x ismeretlen frekvenciájú jelet a primer Hall-kapcsokra kapcsoljuk. A Hall-generátor mágneses terét f változtatható frekvenciájú mérőgenerátorral vezéreljük. Ekkor a kimenő kapcsokon

$$u(t) = k\left[\frac{I_0}{2}\cos(\omega - \omega_x)t + \frac{I_0}{2}\cos(\omega + \omega_x)t\right]$$

feszültség jelenik meg. Ha $f_x = f$, a két áram közötti fáziskülönbség pedig φ, akkor a kimeneten

$$u(t) = k\left[\frac{I_0}{2}\cos\varphi + \frac{I_0}{2}\cos(2\omega t + \varphi)\right]$$

feszültség jelenik meg. Ennek

$$u = k\frac{I_0}{2}\cos\varphi$$

egyenáramú komponensét egyenfeszültségmérő műszeren indikálhatjuk. A megjelenő egyenfeszültségű komponens a spektrum keresett ösz-

szetevőjének amplitudójával arányos; az összetevő frekvenciája pedig a mérőgenerátor frekvenciájával egyezik meg.

Nagypontosságú méréshez igen kis torzítású mérőgenerátorra van szükség és célszerű a mágneses indukciót alacsony értéken tartani.

Irodalmi adatok szerint [24] olyan felharmonikus, amelynek amplitudója az alap 0,0005%-a, jól mérhető, ha a felhasznált félvezető anyaga germánium. Indium-antimonidnál kedvezőbb értéket kapunk: 0,00005%. E frekvencia analizátorok alkalmazása szempontjából előnyös, hogy egyszerűbb felépítésű szűrőre van szükség. További előnyt jelent a frekvenciaanalizátor kis mérete és könnyű kezelhetősége.

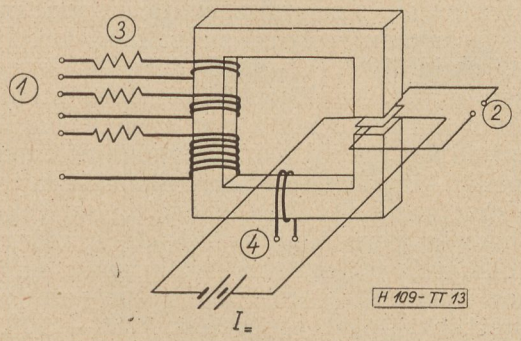
4. A Hall-generátor alkalmazása az impulzustelefóniában

4.1 Koincidencia áramkör

A bilineáris karakterisztika következtében a Hall-generátor koincidencia áramkörként alkalmazható, azaz jelet csak a mágneses gerjesztés és a primer vezérlő jel egyidejű jelenléte esetén ad a Hall-kapcsokon. Így az egyik kapocspár kapuzó áramkörként alkalmazható (van jel — nincs jel).

4.2 Digitál-analóg konverter

A 13. ábrán látható elrendezés szerint a primer kapcsokon egyenáramot vezetünk át. A mágneses tekercselés „*n*" jegyű bináris kód dekódolásához „*n*" tekercset tartalmaz, a nullázó tekercsen kívül. A tekercsek menetszámai kettő hatványai szerint nőnek. A tekercsekre konstans áramot adunk, amit amplitudóhatárolóval biztosítunk. Így a Hall-kapcsokon megjelenő feszültség amplitudója a tekercsek menetszámával és a gerjesztő árammal arányos.



13. ábra. Digitál-analóg konverter. 1 — digitál bemenetek; 2 — analóg kimenet; 3 — áramhatároló; 4 — nullázó tekercs

Összefoglalás

A Hall-generátor előnyös tulajdonságai megegyeznek az ismert félvezető elemek kedvező tulajdonságaival: nagy mechanikai stabilitásúak, hosszú élettartamúak, nem igényelnek fűtőteljesítményt: hátrányos tulajdonságai (hőfokfüggés, frekvenciafüggés) — mivel nem felületi, hanem térfogati hatás lép fel — kisebb mértékben jelentkeznek.

Áramköri tulajdonságai következtében (bilineárisan vezérelhető, kis torzítású, girátor jellegű stb.) a Hall-generátor sok olyan probléma megoldására alkalmas, amely klasszikus módszerekkel vagy egyáltalán nem, vagy csak rendkívül bonyolult módon oldható meg.

IRODALOM

1. *Schwaibold:* Der Halleffekt und seine technische Anwendung. ATM V943-2 1956. júl.
2. *W. Hartel:* Anwendung der Hallgeneratoren. Siemens Zeitschrift 1954, 376—384.
3. *W. J. Grubbs:* Hall-effect devices. The Bell System Technical Journal 1959. máj.
4. *Ryder-Smith, Guile and Barrington:* Direct measurement of i^2dt by a method based on the Hall-effect. Journal of Scientific Instr. 1960. márc.
5. *F. Kuhrt:* Der Hallgenerator und seine Anwendung in der Messtechnik. Elektronische Rundschau 1960/1 10—13.
6. *Wohlmuth:* Ein Magnetfeldmessgerät mit Hallgenerator zum Messen magnetischer Gleichfelder. Siemens Zeitschrift 1958. 4. füzet.
7. *Assmus, Boll:* Messungen an weichmagnetischen Werkstroffen mit dem Hallgenerator. ETZ—A 1956. 8. füzet.
8. *R. P. Chasmar and E. Cohen:* An electrical multiplier utilizing the Hall-effect in indium arsenide. Electr. Eng. 1958. nov. 661—664.
9. *C. Hilsum:* Multiplication by Semiconductors. Electr. Eng. 1958. nov. 369.
10. *Tuszynski:* Hall-effektus és alkalmazása a mérés és szabályozástechnikában (lengyelül). Pomiary-Automatyka-Kontrola 1959. 4. és 5. sz.
11. *Häusler:* Magnetischer Zielspeicher mit statischer Abfragung durch Hallgeneratoren zur kontaktlosen Steurung des Fertigungsflusses. Siemens Zeitschrift 1961. január.
12. *Schaufler:* Der Hallwandler in der Regelungstechnik. Siemens Zeitschrift 1958. 2. füzet.
13. *W. Shockley:* Félvezetők elektronfizikája. Tranzisztorok elmélete. Műszaki Könyvkiadó 1958.
14. *F. Kuhrt:* Eigenschaften der Hallgeneratoren Siemens Zeitschrift 1954. 954—958.
15. *F. Kuhrt und W. Hartel:* Der Hallgenerator, als Vierpol. Archiv für Elektrotechnik 1957. 1. füzet.
16. *Welker:* Über neue halbleitende Verbindungen. Zeitschrift für Naturforschung 1952. 744—749; 1953. 248—251.
17. *O. G. Folber, R. Grimm, O. Madelung, H. Weiss:* Die elektrischen Eigenschaften von In As. Zeitschrift für Naturforschung 1953. 826. o; 1954. 954. o.
18. *H. Weiss:* Über die elektrischen Eigenschaften von InSb. Zeitschrift für Naturforschung 1953. 463. o.
19. *В. Н. Богомолов, В. А. Мясников:* Применение датчика З. Д. С. Холла в качестве фазочувствительного выпрмителя. Автоматика и Телемеханика 1959 № 6.
20. Siemens Katalog von Hallgeneratoren.
21. Hallmodulator. Feinwerktechnik 1958. május.
22. *Cohen:* A Hall-effect multiplier for use at radio frequencies. Electronic Engineering 1960. szept.
23. *Börschlein:* Präzisionsmessung hoher Gleichströme. Siemens Zeitschrift 1958. 5. füzet.
24. *В. Н. Богомолов:* Некоторые новые типы приборов на полупроводниках Журнал технической физики 1956 № 3.
25. *В. Н. Богомолов:* Гальваномагнитные генераторы. Журнал Технической физики 1957 № 4.
26. *Kuhrt, Stark, Wolf:* Widergabe von Magnettonaufzeichnungen mit Hilfe des Halleffektes. Elektronische Rundschau 1959/11.
27. *Lloyd:* A simple transistor amplifier for energizing a Hall multiplier. Electronic Engineering 1958. szept. 560—561.
28. *Tarnay Katalin:* A Hall-generátor működése és alkalmazásai. BHG. Műszaki Közlemények 1961. 2. szám.

Adatok a Mg—Al—Mn ferritek kezdő permeabilitása hőfok-koefficiensének alakításához

DR. TARDOS LÁSZLÓNÉ és DR. POSZLER LÁSZLÓNÉ
Távközlési Kutató Intézet

A szerzők magnézium-alumínium-mangán ferritek kezdő permeabilitásának a hőmérséklet változásával történő alakulásáról mutatnak be néhány kísérleti eredményt. A kísérletek során a hőkezelési technológia variálásával a kezdő permeabilitás a hőmérséklet emelésével, a 20 C°-on mért értékének 1,35—7,15-szörösére nőtt. Megállapítják, hogy a hőkezelés lassítása a hőfokfüggés csökkenésével jár, a felfűtési idő növelésének hatása nagyobb, mint a hűtési időé.

A legutolsó évtizedben nálunk is erősen elterjedt ferritek alkalmazásánál, mivel ezek Curie-pontja általában lényegesen alacsonyabb a fémes ferromágnesekénél, fokozott figyelmet kell fordítani telítési mágnesezettségük, illetőleg permeabilitásuk hőfokfüggésére. A permeabilitás hőfok koeficiensének mindig a célnak megfelelőnek kell lennie; előfordul, hogy igen kicsinek, ha hőmérsékletfüggetlen műszerbe kívánják építeni, vagy meghatározott értékűnek, hőmérséklet kompenzálásra, esetleg igen nagynak, hőmérséklet mérés, illetőleg egyéb alkalmazásra.

Az irodalomban számos publikáció foglalkozik a ferritek hőkezelési technológiájának a mágneses paraméterekre gyakorolt hatásával, de csupán a hőntartási, illetőleg hűtési zóna fontosságát ismerik el. A felfűtési szakasznak csak a kötőanyag hézagmentes kiégetése szempontjából tulajdonítanak jelentőséget. — A következőkben azt a megfigyelésünket fogjuk kifejteni, mely szerint a felfűtés a belső feszültségek alakításával érzékenyen befolyásolja a kész ferrit permeabilitásának hőfokfüggését.

Ferromágneses anyagok telítési mágnesezettségét abszolút null hőfokon az atomos mágneses momentumok összege adja. Ekkor ugyanis a kicserélődési energia az elemi mágneseket egy irányba állítja. A hőmérséklet növelésekor, a hőmozgás következtében, a mágneses momentumok egy domenen belül nem maradnak paralelek, így a telítési mágnesezettség a hőmérséklettel előbb gyengén, majd egyre rohamosabban csökken és egy jól definiált hőmérsékleten zérussá válik. Ezt a hőfokot nevezzük Curie-hőmérsékletnek.

A fémeknél a telítési mágnesezés hőmérsékletfüggése általában jól számítható. A ferriteknél azonban, ahol a tetraéderes (*A*) és oktaéderes (*B*) atomok momentumai egymásra antiparalelek és a különbséget észleljük spontán mágnesezettségként, a számítás lényegesen nehézkesebb. Természetesen az *A* és *B* helyzetű atomoknál is csökken a mágnesezés a hőmérséklet emelésével és a mindenkor csökkent értékű momentumok különbségét kell figyelembe venni. Mindezekből következik, hogy a Curie-hőmérséklet a ferromágneses anyag kémiai összetételétől függ, a kritálystruktúrától pedig független.

Kísérjük most figyelemmel a permeabilitás hőmérsékletfüggését. A permeabilitás értéke a hőmérséklet emelésével nő, maximumot ér el, majd rohamosan nullára csökken. A permeabilitás értékének kezdeti emelkedését magyarázhatjuk azzal, hogy a hőmérséklet növelésével a kristály anizotrópia csökken, vagyis a hőmozgás elősegíti, hogy az atomok a „könnyű" mágnesezési irányból beálljanak a „.nehéz" mágnesezései irányba, ami a permeabilitás növekedésével jár. Csökkenhetnek továbbá a hőmérséklet emelésével a belső feszültségek is, ami szintén permeabilitás növekedést eredményez.

Tehát, míg a Curie-hőmérsékletet csupán a kémiai összetétellel állíthatjuk be, a permeabilitás hőfokfüggését mindazok a strukturális tényezők szabják meg, amelyek a permeabilitás értékére általában befolyással bírnak.

Jelen dolgozatban ferritek permeabilitásának a hőmérséklet változásával történő alakulásáról mutatunk be néhány kísérleti eredményt és megkíséreljük ezek értékelését.

A kísérleteket magnézium- mangán- alumínium ferritekkel végeztük. A kémiai összetételt 45—50 mol % MgO, 11—13 mol % Al_2O_3, 5—6 mol % MnO (a maradék Fe_2O_3) között változtattuk. Az előállítási technológia az általános szokással egyezően a következő lépésekből áll: MgO, $MnCO_3$, Al_2O_3 és Fe_2O_3 nagytisztaságú és nagydiszperzitású porait megfelelő arányban golyós malomban keverjük össze, majd 1000 C°-on 5 órán át levegőn előszintereljük. Az előégetést újabb őrlés követi golyós malomban, míg a por szemcsenagysága 1 μ körüli lesz. A sajtolást megkönnyítő, maradék nélkül kiégethető anyaggal történő elkeverés után következik a próbatestek sajtolása. Tekintve, hogy a permeabilitás értékét a mérendő test alakja és térfogata is befolyásolja, mindig azonos méretű, gyűrű alakú próbatesteket készítettünk. A végső égetést 1200—1400 C° között levegő, illetve oxigén atmoszférában végezzük, miközben az égetés technológiájának variálásával változtatjuk a kész ferrit kristálystruktúráját, figyelve ennek hatását a ferrit permeabilitás-hőfok görbéjére.

Meg kell jegyeznünk, hogy bár a Curie-hőmérséklet, mint ezt már előljáróban is kifejtettük, mint molekuláris sajátság csupán a kémiai összetétel függvénye, az égetési technológia függvényében kismértékben változik. Ennek kézenfekvő magyarázata az, hogy a keverék ferriteknél többféle összetétel állhat elő. A képződött végső vegyület, illetőleg

vegyületkeverék igen érzékenyen függ az előállítási technológiától, mégpedig nemcsak az égetési folyamat hőntartó szakaszában, amikor a szilárd fázisban végbemenő reakció a technológiával erősen befolyásolható, hanem a hűtési szakaszban is, a hőbomlások kézbentartásával.

A ferritképződési reakció végbemenetelének mértékétől nem függ a Curie-hőmérséklet, a permeabilitás értékét azonban természetesen igen erősen befolyásolja. Az 1. táblázat két különböző kémiai összetételű ferrit csoporton a kezdő permeabilitás és Curie-hőmérséklet összefüggését mutatja be a végső égetési hőfok függvényében. A minták égetési technológiája egyébként azonos: fűtési sebesség, 150°/óra, lehűlés 10 óra alatt.

1. táblázat

Jel	Végső égetés hőfoka C°	Hőntartási idő óra	μ_0 G/Oe	T_c C°
1	1250	5	16	106
2	1300	5	39	111
3	1350	5	66	105
4	1350	10	98	109
8	1300	5	28	87
7	1350	5	66	88
6	1350	10	98	86

A 2. táblázatban szereplő ferrit mintáknál szintén a hőkezelés intenzitását és ezzel a ferrit reakció végbemenetelének mértékét változtattuk, ezúttal nem a hőntartási idő, hanem a felfűtés sebességének változtatásával.

2. táblázat

Jel	Fűtési sebesség C°/óra	Hűtési idő óra	μ_0 G/Oe	T_c C°
7	150	10	66	88
11	100	10	97	87
9	50	10	104	86
10	50	50	108	82

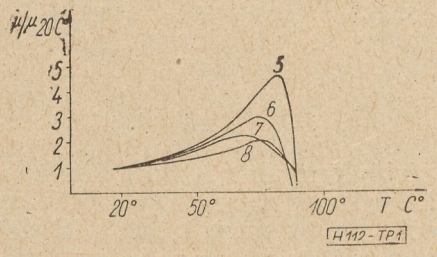
A 3. táblázat a kész ferrit térfogatsúlya, permeabilitása és Curie-hőmérséklete közötti összefüggést mutatja. A tömörség, amely — azonos kiindulási nyersanyagokat feltételezve — az égetési technológia függvénye, nem befolyásolja a Curie-hőmérsékletet, de mivel a lyukak légrésként szerepelnek, a permeabilitás értékére nagymértékben hat.

3. táblázat

Jel	Térfogat súly gm/cm³	μ_0 G/Oe	T_c C°
8	3,45	28	87
7	3,74	66	88
6	3,95	98	86
5	4,01	101	87

A továbbiakban tekintsük át a különböző technológiával előállított azonos kémiai összetételű ferritek permeabilitásának hőfokfüggését. A permeabilitás-hőfok görbék alakulásának vizsgálatakor ugyanazokat a paramétereket kell figyelemmel kísérnünk, mint a permeabilitás szobahőmérsékleten mért értékénél. Tehát elsősorban az anizotrópiaállandó és a belső feszültségek hőmozgás okozta csökkentésének lehetőségeit, illetőleg akadályait igyekeztünk felmérni.

Az 1. ábrán a 3. táblázat mintáinak permeabilitás-hőfok görbéit rajzoltuk meg. Látható, hogy kisebb tömörséghez laposabb görbe, azaz kisebb permeabilitás-hőfokkoefficiens tartozik. Ezt az utat azonban, sem nagy permeabilitású, sem mikrohullámú ferriteknél nem célszerű a



1. ábra

hőfokfüggés csökkentésére választani, az előbbinél a permabilitás egyidejű erős csökkenése miatt, az utóbbinál a mágneses veszteségek nagyfokú növekedése miatt.

A továbbiakban a hőkezelési technológiát úgy irányítottuk, hogy a mintagyűrűk tömörsége közel azonos legyen, azaz a ferriteket különböző módon, de mindig az elérhető maximális tömörségűvé égettük ki. A készült minták közül kiválogattuk azokat, amelyek kezdő permeabilitásának értéke egymáshoz közel esik. Feltételeztük, hogy a tömörség, a Curie-hőmérséklet és a kezdő permeabilitás megegyezése esetén azonos kémiai összetétellel, azonos molekuláris struktúrával számolhatunk. Ezért figyelmünket a belső feszültségek csökkentésére fordítottuk. Változtattuk a felfűtés, illetőleg a lehűtés sebességét, továbbá az égetés atmoszféráját. Azt tapasztaltuk, hogy a hőkezelés lassítása a hőfok függés csökkenésével jár, éspedig a felfűtési zóna érzékenyebben befolyásol, mint a hűtés. Áramló gáz bevezetése növeli a hőfok koeficienst, az oxigénáram erősebben, mint az indiferens nitrogén. Ezek a kísérleti tapasztalatok kvalitatíve igazolják, a belső feszültség változtatásával kapcsolatos meggondolásunkat. Könnyen átlátható ugyanis, hogy mind a hőkezelési folyamatok gyorsítása, mind az áramló gáz — különösképpen az esetleg beépülő oxigén — növeli a ferrit belső feszültségét.

Kísérleteink eredményét két különböző összetételű ferrit sorozaton a 4. és 5. táblázatban, továbbá a 2. és 3. ábrákon foglaljuk össze.

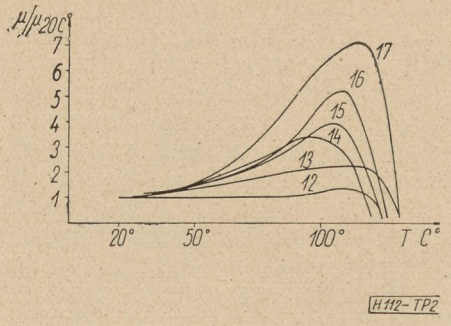
Jelen dolgozatban összefoglalt kísérletek rámutatnak arra, hogy a ferrit permeabilitásának hőfok függését igen tág határok között lehet változtatni a kitűzött célnak megfelelően.

4. táblázat

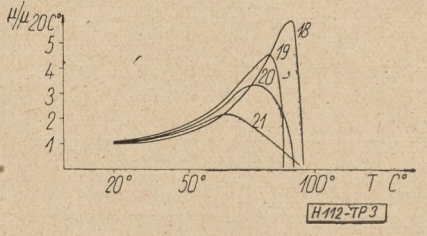
Jel	T_c C°	$\mu/\mu_{20°}$ maximuma	μ_0 G/Oe	Térfogatsúly g/cm³	Fűtési sebesség C°/óra	Hűtési idő óra
12	121	1,35	39	3,87	50	50
13	128	2,21	33	3,93	50	10
14	117	3,38	42	3,98	150	10
15	122	3,94	55	3,94	150	10 N_2-ben
16	124	5,25	39	3,89	150	10 O_2-ben
17	131	7,15	55	4,03	200	10

5. táblázat

Jel	T_c C°	$\mu/\mu_{30°}$ maximuma	μ_0 G/Oe	Térfogatsúly g/cm³	Fűtés sebesség C°/óra	Hűtési idő óra
21	86	2,10	104	3,99	50	10
20	88	3,55	98	3,98	150	50
19	87	4,50	97	3,98	150	10
18	93	5,95	95	3,96	200	10



2. ábra



3. ábra

Nem tértünk azonban itt ki a kiindulási alapanyagok reakcióképességének kérdésére, amelyek pedig döntő mértékben befolyásolják a keletkező ferrit struktúráját és így a gyakorlati ferrit gyártásnál gyakran teljesen elfedik az itt tárgyalt jelenségek hatását. Azonos eredetű nyersanyagok használatakor azonban a leírt hatások egyértelműen észlelhetők, illetőleg a követendő technológia beállításánál felhasználhatók.

A polietilén dielektromos állandójának és veszteségi tényezőjének mérése folyadék kiszorítási eljárással

A polietilén minőségi ellenőrzésére gyors és pontos mérési módszer szükséges. A polietilén dielektromos állandója 2,3, veszteségi tényezője 0,0001—0,0003 közötti értékű. Mivel pontosan párhuzamos polietilén lapokat igen nehéz készíteni, a lemezek vizsgálatánál szokásos eljárással a mérés pontatlan. Az ASTM D 1531—59 T eljárása e hiányosságot küszöböli ki.

A módszer ismertetése

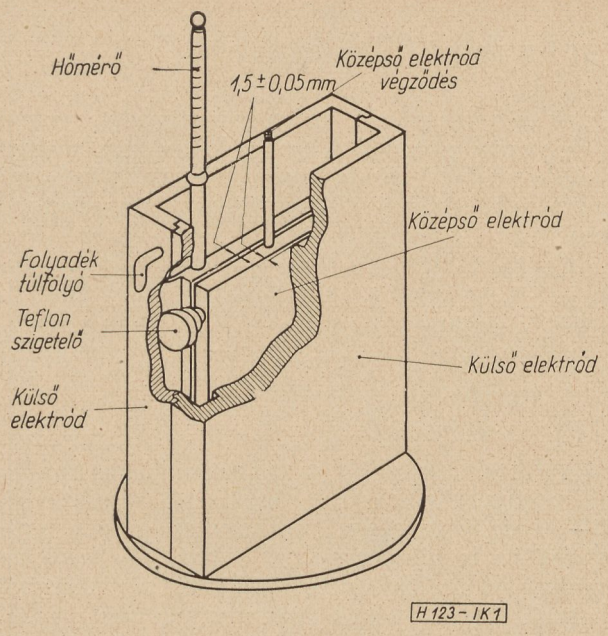
Benzollal megtöltött, rögzített lemezű, kétsarkú árnyékolt cella kapacitásának változását úgy határozzuk meg, hogy a lemezek közötti folyadékba két, azonos formájú polietilén próbatestet merítünk. Ezt a kapacitás különbséget használjuk fel — a próbatest hozzávetőleges vastagsága, a lemezek elhelyezési távolsága és pontosan ismert benzol dielektromos állandó mellett — a próbatestek dielektromos állandójának meghatározására. A veszteségi tényezőt a kapacitás és vezetés értékek mérésével határozzuk meg. A mérést az teszi lehetővé, hogy a polietilén dielektromos állandója a benzoléval kb. azonos értékű. A benzol dielektromos állandója és a hőfok közötti összefüggés ismert. A benzol veszteségi tényezője 0,0001-nél kisebb.

A módszer rendkívüli pontossága következtében a mérés alkalmas polietilén szállítmányok minőségi ellenőrzésére, a gyártmánytételek azonosságának meghatározására. Ilyen ellenőrzési módszert használtak a transzatlanti kábelek egyenletes kapacitás értékekkel való gyárthatóságának biztosítására az alkalmazott polietilén minőségének ellenőrzésére. A módszer felhasználható a polietilén szennyezéseinek kimutatására és így alkalmas a polietilén feldolgozásánál bekövetkezhető minőségi elváltozások megállapítására.

A mérőberendezés

A mérőkör céljaira bármilyen kisfeszültségű, teljesen árnyékolt híd vagy rezgőkör alkalmazható, amennyiben kielégíti a megkívánt érzékenységi követelményt. Feltétel, hogy a kör legalább 0,01 pF kapacitás érzékenységgel rendelkezzék és legalább 0,0001 nagyságrendű veszteségi tényező változást érzékeljen.

A mérőcella, amelyben a próbatestek benzolba merült helyzetben vannak, az 1. ábrán látható. A mérőcella kétsarkú, árnyékolt típusú cella, középső elektródája derékszögű, arannyal bevont sárgaréz, amelynek párhuzamos és lapos felületei külön-külön 58 cm² területűek. Az elektródát 5 db. politetrafluoretilén szigetelőoszlop tartja. Az elektróda középen helyezkedik el két arannyal bevont sárgaréz elektróda között.



1. ábra

Ezek az elektródák a cella külső falainak szerves részét képezik. A lemezek közötti távolság 1,50 ± 0,05 mm. A középső elektróda horonyban mozog, tehát könnyen kiemelhető. Az elektródák aranyozása 5μ vastagságú. A mérőcella túlfolyócsővel rendelkezik, a benzol szintje állandó marad, akár benn vannak a polietilén próbatestek, akár nem.

A cellához egy 18—28 C° mérési tartománnyal rendelkező hőmérő tartozik.

A méréshez használt benzol thiofen mentes, száraz legyen. Mivel a benzol dielektromos állandója a hőmérséklettel változik, méréskor a cella hőmérsékletét ± 0,1 C° pontossággal kell megállapítani.

A vizsgálni kívánt polietilénből két 1,25 ± 0,125 mm vastagságú lemezt kell készíteni. A lemezek területe 68×100 mm. A próbatestek vastagságát három helyen, átlósan mérve, 0,025 mm pontossággal kell meghatározni.

A mérés pontossága

E módszer mellett a mérés pontossága valamivel jobb a többi szokványos módszernél, azonban a pontosságot a használt mérőberendezés érzékenysége korlátozza. Amennyiben egy és ugyanazon próbatesten két egymásutáni mérést hajtunk végre, a kapott értékek között a dielektromos állandóban ± 0,001-nél nagyobb eltérés nem jelentkezik. Laboratóriumok közötti vizsgálatok eredményei azt mutatják, hogy különböző vizsgáló berendezéseket és különböző benzolkészletet használva, a mért dielektromos állandó eltérése ± 0,002.

A veszteségi tényező értékének hibája ismételt vizsgálat esetén ± 0,0005. A különböző laboratóriumok között a veszteségi tényező mérési értéke általában ± 0,0001-nél nagyobb mértékben nem különbözik.

dr. Ipolyi Károly

KÖNYVISMERTETÉS

H. F. Mayer: Impulzuskód-moduláció.

Műszaki Könyvkiadó. Ára 9,10 Ft.

Az impulzuskód-moduláció (PCM) egyike azoknak a modulációs eljárásoknak, amelyek a zajos átvivőcsatornákon jelentős zajcsökkentést tesznek lehetővé. E kérdés a nagy távolságok áthidalása és az erősítőszakaszok számának növekedése miatt igen nagy jelentőségű. A könyvecske megjelenése így hézagpótló jellegű.

Az ismert nevű szerző kisebb terjedelmű munkája világos, áttekinthető előadásban mutatja be ezt az érdekes modulációs eljárást. Bevezetőben összefoglalja a zajcsökkentő eljárások közös tulajdonságait és értékeli az egyes modulációs eljárásokat. Ezután a szerző néhány fejezetben ismerteti azokat az új elveket, amelyeket a PCM-nél felhasználnak. Ilyenek: a mintavétel, a kvantálás, a kódolás, az impulzusformálás stb. elve. Ezután két fejezet a PCM eljárás adó- és vevőrendszerének elvi felépítését és működését mutatja be. A további fejezetekben a szerző a jelátvitel hűségét, az átvitel sebességét tárgyalja. Az egész könyv talán legérdekesebb fejezete az impulzuskód-moduláció értékelése az információ elmélet időtételével összefüggésben. Ebből a fejezetből kitűnik, hogy az impulzuskód-moduláció jelenleg az egyetlen ismert módszer, amely alkalmas a sávszélesség komprimálására anélkül, hogy az átviteli sebesség megváltoznék. Ez a lehetőség mind távbeszélő, mind távíró, mind a képátvitel szempontjából jelentős lehet, bár a kompresszió gyakorlati kivitele ma még nehézségbe ütközik.

A magyar szöveg érthető és világos, a fordító és a lektor gondos munkáját mutatja. Mindezt egybevetve a könyvecske magyar nyelvű kiadása híradástechnikai szakembereink továbbképzéséhez igen alkalmas segédeszköz.

A. G. Szoboljevszkij: Impulzustechnika.

(A rádiótechnika könyvei). Műszaki Könyvkiadó. Ára 13 Ft.

A népszerű rádiótechnikai sorozat e kötete rendkívül aktuális témát tárgyal. Az impulzustechnika alkalmazása az egész híradástechnika területén rohamosan terjed. Az elmúlt években számos előadás, publikáció, sőt igen értékes szakkönyv ismertette az impulzustechnika kérdéseit, mégis azt kell mondanunk, hogy hiányzott egy olyan szakkönyv, amely nem a magasabb matematika alkalmazásával, hanem csak szerényebb matematikai apparátussal és könnyen érthető, szemléltető magyarázatokkal ismerteti ezt a fontos területet.

A könyv anyaga végigvezeti az olvasót az impulzustechnika úgyszólván teljes területén, kezdve az elemi RC, RL, LC áramkörökön és végezve az impulzusmérések területén. A témát szemléltető diagrammok és méretezett áramköri példák teszik közérthetőbbé.

IPARÁGI HÍREK

Személyhívó berendezés

Régi probléma egyes személyek gyors megkeresése, részükre utasítás adása, különösen olyan körülmények között, mikor a mozgási területük nagy. A fejlődés folyamán kialakultak egyes jelző és értesítő rendszerek (fényjelző, hangosbemondó stb.:) azonban általános hibájuk az értesítés vételének bizonytalansága, valamint a környezet zavarása.

Ezen hibák elhárítására a személykeresés területén új utakat kellett keresni. A korszerű félvezetőtechnika meghozta a megoldást. Lehetővé vált olyan kis súlyú, alacsony áramfogyasztású vevőkészülék készítése, mely kiválóan biztosítja a cél megvalósítását. Kialakultak tehát a vezetéknélküli személyhívó rendszerek, melyeknek alapvető tulajdonságai a rádió adóvevő berendezésekhez hasonlóak.

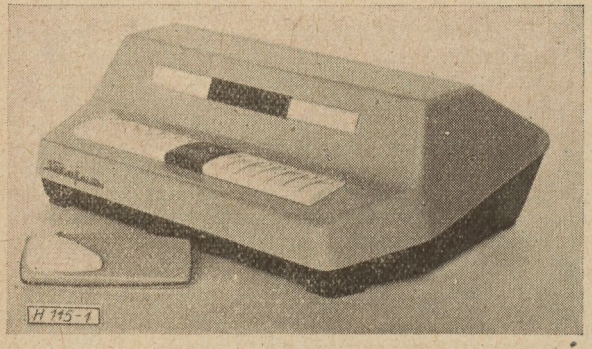
Áttekintve az általános problémákat a vezetéknélküli személykeresés területén három lehetséges út kínálkozik:

1. Nagyfrekvenciás berendezések (30 MHz)
2. Ultrahangfrekvenciás berendezések (20—100 kHz)
3. Hangfrekvenciás berendezések (300 Hz—20 kHz)

A nagyfrekvenciás berendezések létjogosultsága kicsi, mivel kielégítő, zavarmentes üzem csak a rövidhullámú sáv 10 méter körüli részén biztosítható. Súlyos hátrányt jelent a zavarhatóság, amely már az egyszerű rádiókészülékek oszcillátor fokozatai által megtörténhet.

Az ultrahangfrekvenciás berendezések zavarhatósága kisebb mértékű, a jelek kisugárzása azonban különleges sugárzórendszereket kíván. Ilyen hosszú hullámokon igen nagy méretű sugárzórendszerek szükségesek. Egy félhullámú sugárzó 100 kHz frekvencián kb. 1500 m hosszú.

A legegyszerűbb megoldás a hangfrekvenciás rendszer alkalmazása. Ebben a rendszerben egy vezetékhurok segítségével hangfrekvenciás mágneses tér létesíthető, amely felhasználható jelek átvitelére. A mágneses térben vannak elhelyezve a vevők, amelyek mágneses érzékelőjében a térerőváltozásai feszültséget gerjesztenek, és ezt felerősíti egy tranzisztoros erősítő.



1. ábra

Kielégítendő követelmény ilyen rendszerekben a szelektív jelzés megvalósítása, amelyre több megoldás lehetséges.

1. Mechanikai rezonátor (Szelektív jelfogó)
2. Rezgőkör
3. Kristályszűrő.

A legszelektívebb rendszer a mechanikai rezonátor. Az elérhető legkisebb sávszélesség 2—6 Hz, mivel a mechanikai rezonátorok Q értéke igen magas (200 felett). A kis áramokra való tekintettel különleges érintkezők használata szükséges (színarany).

A kristályszűrők meglehetősen jó eredményeket adnak, azonban méreteik nem teszik lehetővé miniatűr készülékekben való használatukat.

A szokásos *L—C* körök szelekciós tulajdonságai hangfrekvenciákon meglehetősen rosszak. Mivel a jósági tényező értéke a veszteségtől függ, a veszteségek megszüntetése esetén a jósági tényező Q megjavul. Egy rezgőkör jósági tényezője negatív ellenállással javítható. Az úgynevezett Q sokszorozó (Q multiplier) kapcsolás a rezgőkört kiválóan alkalmassá teszi szelekciós feladatok elvégzésére. A Híradótechnikai Vállalat laboratóriumában végzett mérések szerint ilyen kapcsolással 4 kHz frekvencián 10 Hz sávszélesség érhető el igen jó stabilitási körülmények között.

A hangfrekvenciás rendszer adója egy nagystabilitású hanggenerátor, megfelelő teljesítményű végerősítő fokozattal. Az üzenetátvitel mikrofon segítségével történik.

A fent leírtak szerint működik a Híradótechnikai Vállalatnál kidolgozott személykereső berendezés, a *Telinform* (1. ábra). Műszaki adatai igen széleskörű használatát teszik lehetővé. A hangfrekvenciás megoldás külön előnye, hogy közelben elhelyezett berendezések sem zavarják egymást. A berendezés 49 szelektív vevőkészülék használatát teszi lehetővé és teljesen automatizált kivitelű. A használt frekvenciasáv 300 Hz—12 kHz, melyen belül 300—3000 Hz sáv az üzenetátvitel, 4—12 kHz sáv a szelektív hívásra szolgál. A vevőkészülékek műanyagházban vannak elhelyezve, áramforrásuk a magyar szabadalmat képező zinkezüst akkumulátor. A töltés nem teszi szükségessé a készülék felbontását, a vevőkészülék külön csatlakozókat tartalmaz a töltés céljaira és egyszerűen behelyezhető a töltőkészülékbe.

A „Telinform" személyhívó berendezés a magyar híradástechnikai ipar új alkotása, mely széleskörű érdeklődésre tarthat igényt.

EGYESÜLETI HÍREK

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület és a KGM Híradástechnikai Igazgatóság f. év június 15—16-án kétnapos ankétot rendezett a Technika Házában a nagyüzembiztosságú készülékek, berendezések és alkatrészek fejlesztési és gyártási problémáinak megvitatására. Az ankéton 12 előadás hangzott el. Az előadások anyaga 160 oldal, a vita és hozzászólások jegyzőkönyve 620 oldal terjedelmű. Lapunk e számában közöljük Juvancz Endrének az ankétról szóló cikkét, amely az előadások és vita legfontosabb részeit foglalja össze. A lap következő számaiban, rendszeresen foglalkozni kívánunk e nagy jelentőségű témával és érdeklődéssel várjuk az ilyen irányú elméleti és gyakorlati hozzászólásokat.

*

Székesfehérváron, a Villamossági Televízió és Rádiókészülékek gyárában Egyesületünk ankétot rendezett a Remix Rádiótechnikai Vállalat gyártmányainak bírálata és fejlesztése tárgyában. (1961. április 11.) Az ankéton kb. 300 fő vett részt, akik a vendéglátó vállalat televízió- és rádiógyártását is megtekintették. Bráda Ferenc, a Remix Vállalat főkonstruktőre beszámolt a fejlesztés és gyártás problémáiról, valamint az alkatrészek helyes alkalmazásáról. Az ankéton részt vett Kolos Richárd elvtárs, a KGM miniszterhelyettese és hozzászólásában részletesen taglalta az alkatrész fejlesztés fontosságát. A résztvevők élénk érdeklődéssel és tárgyilagos bírálatokkal vettek részt a vitában. A KGM Híradástechnikai Igazgatóság a Remix gyártmányaival kapcsolatos észrevételeket jegyzőkönyvileg rögzítette és azóta a vállalattal közösen, rendszeresen értékeli a felvetett problémákkal kapcsolatosan megtett intézkedések eredményeit.

*

Az Egyesület Ipargazdasági Szakosztálya f. év júliusában megalakította Hiradástechnikai Szervezési Szakbizottságát. A szakbizottság vezetője dr. Antoniewicz Flórián (ORION).

A Szakosztály f. év szeptember hó folyamán megkezdte nyilvános előadássorozatát. Vitaelőadásokat rendeznek a gyártástervezési rendszerekről, a II. ötéves technológiai terv néhány gazdasági kérdéséről, a gyártmányfejlesztés tervezési és elszámolási kérdéseiről, valamint egyéb gazdasági kérdésekről.

A Szakosztály 1962 február havában nemzetközi jellegű konferenciát rendez. A konferencián különböző szekciók keretében foglalkozni kívánnak a távlati tervezés elvi és módszertani problémáival, a nemzetközi munkamegosztással, a specializáció irányával a híradástechnikában, a műszaki fejlesztés hatékonyságának kérdéseivel. Az ügyvitel-gépesítés és szervezés, a számvitel továbbfejlesztésének irányai, a szocialista munkajog szerepe, a munkatermelékenység mérésének lehetőségei, valamint egyéb gazdasági és gazdaságosság problémák kifejtése és megvitatása ugyancsak helyet kap a konferencia programjában.

*

A Csepel Vas- és Fémművek felkérésére a Bányászati Egyesület és Egyesületünk f. év május 9-én közös alapanyag ankétot rendezett a Technika Házában, amelyen részt vett Horgos Gyula elvtárs is, a KGM miniszterhelyettese. Az ankét célja az volt, hogy értékelje a finomkohászatnak az elmúlt három év alatt végzett munkáját és a felhasználó vállalatok tanácsokkal szolgáljanak a híradástechnika és műszeripar részére szükséges új, finomkohászati igényekkel kapcsolatban. Azóta a két egyesület Állandó Bizottságot hozott létre, amelynek feladata egyrészt az ankét anyagának feldolgozása, másrészt a külföldi irodalom rendszeres figyelése és ennek alapján az új anyagokkal kapcsolatos igények feltárása.

Обобщение

Э. Юванц: Надежность и срок службы

В статье описываются опыты конференции по вопросам надежности и срока службы оборудований связи, важные теоретические и практические установления этой конференции. Обращается внимание на основные точки зрения применения деталей и оформления технологии конструкции.

Л. Пасторнщки: Нестабильность и стабилизация транзисторных настроенных усилительных каскадов

В первой части статьи выведены уравнения линейных четырехполюсников описывающих настроенные транзисторные усилительные каскады. С помощью уравнений четырехполюсников показывается, что известные методы испытания стабильности еще в случае усилительных каскадов с данными элементами являются очень сложными с точки зрения практики. В дальнейшем доказывается, что метод испытания будет проще и выгоден тоже для проектирования каскадов данной стабильности, если испытания стабильности исполняется с помощью входных и выходных проводимостей. Состояние усилительных каскадов испытается с помощью круговой диаграммы, единым наглядным методом. Таким образом испытаются тоже стабилизации нейтрализацией, или добавочными проводимостями.

Добавочные проводимости включаются в параметры транзисторов, чтобы осуществлять усилительный казкад с данным коэффициентом стабильности. Таким обраеом дается новый метод проектирования, преимуществом которого является кроме простоты, что цепи связи и полосовых фильтров можно проектировать обычным методом. Наконец дается пример применения.

М. Кендерешши: Направленные ответвители с оптимальной связью

В измерительной технике СВЧ важную роль играет измерение мощности. В одном из известных методов измерения мощности применяется направленный ответвитель, от которого требуется, чтобы его связь по возможности не изменялась в зависимости от частоты. В статье описан способ конструирования такого типа направленного ответвителя. Описанный метод кроме оптимальной связи обеспечивает также высокое направленное действие ответвителя, так что сконструированный таким образом направленный ответвитель удовлетворяет всем требованиям практики.

И. ГАЛ: Пористый катод с малой мощностью накала и высокой плотностю тока

Описана конструкция катода порыстого типа с малой мощностью накала (1,8 вт) и высокой плотностью тока, который обеспечит значительно более высокую плотность тока (100—500 ма/см²) по сравнению нагрузки обычных оксидных катодов, при постоянном потребляемом токе, нормальной рабочей температуре (T_e = = 920 C°) и длинном сроке службы. Описана конструкция катода на основании экспертиментов, дальше также разработка и электрические свойства катода.

К. Тарнаи и Тарнаине Э. Бартфаи: Датчик Холла и некоторые возможности его применения в устройствах для связи

В статье даются теоретические основы эффекта Холла и параметры образца, как четырехполюсника: сопротивление холостого хода и проходное сопротивление. С точки зрения конструкции задаются требования к исходному материалу и к изготовлению образца. В дальнейшем обьясняются основные режимы датчика и выбор оптимальной нагрузки.

Во второй половине статьи описываются некоторые возможности применения эффекта Холла в устройствах для техники связи (модулятор, двухпроводный усилитель). Датчик Холла с успехом применяется при измерении мочности и в качестве частото-анализвтора. В связи с применением его в импульсной телефонии, говориться о цепи коиндиденции и дигитале-аналоге преобразователе.

Л. Тардошне и Л. Послерне: Данные к оформлению температурного коэффициента начальной проницаемости ферритов

Описаны некоторые результаты экспериментов оформления начальной проницаемости ферритов *Mg—Al—Mn*, в зависимости температуры. В течение экспериментов, изменением технологии термообработки, начальная проницаемость повышалась к величине 1,35—1,75-раз больше чем величина на температуре 20°C. Установлено, что замедление термообработки вызывает уменьшение температурной зависимости; влияние увеличения времени нагревания больше, чем времени охлаждения.

Zusammenfassungen

E. Juvancz: Betriebssicherheit und Dauerhaftigkeit

Der Artikel macht die Erfahrungen der Konferenz, die sich mit der Betriebssicherheit und Dauerhaftigkeit der fernmeldetechnischen Einrichtungen beschäftigt, bekannt. Er beschreibt die wichtigere theoretische und praktische Schlussfolgerungen der Konferenz. Er lenkt die Aufmerksamkeit der Leser auf die wichtigsten Standpunkten der Stromkreisplanung, der Anwendung der Bestandteile und der Ausbildung der technischen Konstruktionen.

L. Pásztorniczky: Unstabilität und Stabilisierung der selektiven Verstärkerungstufen mit Transistoren

In dem ersten Teil des Artikels leitet der Verfasser kurz die Gleichungen der linearen Vierpole ab, welche die selektiven Verstärkerstufen mit Transistoren schildern. Mit Hilfe der Vierpolgleichungen veranschaulicht er, dass die wohlbekannten Stabilitätsprüfungsmethoden auch im Falle von Verstärkerungstufen mit gegebenen Elementen in der Praxis sehr kompliziert sind. Die Prüfungsmethode wird einfacher und zur Konstruktion einer Stufe mit gegebener Stabilität mehr geeignet im Falle der Anwendung von Eingang- und Ausgangadmittanzen. Der Verfasser prüft mit einer eintheitlichen Methode, mit Hilfe eines Kreisdiagramms den Zustand der Verstärkerstufe als auch die Stabilisierung mit Neutralisierung, bzw. beigefügten Konduktanzen. Der Verfasser baut die *S* Stabilisierungsfaktor besitzende Stufe, welche die hinzukommenden Konduktanzen stabilisiert, in die Transistorparameter ein. Der Vorteil der neuen Methode besteht — neben ihrer Einfachheit — darin, dass die Koppelkreise bzw. die Bandfilter in gewohnter Weise konstruiert werden können. Der Artikel wird mit ein Anwendungsbeispiel beendet.

M. Kenderessy: Richtkoppler von optimaler Kopplung

Die Messung von Leistung spielt entscheidend wichtige Rolle in der Mikrowellenmesstechnik. Bei einer bekannten Methode der Leistungsmessung wird Richtkoppler angewendet. Von diesem Richtkoppler wird möglichst grosse Unabhängigkeit der Kopplung von der Frequenz gefordert. Die Art der Konstruierung eines solchen Richtkopplers wird im Aufsatz beschrieben. Die Methode sichert ausser der optimalen Kopplung eine grosse Richtwirkung für den Koppler, wodurch der auf solcher Weise konstruierte Richtkoppler imstande wird, allen praktischen Ansprüchen zu genügen.

I. Gál: Eine poröse Kathode mit kleiner Heizleistung und grosser Stromdichte

Der Aufsatz erörtert eine poröse Kathodenkonstruktion mit kleiner Heizleistung (1,8 W) und grosser Stromdichte, welche bei konstanter Stromentnahme im Vergleich mit der Belastbarkeit der normalen Oxydkathoden bei normaler Betriebstemperatur (T_{sz} = 920 C°) und langer Lebensdauer eine viel höhere (100—500 mA/cm²) Stromdichte zulässt. Der Verfasser beschreibt auf Grund durchgeführter Versuche die Konstruktion, die Behandlung und die elektrischen Eigenschaften der Kathode.

K. Tarnay und Frau Tarnay geb. E. Bártfai: Der Hallgenerator und seine Anwendungsmöglichkeiten in der Übertragungstechnik

In diesem Artikel werden die theoretischen Grundlagen und die Vierpol-Kenngrössen des Halleffektes, d. h. der Leerlauf- und die Transferimpedanzen behandelt. Unter den Konstruktionsgesichtspunkten werden die Forderungen — inbezug auf den Werkstoff und auf die Ausführung — erwähnt. Im folgenden werden die grundsätzlichen Arbeitsweisen des Hallgenerators und die Wahl der günstigen Belastung untersucht. Der zweite Teil des Artikels behandelt einige Anwendungsmöglichkeiten (Modulator, Negativ-Widerstand-Verstärker) im Gebiete der Trägerfrequenztechnik. Der Hallgenerator kann sehr vorteilhaft als Frequenzanalysator und Lesitungsmesser verwendet werden. Als pulstelephonische Anwendung ist eine Torschaltung und ein Digitale-Analog-Konverter erwähnt.

Frau L. Tardos und Frau L. Poszler: Angaben von der Beeinflussung der Temperaturkoeffizienten der Anfangspermeabilität der Mg—Al—Mn Ferriten

Die Verfasser veröffentlichen einige ihrer Versuchsresultate, welche sich auf die in Folge der Temperaturveränderung bewirkte Anfangspermeabilitätveränderungen der Mg—Al—Mn Ferriten beziehen. Durch der Variation der Wärmebehandlung wurde die Anfangspermeabilität mit dem Temperaturanstieg auf dem 1,35—7,15 Fachen, des 20° C Grad Wertes verändert. Die Verlängerung der Wärmebehandlung ist mit der Verminderung des Temperaturkoeffizienten verbunden, und zwar hat die Verlängerung des Aufheizens eine grössere Wirkung, als die der Abkühlung.

Résumés

E. Juvancz: Sécurité et durabilité de service

L'article fait connaître les expériences de la conférence qui s'était occupée des problèmes de la sécurité et de la durabilité de service des equipements de la télécommunication. Puis il décrit les conclusions théoriques et pratiques qui étaient présentées. Il attire l'attention aux aspects les plus importants du projet de circuit, de l'application des pièces détachées et du développement des constructions.

L. Pásztorniczky: L'instabilité et la stabilisation des étages d'amplification à transistron accordés.

Dans la première partie d'article l'auteur déduit brièvement les équations du quadripôle linéaire représentant l'amplificateur à transistron accordé. Il présente par des equations que les méthodes d'essai de la stabilité bien connues sont très compliquées au point de vue de la pratique même en cas de l'étage d,amplification ayant des élements donnés. Dans la suite il prouve que la méthode d'essai deviendra plus facile et aussi applicable pour le projet de l'étage à la stabilité prescrite si l'essai soit fait par les admittances d'entrée et de sortie. L'auteur examine uniformement par des diagrammes circulaires l'état d'étage d'amplification ainsi que la stabilisation par la neutralisation respectivement par des conductances additionnelles. L'auteur fait rentrer les conductances additionnelles stabilisant l'étage ayant un facteur de stabilité *S* dans les paramètres du transistron. Avec cela il reçoit une nouvelle méthode de dimensionnement, dont l'avantage est auprès de sa simplicité, que le circuit de couplage respectivement le filtre de bande peuvent être projetés par la méthode habituelle. L'article est fini par un exemple d'application.

M. Kenderessy: Coupleurs directifs à couplage optimal

La mesure de puissance joue un rôle décisif dans la téchnique des mesures à micro-ondes. Dans une des méthodes bien connues de la mesure de puissance on emploie le coupler directif. On exige de ce coupleur directif que son couplage ne change pas autant que possible en fonction de la fréquence. L'article décrit la méthode de projeter un coupleur de ce type. La méthode garanti auprès de ce couplage optimal, aussi une grande directivité du coupler et par là le coupleur directif projeté de telle façon suffit à toutes les exigences de la pratique.

I. Gál: Cathode poreuse de faible puissance de chauffage et de densité de courant élevée

L'article décrit la construction d'une cathode poreuse de faible puissance de chauffage (1,8 W) et de densité de courant élevée, laquelle comparée à la capacité de charge des cathodes à oxyde normales rend possible une densité de courant plus élevée (100—500 mA/cm²) à une température de service normale (T_{sz} = 920 C°) avec longue durée de service. L'auteur traîte à base des expériments exécutés la construction, le traîtement et les propriétés électriques de la cathode.

K. Tarnay et Mme T. E. Bártfai: Le générateur Hall et son application dans la technique de la transmission

L'article fait connaître les principes de base de l'effet Hall et les paramètres du quadripôle à lamelle Hall: notamment les impédances à circuits ouverts et les impédances de transfert. Les exigences concernant les matériaux fondamentals et l'execution sont pris en considération parmi les aspects de la construction. En suite l'article décrit les méthodes fondamentales de la fonction du générateur Hall et le choix de la charge optimale. La deuxième partie décrit quelques méthodes de l'application dans la téchnique de la transmission (modulateur, l'amplificateur à résistance négative). On peut bien appliquer le générateur Hall pour mesurer le niveau de la puissance et comme l'analysateur de fréquence. I est aussi appliqué dans la téléphonie à impulsion, c'est à savoir dans le circuit de la coincidence et dans le convertisseur digital-analogue.

Mme L. Tardos et Mme L. Poszler: Renseignements sur la formation des coefficients de température de la perméabilité initiale des ferrites Mg—Al—Mn

On présente quelques résultats expérimentals sur la formation de la perméabilité initiale des ferrites Mg—Al—Mn par la variation de température. Au cours des expériments la perméabilité initiale s'augmenta avec l'élévation de la température 1,35—7,15 fois à l'égard de sa valeur mesurée à la température de 20°C. On constate que le ralentissement du traitement termique diminue la dépendance de température et l'influence du temps d'échauffement est plus grande comme celle du temps de refroidissement.

Summaries

E. Juvancz: Reliability and Durability

The article presents the expériences of the conference which dealt with the problems of the reliability and durability of telecommunication equipments. It describes the most important theoretical and practical statements of the conference, and draws attention to the main aspects of the circuit planning, the application of the components and of the development of construction.

L. Pásztorniczky: Instability and Stabilization of Transistor Tuned Amplifier Stages

In the first part of the paper the author derives shortly the equations of the linear quadripole, which illustrate the tuned transistor amplifier stage. By the aid of the quadripole equation he shows that the widelyknown stability testing methods are very complicated from the point of view of practice also in case of amplifier stages having given elements. Further he proves, that the test method will be more simple and might be used to the planning of prescribed stability stage if the stability testing is carried out with the help of input and output admittancies. The author examines illustratively with a circular diagram in a uniform way the state of the amplifying stage and the stabilization with neutralization resp. additional conductancies. The author draws in transistor parameters the addition conductancies which stabilize the stage having an S stability factor. Thereby he gets a new method of measuring, the advantage of which is (at last, but not least) near its simplicity, that the coupling circuits and resp. the band filter can be planned in the usual way. The article is ended with an example of application.

M. Kenderessy: Directional Couplers of Optimal Coupling

The measurement of power has a very great importance in the microwave measurement techniques. In one of the known methodes of power measurement use is made of directional coupler. From this is claimed that his coupling possibly should not vary with frequency. The construction method of a such coupler is described in the paper. Besides optimal coupling, the method ensures for the coupler a great directivity whereby the directional coupler constructed this way satisfies all demands of the practice.

I. Gál: A Porous Cathode with Small Heating Power and High Current Density

The paper describes the design of a small heating power (1,8 W) and high current density porous cathode enabling in comparison to the loadcarying capacity of normal oxide cathodes at normal working temperature (T_{sz} = 920 C°) and long life a much higher current density (100—500 mA/cm²). The author deals on basis of carried out experiments with the design, treatment and electrical properties of the cathode.

K. Tarnay and Mrs. T. E. Bártfay: The Hall-effect-device and its utilizing possibilities in the transmission technics

This paper describes the theoretical principles of the Hall-effect and the four-terminal parameters of the Hall slice, i. e. the open-circuit and transfer impedances. Among the principles of design the requirements refering to basic materials and execution have been mentioned. The paper further examines the fundamental methods of operation and the choice of optimal load. In the second part of the paper various applications of the Hall-effect-device in the field of transmission (modulator, negative resistance amplifier) are described. The Hall-effect-device may be perferably used for the measurement of the power level and as a frequency spectrum analyzer. As an example for its application in pulse telephony the coincidence circuit and the digital-to-analog encoder are described.

Mrs. L. Tardos and Mrs. L. Poszler: Data to the Forming of Temperature Coefficients for Initial Permeability of Mg—Al—Mn ferrites

The authors present some experimental results concerning the formation of initial permeability of Mg—Al—Mn ferrites with the change of temperature. During the experiments with the variation of the heat-treatment technology the initial permeability grew with the raise of temperature to the 1,35—7,15-fold of its values measured on a temperature of 20°C. The authors state that the deceleration of heat treatment causes reduction of coefficient and that the effect of the increase of the heating time is greater then that of the cooling.

TÁVKÖZLÉSI KTSz BUDAPEST

Gyárt és javít

telefontechnikai mérőberendezéseket.

Budapest, XVIII., (Pestlőrinc) Marx utca 12.

TELEFON: 146-086, 347-143, 147-063

A HÍRADÁSTECHNIKAI ANYAGOK GYÁRA

Vác, Zrínyi utca 17.

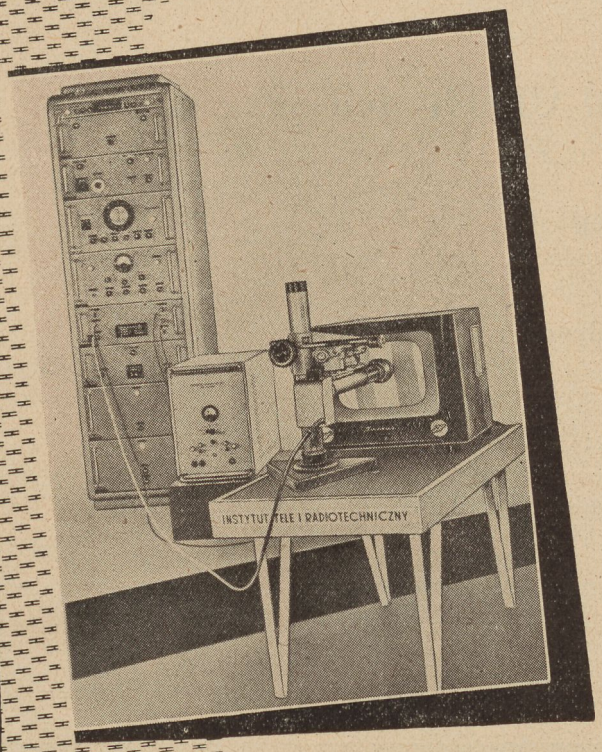
- a híradástechnikai és műszeripari vállalatok részére készíti a különböző típusú és formájú M 800-as és M 1100-as permeabilitású ferritanyagokat (eltérítő gyűrű, U-mag, fazékmag, hangolómag stb.)
- gyártmányai közé tartoznak továbbá a nyomtatott áramkörű lemezek, amelyeket üvegszövet alapú és bakelit alapú folírozott lemezekből a megadott típusok, illetve rajzsémák szerint állít elő
- szalagrendszerben gyárt rádió, televízió és más híradástechnikai átviteli berendezésekhez különböző tipusú transzformátorokat
- horganylemez hengerdéjében minden méretben és minőségben gyártja a horganylemezeket. Gyárt továbbá különböző összetételű tömör és töltetes forrasztóón huzalokat. Gyártmányai közé tartozik a fémszórás továbbá a galvanizálás

Felvilágosításokat szívesen ad a gyár Műszaki és Kereskedelmi Osztálya

GYÁRTMÁNYAINK:

TV és URH vevőantennák
Antenna szerelvények, szigetelők
Központi antennák és erősítők
Híradástechnikai csatlakozók
Fényjelző, személyhívó berendezések
TELINFORM vezetéknélküli személyhívó berendezés
Vészlámpák (üzemekhez, raktárakhoz stb.)
Feszültségszabályozó berendezések
Tranzisztoros transzverterek
Telefontechnikai töltőberendezések
Szikraforgácsoló tápegységek
Különleges száraz egyenirányító berendezések

HÍRADÓTECHNIKAI VÁLLALAT BP. XI., DARÓCZI ÚT 1/3



MINDEN kutatólaboratóriumban, amely televíziós problémákkal foglalkozik

MINDEN televízió berendezést és alkatrészt előállító gyárban

MINDEN televíziókészülékek javításával foglalkozó műhelyben

használják a lengyel elektronikus híradástechnikai mérőberendezéseket.

Kiváló minőségű és legmodernebb konstrukciójú készülékek.

Gondosan kivitelezett építőelem-készletek. Leggondosabb összeszerelés. Legegyszerűbb kezelés.

AJÁNLUNK:

TSE-2M típusú, monokromatikus televíziós-képcsövekhez elektrooptikai képminőség-vizsgáló berendezéseket

Különböző konstrukciójú televíziós-fűrészrezgésgenerátorokat

Video jelgenerátorokat

Alacsonyfrekvenciás és magasfrekvenciás generátorokat

Volt- és ohmmérőket a televíziótechnika számára

Vektoroszkópokat

Fáziseltolókéseket és más televíziós mérőberendezéseket.

Kérjük, forduljon felvilágosításért hozzánk.
Készséggel szolgálunk mindennemű felvilágosítással és részletes ajánlatot teszünk.

Kizárólagos exportőr:

„Elektrim"

Lengyel Elektrotechnikai Külkereskedelmi Kft.,
Warszawa 2, Czackiego 15/17 Lengyelország
Távbeszélő: 662-71
Táviratcím:

„Elektrim"
WARSZAWA
Postafiók: 254

TRAFO KTSZ

TRANSZFORMÁTOR KTSZ.

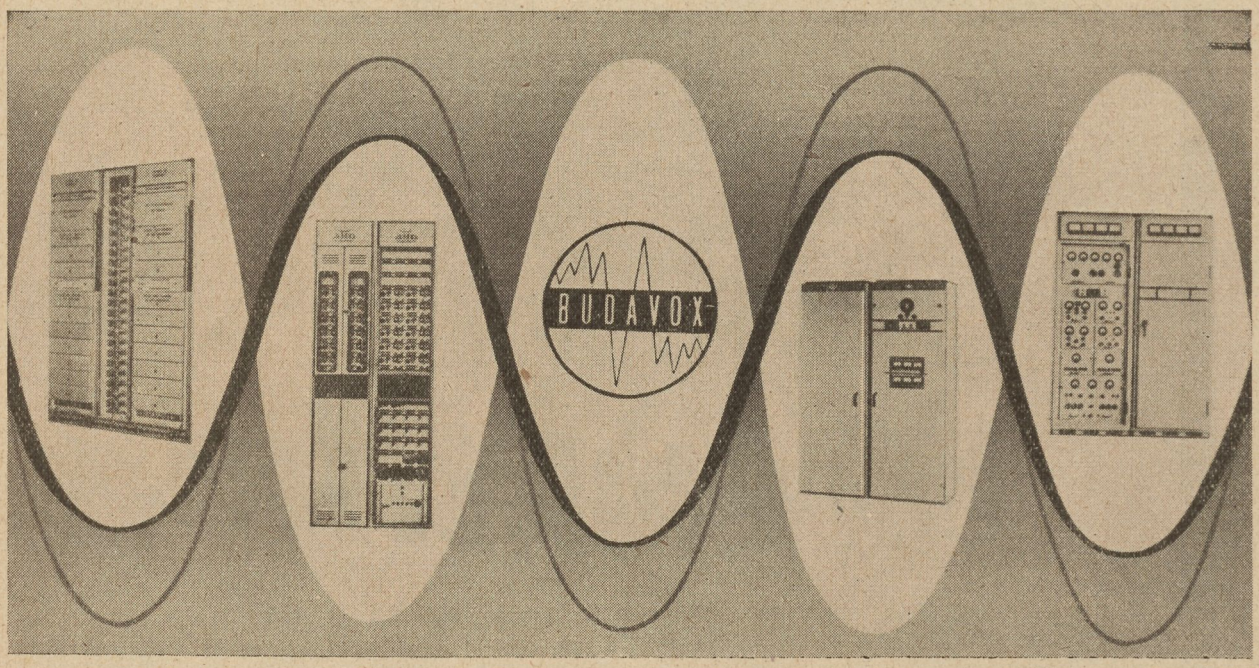
Budapest, VII., Nefelejts utca 39. Telefon: 428-969, 228-401

Nagyfeszültségű készülékek:
anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikus készülékek

Feszültség gyorsszabályozók:
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyorsszabályozók

Feszültségszabályozók:
kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekercses vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

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



Telefonkészülékek. CB és LB kapcsolótáblák.
Automata telefonközpontok. Átviteltechnikai berendezések.
Átviteltechnikai mérőműszerek. Nagyfrekvenciájú generátorok.

Rövid- és középhullámú adóállomások.
Hordozható és beépített adó-vevő berendezések.
Ismétlőállomások. Többcsatornás mikrohullámú berendezések.

BUDAVOX

BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT

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

ÁTVITELTECHNIKAI MÉRŐKOCSI

Műszaki adatok:

Nagyfrekvenciás generátor

Frekvenciatartomány	I 4 — 150 kHz II 150 — 320 kHz
Finom hangoló	± 4 kHz
Kimenő impedancia szimmetrikus 0—600—150—125 Ohm (külön kívánságra további két tetszőleges értékre beállítható).	
Kimenőszint	+ 20 dB (+2N)-től — 60 dB (-6N)
Torzítás 2 %	

Vivőfrekvenciás vevő

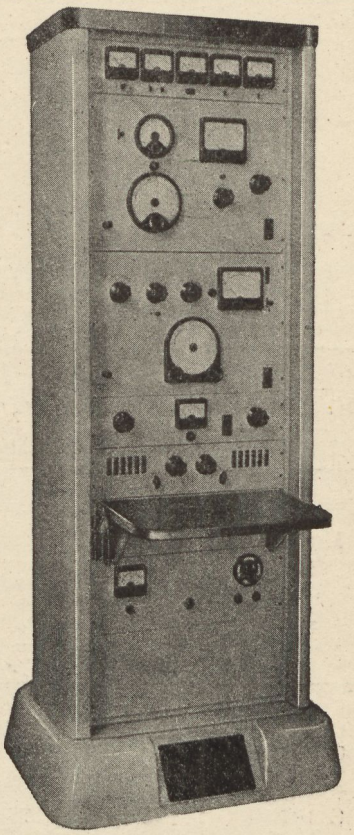
Szélessávú vétel	
Frekvencia tartomány	I 0,3 — 10 kHz II 4 — 620 kHz
Leolvasható szintek	— 70 dB (—8 N)-től + 20 dB (+2 N)
Szint pontosság	± 0,2 dB (2 cN)
Bemenő impedancia	0,3 — 60 kHz között ⩾ 10 kOhm 4 — 320 kHz között ⩾ 5 kOhm 320 — 620 kHz között ⩾2.5 kOhm
Kapcsolható lezárások	125 — 150 — 600 Ohm ± 5 %
Szelektív vétel	
Frekvencia tartomány	04 — 620 kHz
Leolvasható szintek	— 110 dB (—12 N) + 20 dB (+2 N)
Bemenő impedancia	10 — 150 kHz között ⩾10 kOhm 04 — 320 kHz között ⩾ 5 kOhm 320 — 620 kHz között ⩾2.5 kOhm
Kapcsolható lezárások	135 — 150 — 600 Ohm
Impedancia mérés	
Frekvencia tartomány	4 — 320 kHz
Mérési tartományok	50 — 300 Ohm 100 — 600 Ohm 500 — 3000 Ohm
Pontosság	± 10 %

Reflexiós- és szimmetria-csillapítás mérés:

Frekvencia tartomány	4 — 320 kHz
Mérési tartomány	40 dB
Mérési pontosság	± 1 dB

Hangfrekvenciás generátor 0,2 — 4 kHz

Frekvencia pontosság	± 1 %
Torzítás	1 %
Szintkapcsoló állásai	+ 20, + 5, 0, —4, —6, —10, —15 —20, —25, —30 dB
Kimenő impedancia	600 Ohm



Szűrőegység

800 Hz sávszűrő	impedancia 600 Ohm
60 kHz sávszűrő	impedancia 135 Ohm
60/120 kHz váltó	impedancia 135 Ohm

Méretek

A mérőkocsi teljes	magassága kb 1900 mm
	szélessége „ 600 mm
	mélysége „ 370 mm

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

Példányonkénti eladási ára: 5,— Ft

ORSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

TUNGSRAM

tranzisztor típusok

OC 1070, OC 1071 és OC 1075 tranzisztorok adatai

Beállítások	Határértékek								Visszáram		h paraméterek és levágási frekvencia					Zaj
									$-U_{CB}=$ $=4{,}5$V	$-U_{CE}=$ $=4{,}5$V	$-U_{CE}=2$V $I_E=0{,}5$mA (OC 1070) $I_E=3$mA (OC 1071, 1075) $f=1$kHz					$-U_{CE}=2$ V $I_E=0{,}5$mA
Jelölések	$-U_{CE}$	$-U_{CEM}$	$-I_C$	$-I_{CM}$	I_E	I_{EM}	$-I_B$	$-I_{BM}$	$-I_{CBO}$	$-I_{CEO}$	h_{11e}	h_{12e}	h_{21e}	h_{22e}	f_{ae}	F
Mértékegység	V	V	mA	mA	mA	mA	mA	mA	μA	μA	kΩ	—	—	μS	kHz	dB
OC 1070	30*	30*	10	50	12	55	2	5	5	110	2,2	9.10^{-4}	30	23	15	10
OC 1071	30*	30*	10	50	12	55	2	5	4,5	150	0,8	$5{,}4.10^{-4}$	47	80	10	10
OC 1075	30*	30*	10	50	12	55	2	5	4,5	350	1,3	8.10^{-4}	90	125	8	10

$*R_{BE} \leqq 1$ kΩ

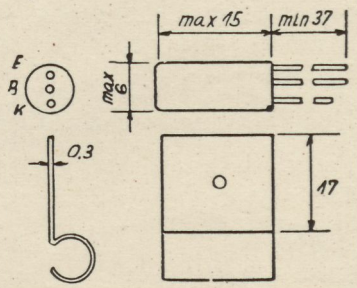
OC 1072, OC 1076 és OC 1077 tranzisztorok adatai

Beállítások	Határértékek												Visszáramok				
													$-U_{CB}=$ $=10$V	$-U_{EB}=$ $=10$V	$-U_{CE}=$ $=6$ V	$-U_{CE}=6$ V $I_E=10$mA	$-U_{CE}=2$ V $I_E=0{,}5$mA
Jelölések	$-U_{CB}$	$-U_{CBM}$	$-U_{CE}$	$-U_{CEM}$	$-U_{EB}$	$-U_{EBM}$	$-I_C$	$-I_{CM}$	I_E	I_{EM}	$-I_B$	$-I_{BM}$	$-I_{CBO}$	$-I_{EBO}$	$-I_{CEO}$	f_{ae}	F
Mértékegység	V	V	V	V	V	V	mA	mA	mA	mA	mA	mA	μA	μA	μA	kHz	dB
OC 1072	32	32	32*	32*	10	10	125	250	125	250	20	125	4,5	4,5	125	>8	<15
OC 1076	32	32	32*	32*	10	10	125	250	125	250	20	125	4,5	4,5	125	>8	<15
OC 1077	60	60	60*	60*	10	10	125	250	125	250	20	125	4,5	4,5	125	>8	<15

$*R_{BE} \leqq 1$ kΩ

Maximálisan megengedett kollektor veszteségi teljesítmény

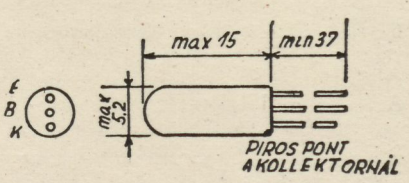
Típus	Hűtőlemez nélkül		12,5 cm² hűtőlemezen	
	Környezeti hőmérséklet		Környezeti hőmérséklet	
	25 C°	45 C°	25 C°	45 C°
OC 1070 OC 1071 OC 1075	125 mW	75 mW	—	—
OC 1072 OC 1076 OC 1077	125 mW	75 mW	165 mW	100 mW



Az OC 1072, OC 1076 és OC 1077 tranzisztorok külalakrajza

Nagyjelű áramerősítési tényező az OC 1072, OC 1076 és OC 1077 típusoknál

	h_{21E}		h_{21E}		h_{21E}		h_{21E}	
$-U_{CE}$ I_E	5,4 V 10 mA		0,7 V 80 mA		0,7 V 125 mA		1 V 250 mA	
	min.	max.	min.	max.	min.	max.	min.	max.
OC 1072	45	120	30	90	25	—	15	—
OC 1076 OC 1077	45	330	30	230	25	170	15	125



Az OC 1070, OC 1071 és OC 1075 tranzisztorok külalakrajza