

50.165

XVII. ÉVFOLYAM, 12. SZÁM, 345-376 OLDAL **12**  
BUDAPEST, 1966. DECEMBER HÓ

# **H**ÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI  
TUDOMÁNYOS  
EGYESÜLET LAPJA

# HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

## TARTALOM

DR. PATAKY BALÁZS: Az elő- és készrezsugorítás hatása a Mn-Zn ferritek mágneses tulajdonságaira .....	345
VAN SZJU-TING: Félvezető diódás mikrohullámú kapcsoló .....	355
DR. REITER GYÖRGY: Szorosan csatolt üregrezonátorok helyettesítő kapcsolásának meghatározása .....	361
BARANYI ANDRÁS: Széles sávú FM-berendezések tranzisztoros KF-erősítőinek tervezési problémái .....	366
Félvezető eszközök vizsgálati módszerei, szimpózium (előzetes) .....	371
A HTE 1967. január havi rendezvényei .....	371
Tartalmi összefoglalások .....	372
Обобщения .....	372
Zusammenfassungen .....	372
Summaries .....	372
Résumés .....	373

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL és SÁRKÖZY GÉZA kandidátus, tudományos szerkesztők, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, FLESCH ISTVÁN, RUPPENTHAL PÉTER, VÁSÁRHELYI PÁL szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, V., Október 6. utca 7. IV. 421. Telefon: 183-772. — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon: 113-027

A szerkesztő bizottság tagjai: ALMÁSSY GYÖRGY kandidátus, BARTA ISTVÁN akadémikus, BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY, ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GERGELY ÖDÖN, GIBER JÁNOS kandidátus, KATONA JÁNOS, a műszaki tudományok doktora, KÓMŰVES FRIGYES kandidátus, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, NOVÁK ISTVÁN, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VIG ISTVÁN

Index: 25.375

## HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest, VII., Lenin körút 9–11. Telefon: 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hirlapirodánál (Budapest, V., József Nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 24 Ft. egész évre 48 Ft. Egyes szám ára: 4 Ft. Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA”: P. O. B. Budapest 62.

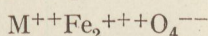
66.1624 Egyetemi Nyomda, Budapest

DR. PATAKY BALÁZS  
Vasipari Kutató Intézet

## Az elő- és készrezsugorítás hatása a Mn-Zn ferritek mágneses tulajdonságaira

ETO 62.318.134:621.762.016

Ferriteknek nevezzük az olyan oxidvegyületeket, melyeknek általános képlete a következő:



ahol az  $M^{++}$  egy vagy több kétvegyértékű, 1 Ångström alatti ionrádiuszú fémet jelent. Lágy mágneses tulajdonságú ferritek előállítására általában az alábbi fémek jönnek számításba: Mn, Ni, Zn, Mg, Cu, Co. A ferritek kristályszerkezete ugyanolyan típusú, mint az ásványi spinelé ( $MgAl_2O_4$ -é). A köbös spinelrács vázát oxigénionok alkotják. Közöttük 8 tetraédes és 16 oktaédes szimmetriájú helyen rendeződnek el a fémionok. A kétféle szimmetria szerint elhelyezkedő fémionok ellentétes mágneses momentumú alrácokat alkotnak. A nem mágneses cinkion elsősorban a tetraédes helyeket foglalja el és így növeli a két alrác mágneses momentumának különbségét, vagyis az anyag telítését. Ezért a gyakorlatban csaknem kizárólag a cinktartalmú, ún. keverék ferritek terjedtek el. Ilyenek pl. a Mn—Zn—Fe, Ni—Zn—Fe, Mg—Mn—Zn—Fe ferritek. A fenti általános képlet szerint a ferritek háromvegyértékű vasionokat is tartalmaznak. Az alapkeverékben a háromvegyértékű vasionok az  $Fe_2O_3$ -ból származnak. Számszerűen a Mn—Zn ferritek alapkeveréke leggyakrabban 60—70 súly%  $Fe_2O_3$ -t, 10—20% ZnO-t és 20—30%  $MnCO_3$ -t tartalmaz. Mangánoxid helyett technológiai okokból inkább mangánkarbonátot használnak. A kiinduló alapanyagok többsége azonban oxidokból áll, ezért ezt a technológiát oxidtechnológiának is nevezik. A ferritgyártásban jelenleg világszerte ez az oxidtechnológia terjedt el. A gyártás szakaszai a következők:

- Alapanyagok keverése
- Szárítás, szitálás
- Előizzítás
- Őrlés
- Szárítás, szitálás
- Kenőanyag bekeverése
- Sajtolás
- Szárítás
- Készrezsugorítás
- Mérés

Első lépésként tehát az alapanyagokat megfelelő arányban homogénezen összekeverik. Ferritképzés céljából az alapkeveréket különböző hőmérsékleteken izzítják. Rendszerint két izzítást alkalmaznak. Az első

ún. előizzítás célja a karbonátok elbontása és a ferritképződés megindítása, ferritcsírák képzése. A második ún. készrezsugorításnak a már kész alakra préselt darabokat vetik alá. A készrezsugorítás célja a teljes ferritszerkezet kialakítása, a méretek és a mágneses tulajdonságok biztosítása. A préselt formadarabok izzítás során 15—22% lineáris zsugorodást szenvednek.

A ferritgyártmányok mágneses tulajdonságait csak a technológiai műveletek végén lehet ellenőrizni. A porkohászati jellegű gyártásban közbeeső ellenőrzéssel nehéz, sőt gyakran lehetetlen a végtermék mágneses tulajdonságaira következtetni. A mágneses tulajdonságokat az alapanyag tisztaságán és az összetételén kívül elsősorban a kristályszerkezet határozza meg. Belső feszültségek, zárványok, rács hibák mind rontják a mágneses tulajdonságokat. Mivel a ferritszerkezet az izzítások során alakul ki, megvizsgáltuk az elő- és készreizzítás hatását a Mn—Zn ferritek mágneses tulajdonságaira. Kísérleteinket azonos tisztaságú, a hazai ferritgyártásban használt alapanyagokkal végeztük. Párhuzamosan két, a gyakorlatban elterjedt M1100 és M2000-es jelű ferrittípust vizsgáltunk. Kísérleteink során a felhasználás szempontjából döntő tulajdonságokat, nevezetesen a kezdőpermeabilitást, veszteségi tényezőt, telítést, hiszterézistényezőt és a dezakkomodációt mértük a technológiai változók függvényében. Ezenkívül néhány esetben meghatároztuk a szövetszerkezet változását és az átlagos szemcseméreteket alakulását is.

A ferritek izzítása során előforduló problémákkal már több szerző foglalkozott. Heister egy adott típus tulajdonságait vizsgálta a készrezsugorítás hőmérsékletének függvényében [1]. Megállapította, hogy veszteségek szempontjából az 1260—1300° C-on, kezdőpermeabilitás szempontjából az 1360° C-on történő készrezsugorítás a legkedvezőbb. Kísérletei adott hőmérsékletű előizzításra vonatkoztak.

Hasonló eredményre jutott Lescroel és Pierrot is, bár ők az optimumot 1200, ill. 1275° C-ban jelölték meg [2]. Heck és Wéber áttolókemencében vizsgálták a nagypermeabilitású ferriteket. Csak a kezdőpermeabilitást és a veszteségi tényezőt mérték [3]. Teljes hőgörbéket közöltek, azonban az optimális hőkezelésre vonatkozó általános megállapításokra nem jutottak. Az egymástól eltérő eredményeknek az az oka, hogy figyelmen kívül hagyták az előizzítás hatását, illetve nem együtt, összefüggésében vizs-

gálták a két izzítást. Az előizzítás körülményei pedig, mint azt a későbbiekben ismertetjük, döntőek a kész ferritanyag mágneses tulajdonságaira. Kísérleteinknek egyik fő eredménye éppen az, hogy az elő- és készreizzítás megfelelő összehangolásával a veszteségek és a kezdőpermeabilitás értékeinek optimumát széles határokon belül tudjuk biztosítani. Együttes változtatásukkal, adott összetételből, különböző kezdőpermeabilitású, de egyúttal kis veszteségű ferritet lehet előállítani.

Az izzítás alatti szemcsenövekedéssel Yamaguchi és Paulus foglalkoztak [4, 5]. Yamaguchi összefüggéseket állított fel a szemcsenövekedésre az izzítási idő függvényében. Az előizzítás hatását vizsgálta a szövetszerkezetre 1050 és 1300° C-on előizzított mintáknál. Közölte a minták metallográfiai képét, azonban nem mérte a mágneses tulajdonságokat.

Az irodalmi közlemények tehát nem tartalmazzak összefoglaló munkát az izzítások idejére, hőmérsékletére vonatkozóan. A hazai Mn—Zn ferritgyártás ipari bevezetése óta eltelt 9 év alatt jelentős mértékben fejlődött. A gyártás volumene jelenleg meghaladja az évi 330 tonnát. A gyártás jobb kézben tartása, újabb ferrittípusok kidolgozása érdekében szükségsszerűvé vált a mágneses jellemzőknek alapos, minden technológiai változó figyelembevételével történő vizsgálata. A kísérleteket 1962—65 között a Vasipari Kutató Intézetben végeztük. Jelen dolgozat a kísérletsorozatnak az izzítások hőmérsékletére és idejére vonatkozó részét tartalmazza. A ferritképződés vizsgálatával, az őrlés, izzítási atmoszféra és az adalékok hatásával külön cikkek keretében foglalkozunk [6—9].

**A kísérleti körülmények**

Az alapanyagok tisztasága döntő tényező az adott összetétellel elérhető mágneses tulajdonságok szempontjából. Tisztább alapanyagokkal jobb mágneses tulajdonságokat lehet elérni. A tisztasági követelmények fokozásával viszont az alapanyagok ára rohamosan nő. Ezért a ferritgyártásban az alapanyagok tisztaságának előírása terén kompromisszumot kell kötni. Irodalmi adatok a megengedhető összes szennyezők mennyiségét 0,4%-ban adják meg [3]. A hazai alapanyagszabványok 0,2—0,35% összeszennyezést engednek meg (KGMSZ 627.571—573). Feladatunkat az egyes technológiai tényezők befolyásának meghatározása képezte. Az alapanyagok tisztaságának kérdését nem vizsgáltuk, mivel a megengedhető szennyezési szintek meghatározásával a Távközlési Kutató Intézet foglalkozott. Kísérleteinket a hazai ferritgyártásban évek óta rendszeresen használt alapanyagokkal végeztük. A felhasznált alapanyagok jellemző analizisét és egyéb adatait az 1. táblázat tartalmazza.

Párhuzamosan két különböző összetételű ferrittípust vizsgáltunk. Összetételüket a 2. táblázat tartalmazza.

Az alapanyagokat megfelelő arányban össze-mértük. A keveréket a homogenitás biztosítása érdekében nedvesen golyósmalomban őrlöttük. Az őrlés 20 óráig tartott. Szárítás és szitálás után az anyagot por alakban előizzítottuk. Az izzítást kamrás kemen-

1. táblázat

Jellemző analizis	Fe <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	MnCO <sub>3</sub>	ZnO
	Bayer gy. WF1350	Reanal gy. hír. t. célokra	Reanal gy. hír. t. célokra
Alapanyag típusa			
SiO <sub>2</sub>	0,050	0,02	0,01
CaO	0,025	0,20	ny
MgO	0,030	0,10	ny
K <sub>2</sub> O	ny	0,014	0
Na <sub>2</sub> O	0,06	0,035	ny
Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	0,025	0	0
Fe	69,25	—	ny
Mn	—	43,67	—
Zn	—	—	80,25
Fajlagos por-felület m <sup>2</sup> /g	3,4	37,6	3,25

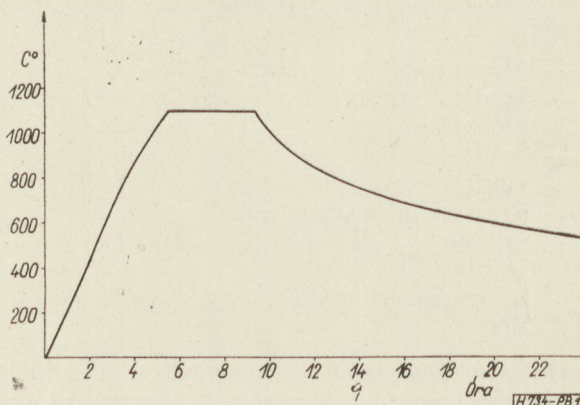
2. táblázat

Adag jele	Fe <sub>2</sub> O <sub>3</sub> mol%	MnO mol%	ZnO mol%	Típus
M1	53	26	21	M2000
M22	53	28	19	M1100

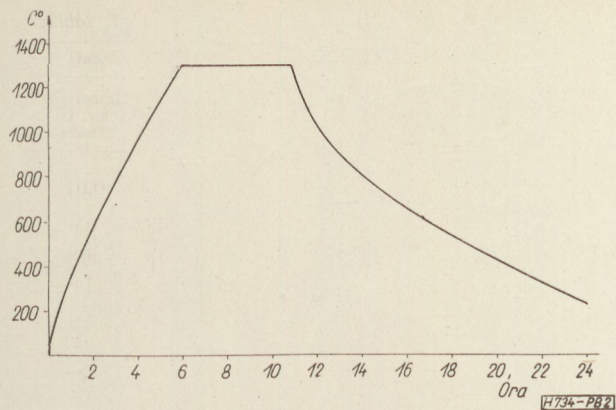
cében, levegő atmoszférában végeztük. Az előizzító kemence hődiagramját az 1. ábra szemlélteti. Ezután az anyagot őrlöttük. Az őrlést nedvesen, golyósmalomban végeztük 20 óráig. Ennek a második őrlésnek az a célja, hogy a képződött nagyobb kristallitokat összetörje és az anyagot újra homogenizálja. Az őrlött ferritport megszáritottuk, szitáltuk, majd a préselés megkönnyítésére 10%-nyi Thylose oldatot adtunk hozzá. A kísérleti adagokból ezután 0,5 t/cm<sup>2</sup> fajlagos nyomással mérőgyűrűket préseltünk. A gyűrű mérete:

$$\varnothing_k = 40 \text{ mm}, \varnothing_b = 23 \text{ mm}, v = 9 \text{ mm.}$$

A formadarabokat 9 kW-os kamrás kemencében készrezsugorítottuk. A készrezsugorítás hőgörbéjét a 2. ábra mutatja. A mérőgyűrűk izzítás során lineárisan 13—22%-ot zsugorodtak az előizzítás mértékétől függően.

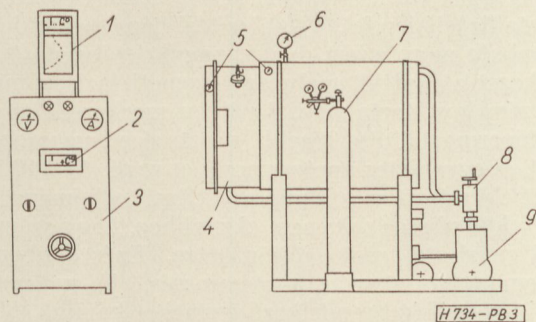


1. ábra. Az előizzító kemence hődiagramja. Kemencetípus: Metalect (18 kW). Hőkezelés: 1100° C/4 óra



2. ábra. A készrezsugorító kemence hődiagramja. Kemence-típus: Psk-3 (9 kW). Hőkezelés: 300° C/5 óra

A lehűtés atmoszférája Mn-Zn ferriteknél döntő jelentőségű [6]. A mangán ugyanis a hőmérséklet emelkedésével 400–1200° C között magasabb vegyértékűvé válik és feloxidálódik. 1200° C felett ismét MnO-dá redukálódik és ebben a kétvegyértékű formában be tud épülni a ferritrácsba. Lehűtés közben azonban, ha oxigénnel érintkezik ismét feloxidálódik és kilép a ferritrácsból. Ez a rácsbomlás természetesen a mágneses tulajdonságok romlásával jár. A Mn-Zn ferriteket ezért 1200° C-tól kezdve védőatmoszférában kell lehűteni. A kevés gázfelhasználással járó lehűtést kombinált vákuum-védőgázas lehűtéssel valósítottuk meg. A hőkezelés befejeztével a kemencéből a levegőt 1 Hg mm nyomásig leszívtuk. Ezután a kemenceteret tisztított nitrogénnel 760 Hgmm-re feltöltöttük. Ezt a műveletet kétszer megismételtük. A többszöri leszívással és átöblítéssel az oxigént a kemencetérből nagymértékben eltávolítottuk. A munkadarabokat ebben a 0,005–0,05% oxigéntartalmú, normál nyomású N<sub>2</sub> atmoszférában hűtöttük le. Az oxigéntartalomnak a lehűtés alatti változása a ferromagnit képződésével függ össze. Ezzel a kérdéssel külön cikk keretében foglalkozunk [10]. A készreizzító kemence elrendezését a 3. ábra szemlélteti. A mérőgyűrűket Siemens gyártmányú Maxwell-hídon vizsgáltuk be. A telítést GYEM gyártmányú ferrotesteren mértük. A mérőgyűrűk fajlagos felülete a zsugorodástól függően 5,3–5,8 cm<sup>-1</sup> közé esett [6].

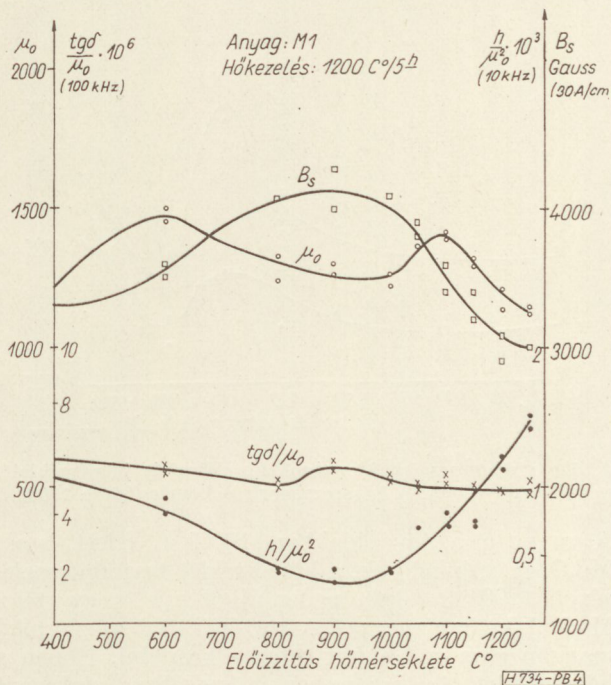


3. ábra. A készrezsugorító kemence elrendezése. 1 — hőmérő, 2 — hőfokszabályozó, 3 — kapcsolótábla, 4 — hőkezelő kemence, 5 — hűtővíz hőfokmérő, 6 — vákuummérő, 7 — N-palack, 8 — vákuumszelep, 9 — vákuumszivattyú

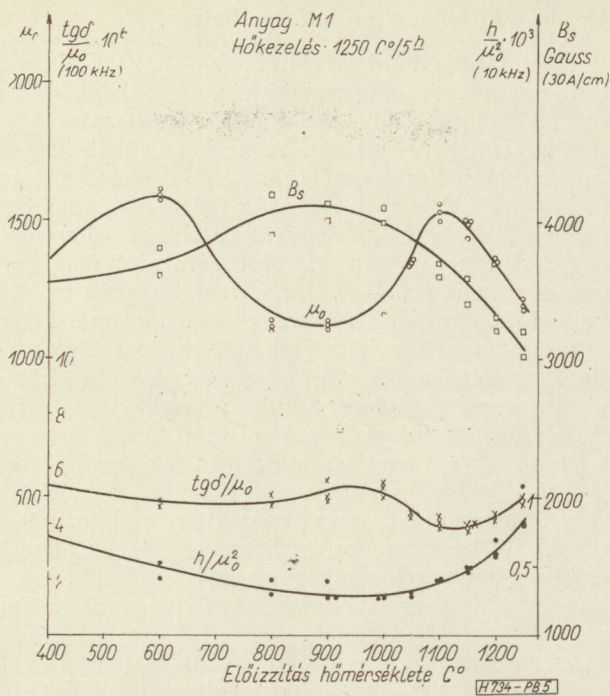
## Az előizzítás hőmérsékletének hatása

Az előizzítás hőmérsékletét 400–1250° C között változtattuk. A hőtartás ideje esetenként 4 óra volt. A különböző hőfokokon előizzított mintákból mérőgyűrűket préseltünk. A mérőgyűrűket készrezsugorítottuk és bemértük. A készrezsugorítás 1200–1350° C között végeztük 50° C-os lépcsőkkel. Minden hőfoklépcsőhöz egy teljes előizzítási sorozat tartozik. Az ily módon előállított sorozatok mágneses tulajdonságait az 5–8. ábrák tartalmazzák az előizzítási hőmérséklet függvényében. Paraméterként a készrezsugorítás hőmérsékletét változtattuk. Az ábrák zsúfoltságának elkerülésére minden ábra külön készrezsugorítási hőmérsékletre vonatkozik. Az ábrákból kitűnik, hogy a mágneses tulajdonságok nagymértékben változnak az előizzítási hőmérsékletével. A 700–1100° C közötti tartományban a kezdőpermeabilitás csökken, a veszteségek ugyanakkor növekednek. A készrezsugorítás hőmérsékletének növelésével a veszteségek romlása egyre jelentősebb. Ezt a jelenséget a mangán oxidációjával magyarázhatjuk meg.

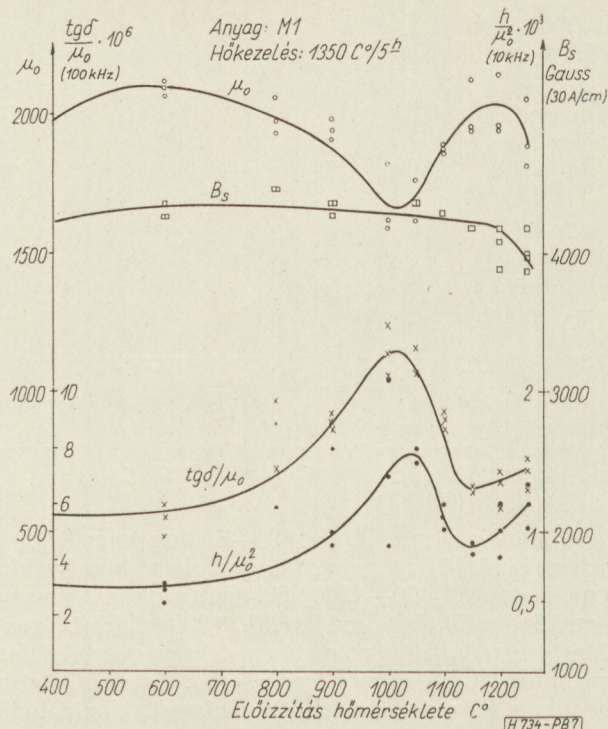
Az alapkeverékben levő mangánkarbonát az előizzítás során 400–500° C között bomlik el MaO-dá széndioxid leadása mellett. A keletkező kétvegyértékű mangán be tud épülni a ferritrácsba. Röntgen-diffrakciós vizsgálataink szerint a ferritképződés már 400° C-on megindul. A keletkezett ferritcsírák azonban csak néhány száz Ångström nagyságrendűek. A ferritcsírák a készrezsugorítás során egyenesen növekednek. Ez az oka annak, hogy a 600° C-ig előizzított minták a készrezsugorítás hőmérsékletétől függetlenül kis veszteségűek. Mivel az előizzítást levegő atmoszférában végeztük a képződő MnO az előizzítás hőmérsékletének növekedésével MnO<sub>2</sub>-vé oxidálódik, majd 600° C körül Mn<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-á alakul át.



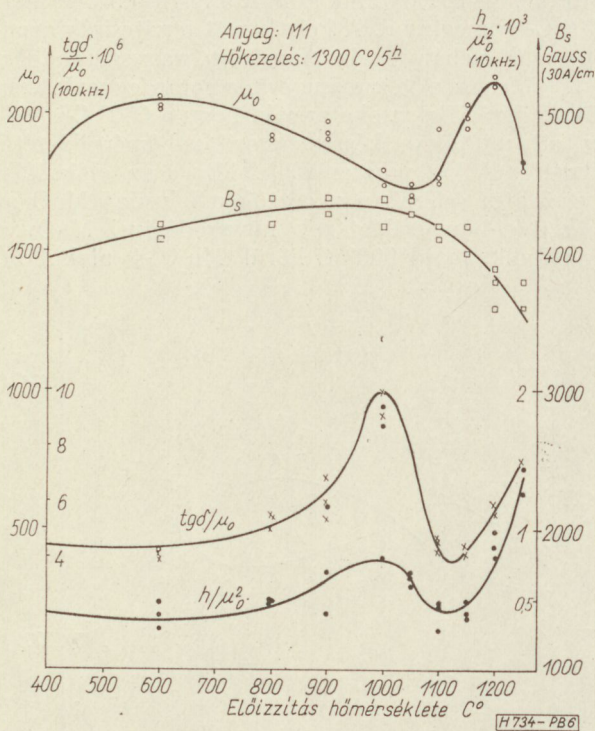
4. ábra. Mágneses tulajdonságok az előizzítás hőmérsékletének függvényében. A készrezsugorítás hőmérséklete 1200° C



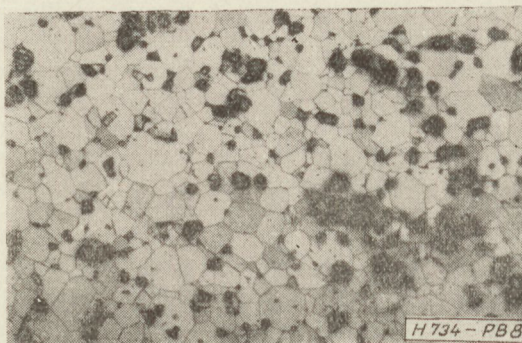
5. ábra. Mágneses tulajdonságok az előíztás hőmérsékletének függvényében. A készreiszugorítás hőmérséklete 1250° C



7. ábra. Mágneses tulajdonságok az előíztás hőmérsékletének függvényében. A készreiszugorítás hőmérséklete 1350° C



6. ábra. Mágneses tulajdonságok az előíztás hőmérsékletének függvényében. A készreiszugorítás hőmérséklete 1300° C



8. ábra. 400° C-on előíztott ferritgyűrűk szövet-szerkezete. Maratás: 10% HF. Nagyítás: 250-szeres

A mangán a továbbiakban 1000° C felett ismét  $Mn_3O_4$ -re redukálódik, a hőmérséklet további emelésével, 1200° C felett, pedig újból a kétvegyértékű  $MnO$  alakjában szerepel. A kettőnél több vegyértékű mangán nem tud a ferritrácsba beépülni. Ebben a hőmérséklet tartományban tömegében cinkferrit képződik, mert a cink nem változtatja vegyértékét a hőmérséklet függvényében. A feloxidálódott mangán-

fázis zárványokkal, belső feszültségekkel teli szerkezetet okoz.

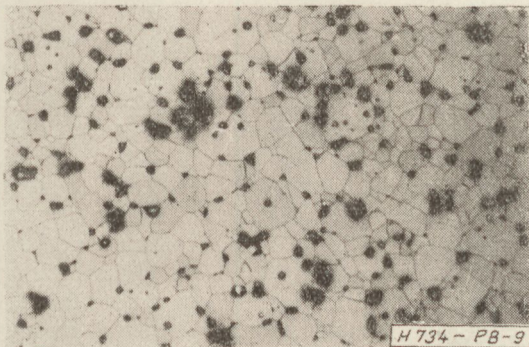
Az előíztás során kialakult kristallitokat a második örlés folyamán összetörtük. A 700—1100° C között előíztott anyagok készreiszugorításánál rekristallizáció lép fel. A két izzítási hőmérséklet közti különbség nagy, ezért durva, nagykristályos szövet-szerkezet alakul ki, mely az átmeneti fázisok miatt sok zárványt tartalmaz. Az ilyen szerkezetű anyag kezdőpermeabilitása kisebb, veszteségei nagyobbak, mint az egyenes aprószemcsés anyagé. Az 1100° C felett előíztott mintáknál a két izzítási hőmérsékletének különbsége már nem elég ahhoz, hogy számottevő rekristallizáció jöjjön létre. Ezért ebben a tartományban ismét aprószemcsés, jó mágneses tulajdonságokkal rendelkező terméket kapunk. Megfordítva, ha az elő- és készreiszugorítás hőmérséklete között csupán 100—200° C különbség van, aprószemcsés, jó mágneses tulajdonságú terméket kapunk. A mágneses jellemzők értéke megegyezik a

600° C-on előízzított minták értékeivel. Ha az elő- és készreízzítás hőmérsékletének különbsége kisebb 100° C-nál, akkor a préselt formadarab nem zsugorodik megfelelően, porózus marad. A telítés és a kezdőpermeabilitás értéke csökken.

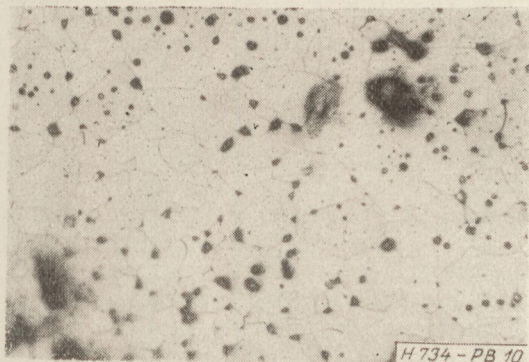
A szövetszerkezet alakulását az előízzítási hőmérséklet függvényében a 8—14. ábrák szemléltetik. A sorozat 1350° C-os készreízzítésre vonatkozik. Megfigyelhetjük, hogy a kezdeti aprószemcsés szövetszerkezet 600° C felett előízzított mintáknál fokozatosan eldurvul. Az előízzítás hőmérsékletének növelésével azonban ismét aprószemcsés szerkezetű lesz. Az átmenet jellegzetes duplex struktúrájú, ahol az apró krisztallitok mellett még nagy krisztallitokat is találunk. Az átlagos szemcseméret alakulását az 1300 és 1350° C-on végzett készreízzítések során a 15. ábra tartalmazza az előízzítási hőmérséklet függvényében. A diagram érdekessége, hogy az alsó és felső előízzítási optimum helyén az átlagos szemcseméret megegyeznek. Vagyis a 600° C-on és az 1100—1200° C között előzsugorított porokból készült mérőgyűrűknek nemcsak a mágneses tulajdonságai, hanem az átlagos szemcsemérete is azonos.

Ahhoz, hogy az eddigi eredményeket értékelni tudjuk, figyelembe kell venni még a darabok zsugorodását is. A kísérleti mérőgyűrűkön mért zsugorodásokat a két ízzítás hőmérsékletének függvényében a 16. ábra tartalmazza.

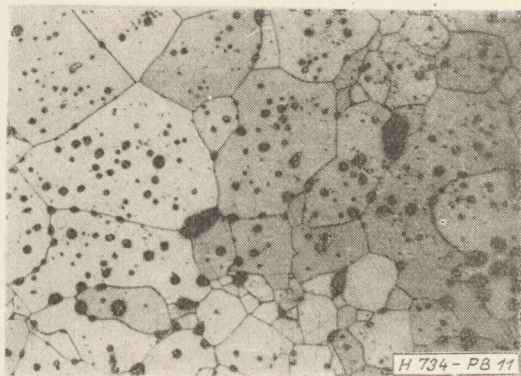
Az alacsony hőmérsékleten előízzított minták a készreízzítés során 20—22% zsugorodást szenvednek. Ez a nagymérvű zsugorodás kedvezőtlen a méretpontosság és az alaktartás szempontjából. Nagy kezdőpermeabilitású anyagoknál azonban, ahol



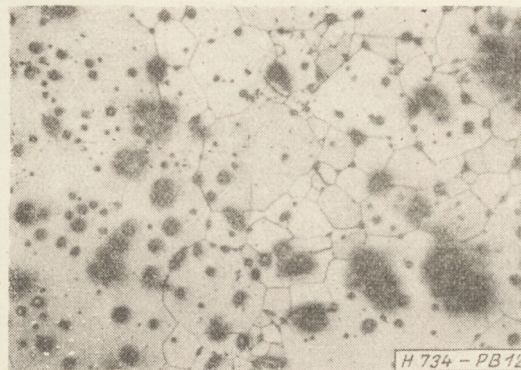
9. ábra. 600° C-on előízzított ferritgyűrű szövetszerkezete. Maratás: 10% HF. Nagyítás: 250-szeres



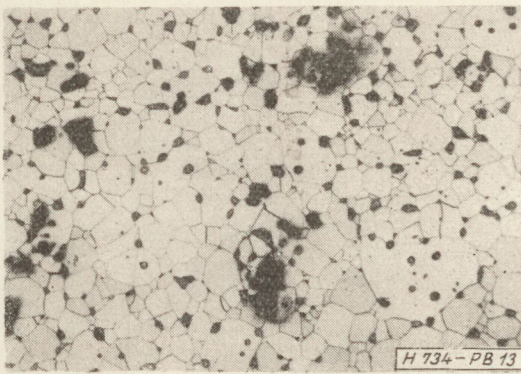
10. ábra. 800° C-on előízzított ferritgyűrű szövetszerkezete. Maratás: 10% HF. Nagyítás: 250-szeres



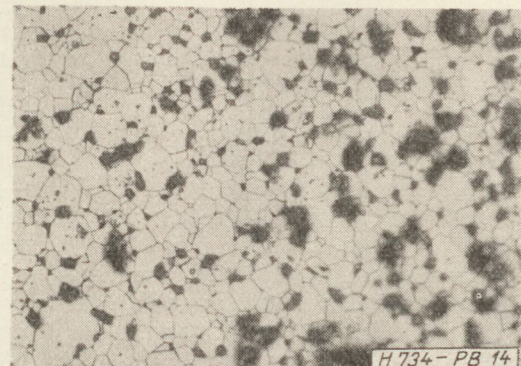
11. ábra. 1000° C-on előízzított ferritgyűrű szövetszerkezete. Maratás: 10% HF. Nagyítás: 250-szeres



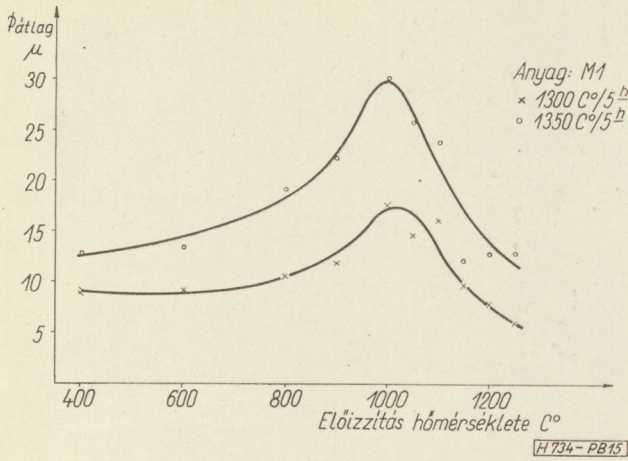
12. ábra. 1050° C-on előízzított ferritgyűrű szövetszerkezete. Maratás: 10% HF. Nagyítás: 250-szeres



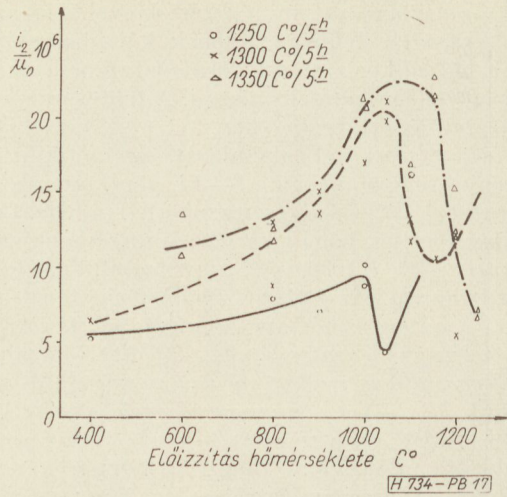
13. ábra. 1150° C-on előízzított ferritgyűrű szövetszerkezete. Maratás: 10% HF. Nagyítás: 250-szeres



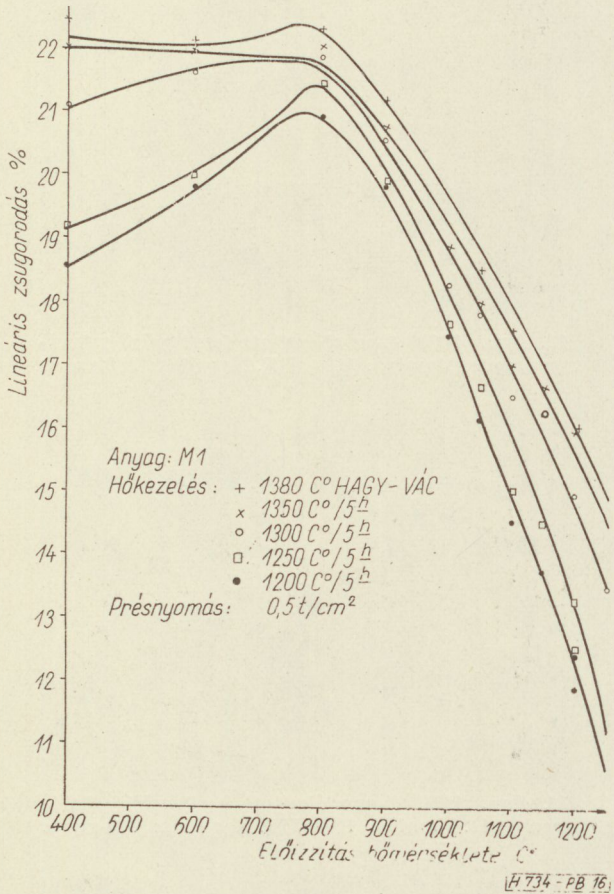
14. ábra. 1200° C-on előízzított ferritgyűrű szövetszerkezete. Maratás: 10% HF. Nagyítás: 250-szeres



15. ábra. Átlagos szemeseátmérő az izzítások hőmérsékletének függvényében



17. ábra. M1 mérőgyűrűk stabilitása az izzítások hőmérsékletének függvényében



16. ábra. Lineáris zsugorodás az izzítások hőmérsékletének függvényében

általában kisméretű darabokról van szó, célszerű a 600° C-os előízzítást alkalmazni.

Az 1100° C felett előízzított anyagoknál 15—18% zsugorodással kell számolni a készrezsugorítás hőmérsékletétől függően.

A párhuzamosan végzett kísérletek során teljesen hasonló eredményeket kaptunk az M22 jelű anyagra is. A szövetszerkezet és a mágneses tulajdonságok alakulása az izzítások hőmérsékletének függvényében azonos jellegű volt az előbbiekkal.

Megvizsgáltuk az M1 jelű mérőgyűrűk stabilitását

is. Az 1—10 perces stabilitás-mérés eredményét az izzítások hőmérsékletének függvényében a 17. ábrán láthatjuk. A stabilitásgörbék menete hasonló a veszteségi görbékéhez. A minimum helyek egybeesnek a veszteségi görbék minimumával. A stabilitás minimuma azonban szűkebb tartományra korlátozódik. A 600° C alatt előízzított minták stabilitása nem éri el a 10-et. A készreízzítés hőmérsékletének növelésével a stabilitás értéke is romlik. Az eredményekből kitűnik, hogy alacsony stabilitást vagy 600° C alatti előízzítással vagy a két izzításnak 100—200° C különbséggel történő összehangolásával érhetünk el.

### A készrezsugorítás hőmérsékletének hatása

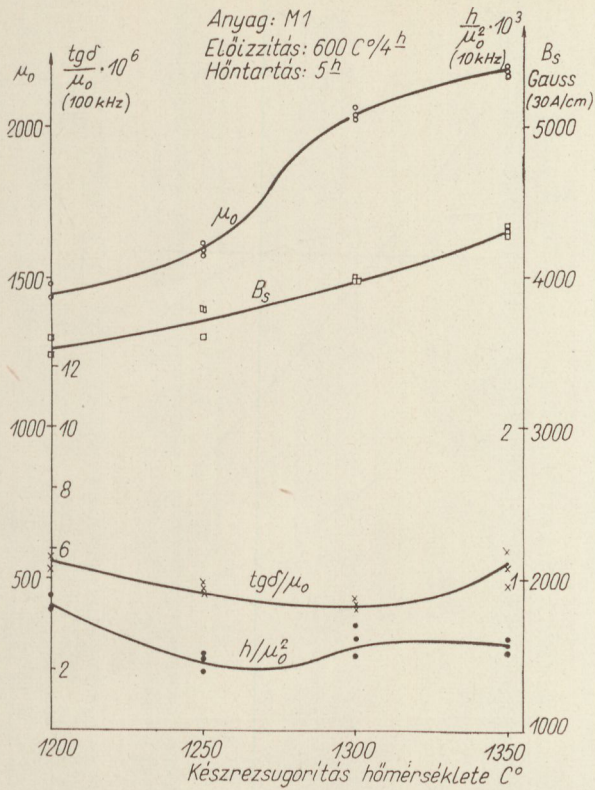
Előző kísérleti eredményeink tartalmazták már a készrezsugorítás hőmérsékletét mint változót. A jobb áttekinthetőség kedvéért felrajzoltuk néhány esetben a mágneses jellemzőket a készrezsugorítás hőmérsékletének függvényében is (18—20. ábra). A 19. ábrán a jelenlegi üzemi gyakorlatban alkalmazott 1050° C-os, a 18. és 20. ábrák az általunk kedvezőbbnek tartott 600 és 1150° C-os előízzításra vonatkoznak.

Szembetűnő, hogy a 600° C-on előízzított anyag veszteségei a készrezsugorítás hőmérsékletének növelésével alig változnak. A kezdőpermeabilitás ugyanakkor a kezdeti érték 50 százalékával növekszik. Ez azzal magyarázható, hogy az alacsony hőmérsékletű előízzítés során képződött apró ferritcsírák egyenletesen növekednek, szemcsedurvulás nem lép fel. Hasonlóan viselkedik az 1150° C-on előízzított anyag is. Ha az izzítások hőmérsékletének különbsége eléri a 200° C-t, mint pl. a 20. ábrán, 1350 °C-nál, a veszteségek közel kétszeresre nőttek.

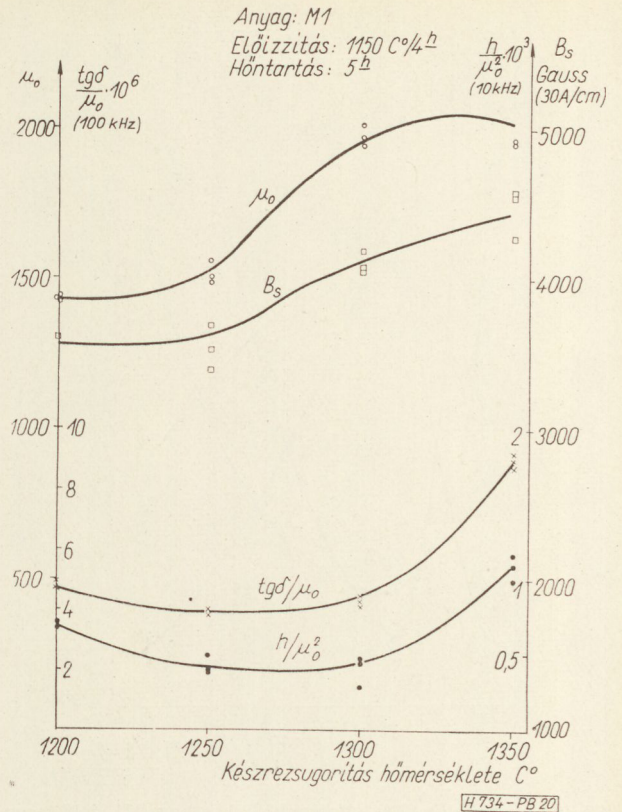
Mindezt még jobban megfigyelhetjük a 19. ábrán. Ez az 1050° C-os előízzítási sorozat. A két izzítás különbsége itt már 1250° C felett meghaladja a 200° C-t. A rekrisztallizációs pont felett izzított minták szövetszerkezete durva szemcsés. A kezdőpermeabilitás kb. 25%-kal, a veszteségek viszont közel háromszorosára nőttek a kezdeti értékhez viszonyítva.

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy huzamosabban magas hőmérsékleten zsugorított Mn—Zn ferri-

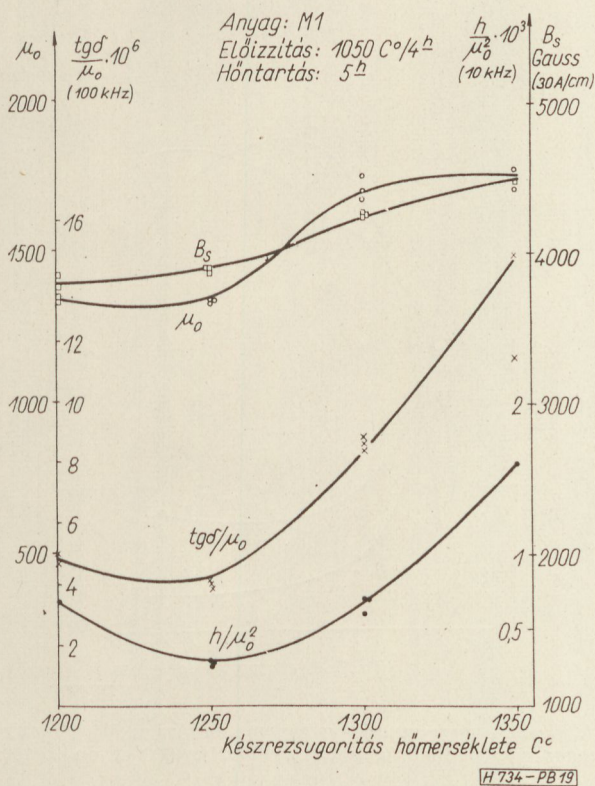




18. ábra. Mágneses tulajdonságok a készrezsugorítás hőmérsékletének függvényében 600° C-on előizzított anyag esetében



20. ábra. Mágneses tulajdonságok a készrezsugorítás hőmérsékletének függvényében 1150° C-on előizzított anyag esetében



19. ábra. Mágneses tulajdonságok a készrezsugorítás hőmérsékletének függvényében 1050° C-on előizzított anyag esetében

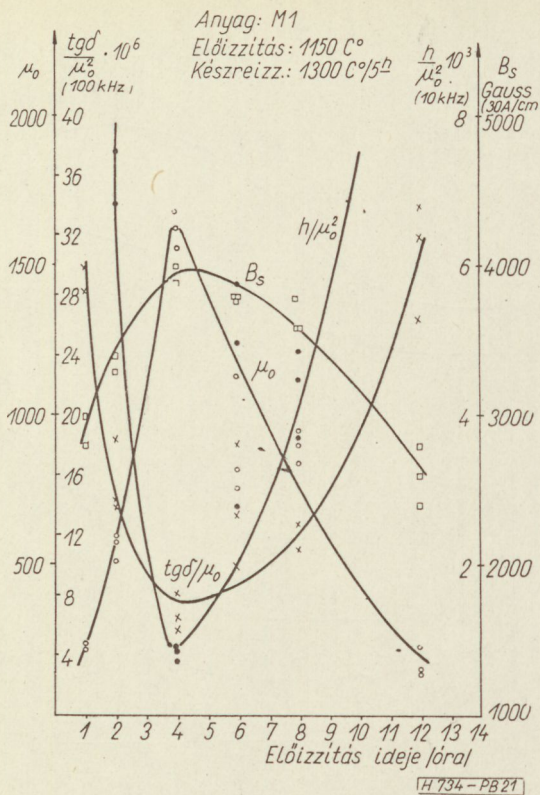
teknél 600° C hőmérsékletű előizzítást célszerű alkalmazni. Kísérleteink során sikerült így módon 6000-es kezdőpermeabilitású ferritet előállítanunk. Az alacsony hőmérsékletű előizzítás miatt számolnunk kell nagyobb, 20—22%-os lineáris zsugorodással. Nagypermeabilitású ferritekből viszont rendszerint kis formadarabokat készítenek és ezért a formatartás és zsugorodás nem okoz különösebb gondot.

A nagyobb, sorozatban készülő munkadaraboknál (pl. U-mag, tv-gyűrűk) a méret és alaklúság miatt a zsugorodás mértékét le kell szorítani. Ilyen esetekben célszerűbb 1100—1250° C között előizzítani az anyagot.

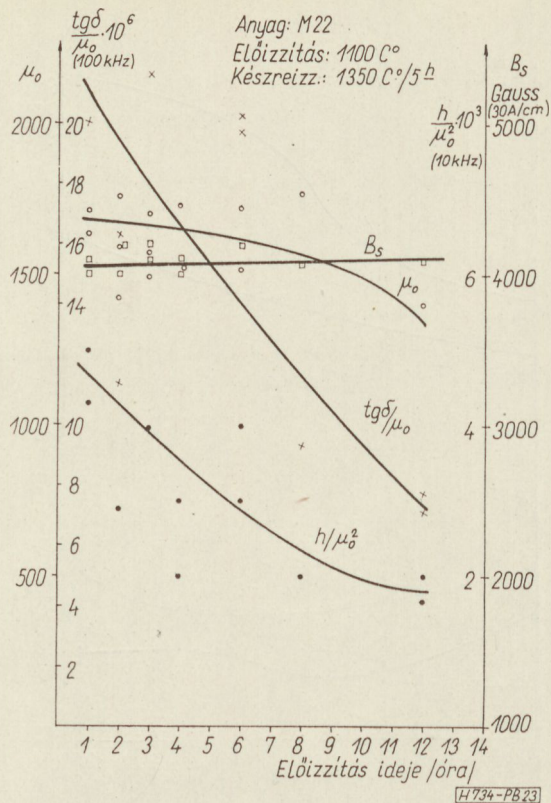
#### Az izzítások időtartamának hatása

Végül megvizsgáltuk az előizzítás időtartamának hatását a mágneses tulajdonságokra. Izzítási időn a hőntartás idejét értjük. Az előizzítás hőmérsékletét 1150° C-on állandónak vettük. Az izzítás idejét 1—12 óra között változtattuk (21. ábra). A legkedvezőbb tulajdonságokat 4 órás előizzításnál kaptuk. Az izzítások összehangolásával és a második óráléssel erre a pontra állítottuk be a rekrisztallizáció kezdetét. Az M22 jelű anyagnál hasonló a helyzet, amint az a 22. ábrából kitűnik. Az optimális izzítás idejére 3 óra adódott. Ha azonban a két izzítás hőmérséklete között 200° C-nál nagyobb különbség van, amint pl. a 23. ábrán feltüntetett esetben, az előizzítás optimuma eltolódik a hosszabb izzítási idők felé.

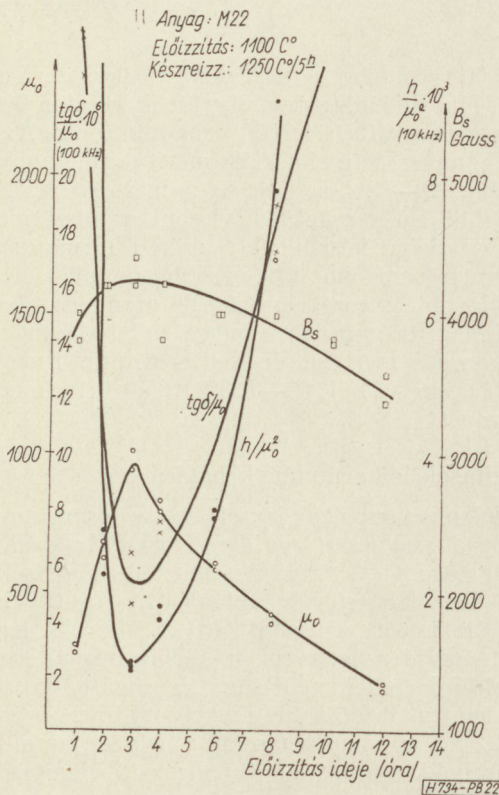
Ha a két izzítást összehangoljuk és csak 100—200° C különbséget engedünk meg az izzítási hő-



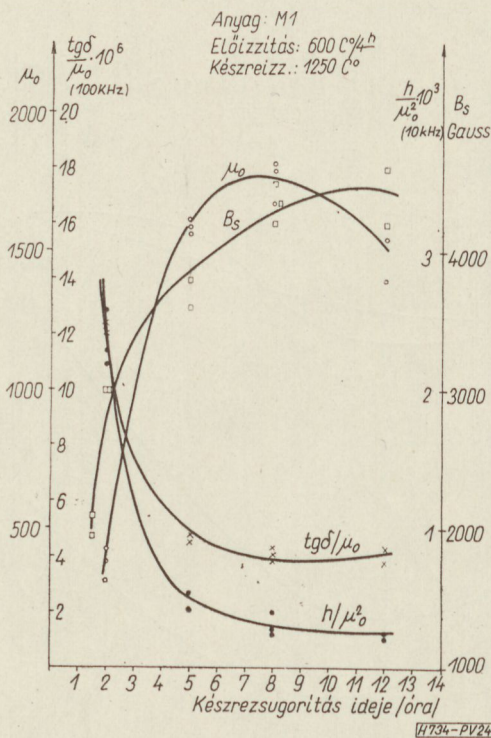
21. ábra. Az előizzítás idejének hatása az M1 jelű anyag mágneses tulajdonságaira



23. ábra. Az előizzítás idejének hatása a 250° C-os izzítási hőmérsékletkülönbség esetében az M22 jelű anyag mágneses tulajdonságaira



22. ábra. Az előizzítás idejének hatása az M22 jelű anyag mágneses tulajdonságaira

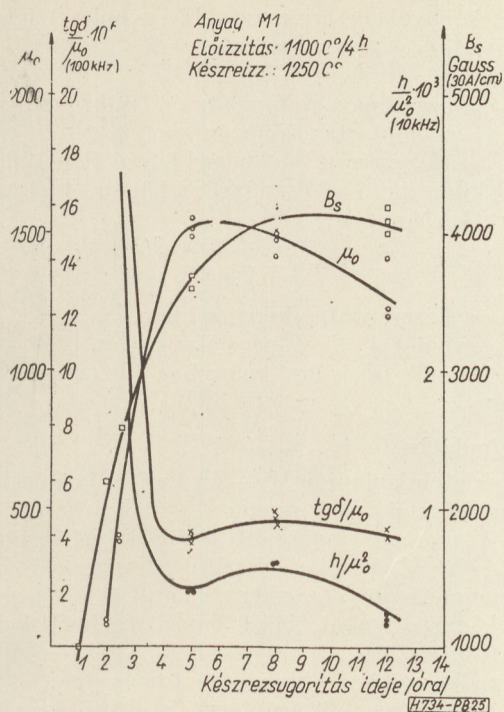


24. ábra. A készreizzugorítás idejének hatása az M1 jelű anyag mágneses tulajdonságaira. Az előizzítás 600° C-on történt

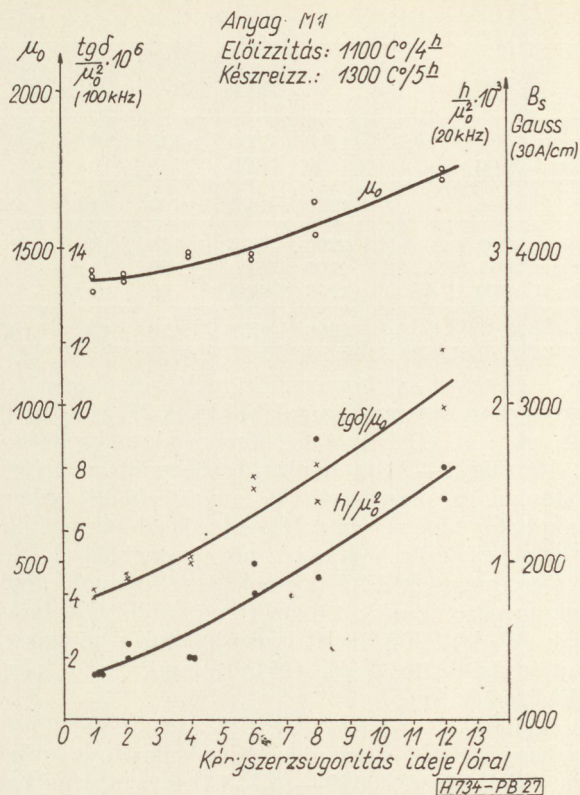
mérsékletek között, akkor az előizzítás idejét is pontosan be kell tartani.

Végül megvizsgáltuk a készreizzítás időtartamának

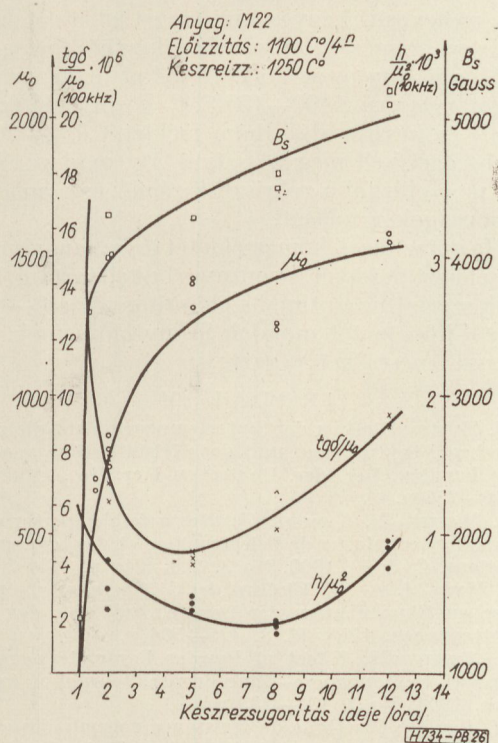
hatását a mágneses tulajdonságokra. A felfűtés és lehűtés ideje minden esetben közel azonos volt. A hőntartás idejét 1—12 óra között változtattuk.



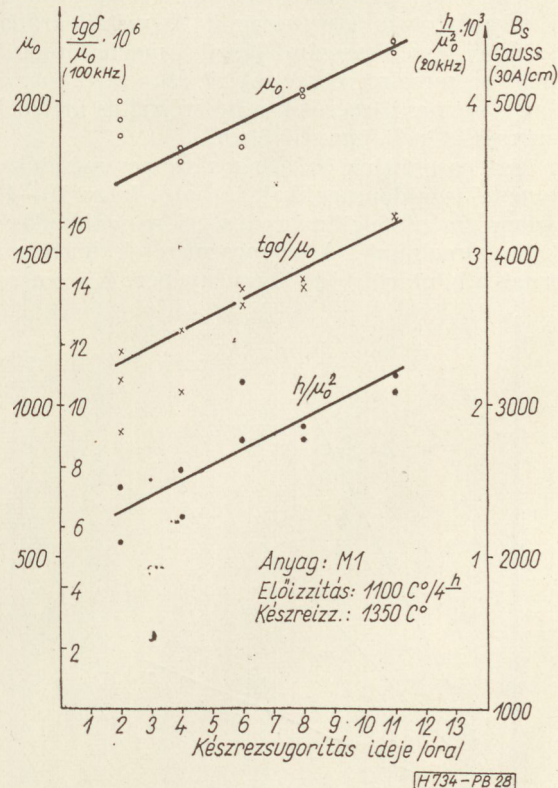
25. ábra. A készrezsugorítás idejének hatása az M1 jelű anyag mágneses tulajdonságaira. Az előizzítás 1100° C-on történt



27. ábra. 1300° C-on készrezsugorított M1 jelű anyag mágneses tulajdonságai a készrezsugorítás idejének függvényében



26. ábra. A készrezsugorítás idejének hatása az M22 jelű anyag mágneses tulajdonságaira



28. ábra. 1350° C-on készrezsugorított M1 jelű anyag mágneses tulajdonságai a készrezsugorítás idejének függvényében

Az eredményeket a 24—28. ábrán szemléltettük. Az M1 jelű anyagból a 600 és 1100° C-on előizzított mintákat vizsgáltuk (24—25. ábra). A ferritszerkezet kialakulását nyomon követhetjük az ábrákon. Az izitási idő növelésével a veszteségek csökkennek, a telítés és a kezdőpermeabilitás pedig növekszik. Az 1250° C-on végzett készreizzítás esetében a leg-

kedvezőbb tulajdonságokat 5—8 óra hőntartással érték el. Hasonló eredményeket kaptunk az M22 jelű anyagra is (26. ábra).

3. táblázat

Típus	$\mu_0$ $\pm 20\%$	$B_s$ Gauss	$T_c$ °C	$tg \delta/\mu_0$ 100 kHz-en	$h/\mu_0^2 \cdot 10^3$ 20 kHz-en
Siemens 1100 N22	1300	3800	>145	8	<2
Maferit 1100	1100	3800	125	10	<2
M22	1250	4400	165	4	0,5
Siemens 2000 T26	2200	3900	>150	18	<2
Siemens 2000 N28	2200	3900	>150	6	<1
Maferit 2000 U	1900	4300	150	10	—
M1	2000	4000	150	4,5	0,5

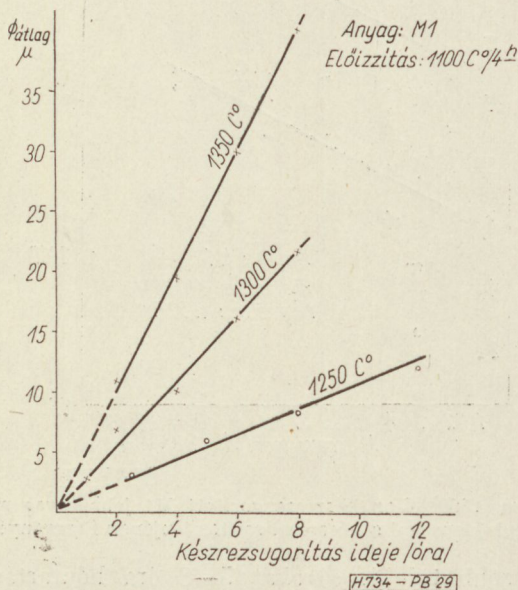
A készreizzítás hőmérsékletének növelésével a ferritszerkezet gyorsabban alakul ki. A 27. ábra 1300, a 28. ábra 1350° C-izítási hőmérsékletre vonatkozik. Itt már 1—2 óra hőntartás elegendő megfelelő veszteségű és permeabilitású anyag előállításához. A hőntartás idejének növelésével a kezdőpermeabilitás és a veszteségek is egyre növekednek.

Az eredmények értékelésének és felhasználásának megkönnyítésére a 3. táblázatban közöljük néhány hazai és külföldi ferrittípus jellemző mágneses tulajdonságait, továbbá a kísérleteink során elért legjobb értékeket.

A technológiai változók fentiek szerinti megfelelő összehangolásával a jelenlegi üzemi alapanyagokból nemcsak a KGMSZ 629—443—61 sz. szabványban előírt Maferit típusoknál, hanem a Siemens előírásoknál is jobb ferritanyagokat lehet előállítani.

A kísérleti mérőgyűrűkről bemérés után metallográfiai csiszolatot is készítettünk. A metallográfiai felvételekből szemcseszámlálással meghatároztuk az átlagos szemcse-méreteket. A 29. ábra tartalmazza az átlagos szemcseátmérőket a készreizzítás idejének és hőmérsékletének függvényében.

Ha összehasonlítjuk az átlagos szemcseméreteket a mágneses tulajdonságokkal, látható, hogy 10—12  $\mu$ -os szemcseméret felett a veszteségek rosszabbodásával kell számolnunk. A szemcseméreteket lineárisan változnak a hőntartási idő függvényében. A szemcse-



29. ábra. Átlagos szemcseátmérő a készreizzítási idejének és hőmérsékletének függvényében

átmérők növekedésére az alábbi egyenletet írhatjuk fel:

$$D_{\text{át.}} = A \cdot t$$

ahol

$D_{\text{át.}}$  = az átlagos szemcseátmérő mikronban,

$t$  = a hőntartás ideje órában,

$A$  = a készreizzítás hőmérsékletétől függő állandó.

$A$  kifejezhető a készreizzítás hőmérsékletével is, a következőképpen:

$$A = \left( \frac{T - 1200}{50} \right)^{3/2}$$

$T$  = a készreizzítás hőmérséklete.

Az egyenlet 1100° C-os előizzítás és 1250—1350° C-os készreizzítási tartományban érvényes az M1 anyagra.

### Összefoglalás

Kísérleteink alapján Mn—Zn ferritek izzítási körülményeire az alábbi tapasztalatokat szűrhetjük le:

1. A mangán magasabb oxidfokozatai miatt a 700—1100° C között előizzított ferriteknél durva, nagyszemcsés szövetszerkezet alakul ki. Az átmeneti fázisok zárványokat, belső feszültségeket okoznak. Emiatt a veszteségek növekednek, a kezdőpermeabilitás pedig csökken ebben a tartományban.

2. Nagypermeabilitású ferritek előállításánál célszerű 600° C-on előizzítani az anyagot. A keletkező ferritcsírák a készreizzítás során egyenletesen növekednek. Ily módon kis veszteségű, a készreizzítás hőmérsékletére kevésbé kényes ferrittípust lehet előállítani.

3. Nagyobb méretű, sorozatban készülő formadaraboknál, ahol fontos az alak- és mérettartás, az alapanyagot célszerű 1100—1250° C között előizzítani. Az elő- és készreizzítás hőmérsékletét 100—200° C különbséggel kell megválasztani. Ily módon elkerüljük a nagyobb fokú rekrisztallizációt és a mágneses tulajdonságok romlását.

4. Ha az izzítások hőmérsékletét összehangoljuk, akkor az előizzítás idejét is pontosan be kell tartani. Kísérleteink szerint az optimális előizzítás ideje 3—4 óra.

Végül köszönetet mondok Szőnyi Józsefnek, aki a mágneses méréseket végezte.

### IRODALOM

- W. Heister: Einfluss der Sinter Temperatur auf die magnetischen Eigenschaften und das Kristallgefüge von Mn—Zn Ferriten. Ber. der. Deutschen Ker. Ges. 1958. H. 8. 249—258 p.
- A. Pierrot—Y. Lescroel: Ferrites a faibles pertes utiles dans les techniques de l'electronique et des telecommunications. C & T. 1960. No 3. 220—244 p.
- C. Heck—J. Weber: Einfluss der Glühgase auf die magnetischen Eigenschaften der Ferrite. Arch. für das Eisenhüttenwesen. 1958. H. 8. 495—504 p.
- T. Jamaguchi: Effect of Powder Parameters on Grain Growth in Manganese—Zinc Ferrite. Journal of Am. Cer. Soc. 1964. No 3. 131—133 p.
- M. Paulus: Cinetique de croissance normale des cristaux dans les ferrites polycristallins. Phys. Status Solidi. 1962. No 2. 1181—1194 p.
- Pataky B.: Mn—Zn ferritek oxidációs viszonyai. Híradástechnika XVII. (1966) 10. sz.
- Pataky—Horváth: A ferritképződés röntgenvizsgálata. Vasipari Kut. Int. évkönyve, 1965—1966.
- Pataky B.: Az őrlések befolyása a Mn—Zn ferritek tulajdonságaira. (Kohászati Lapok 1966. dec.)
- Pataky B.: Adalékok hatása Mn—Zn ferritek fajlagos ellenállására. (Kohászati Lapok 1967.; megjelenés alatt.)
- Pataky B.: Mn—Zn ferritek magnetostrikciója. (Mérés és Automatika, 1967.; megjelenés alatt.)

# Félvezető diódás mikrohullámú kapcsoló

ETO 621.382.2:621.318.57.029.6

Az utóbbi néhány év alatt a félvezető eszközök igen nagy fejlődésen mentek át. Ez abban mutatkozik, hogy egy sor új mikrohullámú félvezető diódát dolgoztak ki, melyek kapcsoló, limiter, fázistoló, változtatható csillapító stb. mikrohullámú eszközökként alkalmazhatók. Ezekkel a diódákkal működő mikrohullámú eszközök előnye, hogy elektronikus úton igen kis teljesítménnyel vezérelhetők gyakorlatilag tehetetlenség-mentesen. További előnyük, hogy a félvezető eszköz használata következtében súlyuk kicsi, méreteik csekély, élettartamuk hosszú.

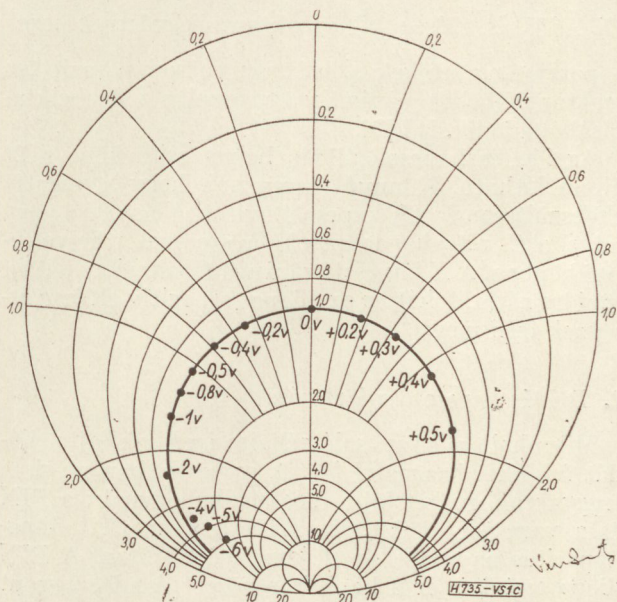
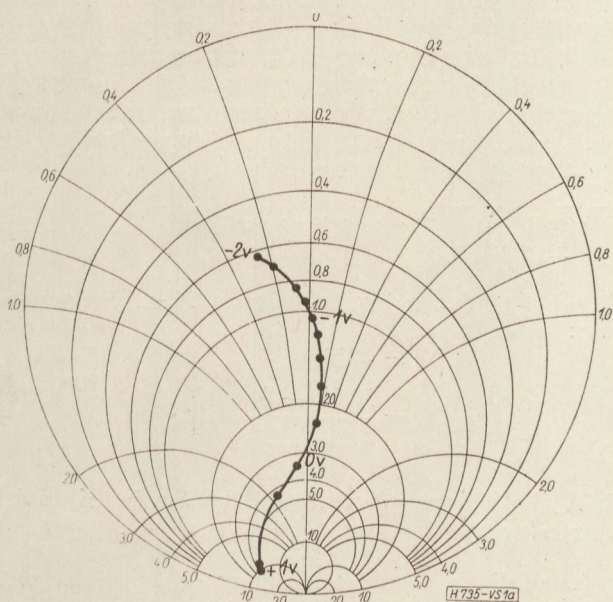
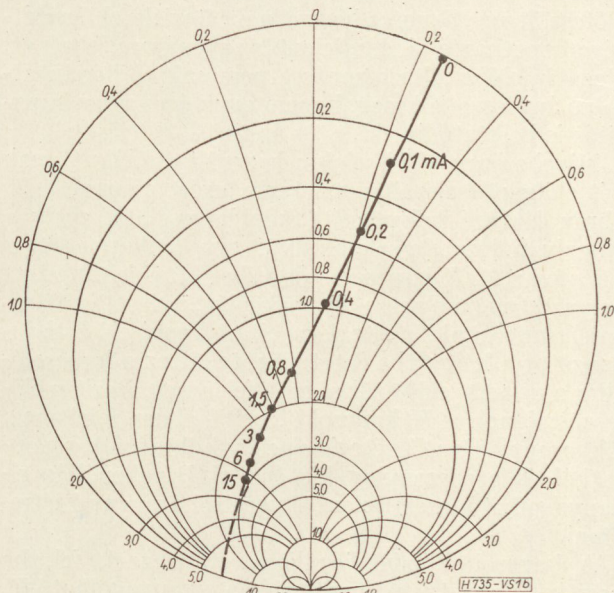
## 1. A kapcsoló dióda helyettesítő képe

Félvezető diódákat azért lehet felhasználni mikrohullámú kapcsolókban, mert a dióda impedanciáját az előfeszültséggel igen nagy mértékben meg lehet változtatni [1]. Az 1. ábrán különféle diódák előfeszültségtől függő admittancia görbéi láthatók, Smith-diagramon.

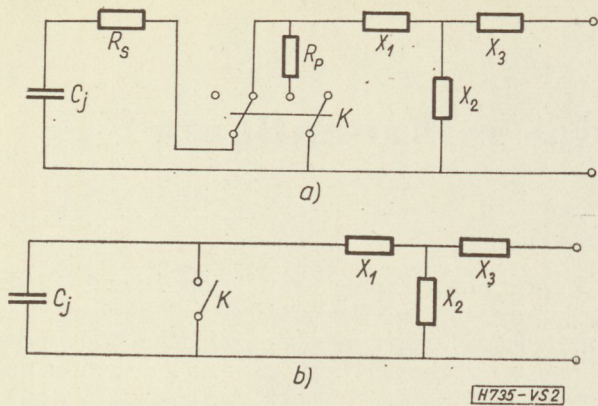
Egy ideális kapcsoló, melynek beiktatási vesztesége zérus és zárási csillapítása végtelen, két impedancia állapottal rendelkezik: egy szakadási és egy rövidzárasi állapottal. Könnyű belátni, hogy a valóságos diódákkal a szakadási és rövidzárasi állapotot csak megközelíteni tudjuk. Így a diódának szakadást megközelítő állapotát nagy impedanciájú állapotnak, míg a rövidzárt megközelítő állapotát kis impedanciájú állapotnak nevezzük.

A párhuzamos kapcsoló esetében a félvezető dióda párhuzamosan van kötve a terheléssel és a generátor impedanciával, míg a soros kapcsolónál a dióda sorba van kötve az illesztett terheléssel és a generátor impedanciával [2].

A kapcsolókban két különböző egyenáramú előfeszültség hozza létre a dióda két különböző impedanciáját. A lehető nagy impedancia változás miatt



1. ábra. A különféle diódák admittancia görbéi az előfeszültség függvényében: a) tüssdióda b) PIN dióda c) varaktor dióda



2. ábra

a) a dióda helyettesítő képe, b) ideális dióda helyettesítő képe

rendszerint egy záróirányú és egy áteresztő irányú előfeszültség állapotot használnak. Pozitív előfeszültség állapotban a diódán jelentős egyenáram folyik át. Negatív előfeszültség mellett nemcsak a diódán átfolyó áram szakad meg, hanem egy véges soros kapacitás is beiktatódik (ld. a 2a ábrán).

Mivel a kapcsolási célokra használt diódáknál csak két előfeszültségi állapot létezik, ezért célszerű a 2a ábrán látható helyettesítő kép használata, mely a passzív hálózatelemek kivül egy  $K$  kapcsolót is tartalmaz. A  $K$  kapcsolónak a 2a ábrán feltüntetett helyzetében, melyet a  $K$  kapcsoló „nyitott” állásának is nevezünk, a rétegek kapacitást képviselő  $C_j$  kondenzátor a hálózatba iktatódik, tehát ez a kapcsolóállás a negatív előfeszültségnek felel meg. Pozitív előfeszültségnek a  $K$  kapcsoló „zárt” állása felel meg. Ekkor ugyanis a  $C_j$  rétegek kapacitása kiiktatódik a hálózatból és a viszonylag kis értékű  $R_p$  ellenállás elhanyagolható, ezért jelentős vezetési áram tud létrejönni.

A kapcsoló diódát ideálisnak tételezzük fel, ha pozitív és negatív előfeszültségnek elhanyagolható  $R_p$  és  $R_s$  ellenállással rendelkezik, ugyanakkor a  $jX_1$ ,  $jX_2$ ,  $jX_3$  és  $jX_0 = \frac{1}{j\omega C_j}$  reaktanciák végesek, ezek a paraméter értékek a kristály patron parazitikus reaktanciáiból és a kristály tápvonalba való beiktatásából adódik. [1] [3].

Az ideális kapcsoló dióda helyettesítő képe a 2b ábrán látható. Könnyű észrevenni, hogy a negatív előfeszültségnek a  $K$  kapcsoló nyitott állása felel meg, mivel a  $C_j$  rétegek kapacitása ekkor szerepel a helyettesítő képben. A  $K$  kapcsoló zárása a  $C_j$  rétegek kapacitást rövidre zárja, tehát ez az állapot a pozitív előfeszültségnek felel meg.

## 2. Diódás kapcsoló méretezése

Mikrohullámú kapcsoló céljaira igen sok fajta diódát fel lehet használni [4]. A gyakorlatban mégis a leggyakrabban két fajta diódát alkalmaznak: a PIN és a varaktor diódát. Varaktor esetben a  $C_j$  rétegek kapacitása nagysága az előfeszültségtől függ. A PIN dióda esetében ez a kapacitás közel állandó, viszont a dióda ohmos ellenállása változik az előfeszültséggel [5].

A PIN típusú dióda rendelkezik a legjobb mikrohullámú kapcsoló karakterisztikával minden tekintetben, kivéve a kapcsolási időt. Ha vastag „intrinszik” réteget alkalmaznak, akkor az egységnyi felületre eső kapacitás kicsi, tehát nagy felületű félvezető réteget lehet használni, mely jó hődisszipációt és nagy záró irányú átütőfeszültséget biztosít. Viszont az „intrinszik” réteg tisztasága miatt itt nem megy végbe a töltéshordozók rekombinációja. Pozitív előfeszültségnek a réteg ellenállása kicsiny a nagy elektron- és lyuksűrűség következtében. Ennek kialakításához azonban jelentős idő kell, tehát a PIN típusú dióda kapcsolási ideje ezért nagyobb.

Akár varaktort, akár PIN, vagy tús diódákat használnak fel kapcsoló készítésére, méretezésénél a 2b ábrán látható helyettesítő képből kell kiindulni. Könnyű belátni, hogy a diódával épített kapcsoló akkor működik helyesen, ha a helyettesítő képen szereplő  $K$  kapcsoló egyik állásánál zérus, a másik állásánál pedig végtelen reaktanciát kapunk. Vizsgáljuk meg ennek feltételét.

A  $K$  kapcsoló nyitott állása mellett a reaktancia végtelen, ha az első egyenlet teljesül:

$$X_0 - X_1 - X_2 = 0, \quad (1)$$

továbbá a  $K$  kapcsoló zárása esetén a reaktancia zérus, ha:

$$X_1 X_2 + X_1 X_3 + X_2 X_3 = 0. \quad (2)$$

Az (1) és (2) egyenletből az  $X_2$  és  $X_3$  reaktanciákat ki tudjuk fejezni az  $X_0$  és  $X_1$  reaktanciák segítségével:

$$\left. \begin{aligned} X_2 &= X_0 - X_1 \\ X_3 &= X_1 \left( \frac{X_1}{X_0} - 1 \right) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

A (3) egyenlet megadja, hogy a négy  $X_0$ ,  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$  reaktanciának milyen viszonyban kell egymással lennie, hogy a kapcsoló dióda normál módon működjön.

Könnyen kimutatható, hogy az  $X_2$  és  $X_3$  reaktanciáknak létezik a (3) egyenlettől eltérő más választása is, melynél a diódával épített kapcsoló jól működik. Ezt az esetet a dióda inverz módjának nevezzük és ebben az esetben megköveteljük, hogy a  $K$  kapcsoló nyitott állása esetén zérus reaktanciát kapjunk, a  $K$  kapcsoló zárt állása esetén pedig végtelen reaktanciát. Ennek feltétele:

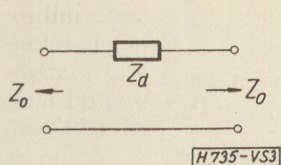
$$\left. \begin{aligned} X_0 X_2 - X_1 X_2 + X_0 X_3 - X_1 X_3 - X_2 X_3 &= 0 \\ X_1 + X_2 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

A (4) egyenletrendszer  $X_2$ -re és  $X_3$ -ra megoldva, lesz:

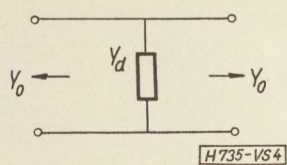
$$\left. \begin{aligned} X_2 &= -X_1 \\ X_3 &= \frac{X_0 X_1 - X_1^2}{X_0} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

## 3. A diódás kapcsoló zárási esillapítása és beiktatási vesztesége

Az előzőekben említettük, hogy a diódás kapcsolóknak két alapvető típusa van: a soros kapcsoló és a párhuzamos kapcsoló. Ezen kívül láttuk, hogy a dió-



3. ábra. Soros elrendezésű dióda helyettesítő képe



4. ábra. Párhuzamos elrendezésű dióda helyettesítő képe

dának kétféle beállítása lehetséges: normál dióda mód és inverz dióda mód. Ez azt jelenti, hogy négyféle diódás kapcsoló típus létezik.

1. soros elrendezésű normál dióda módusú kapcsoló,
2. soros elrendezésű inverz dióda módusú kapcsoló,
3. párhuzamos elrendezésű normál dióda módusú kapcsoló,
4. párhuzamos elrendezésű inverz dióda módusú kapcsoló.

A diódás kapcsoló zárasi csillapítását és beiktatási veszteségét a négy esetre külön-külön adjuk meg. Az egyszerűség kedvéért a csillapítás értéket csak azokra a frekvenciákra számítjuk ki, amelyeken a (3), illetve

$$\alpha_{bei.} = 10 \log \frac{\{R_p X_2^2 + 2Z_0[R_p^2 + (X_1 + X_2)^2]\}^2 + [R_r^2(X_3 + X_2)]^2}{4Z_0^2[R + (X_1 + X_2)^2]^2} \quad (8)$$

2. Soros elrendezésű inverz dióda módusú kapcsoló zárasi csillapítására kapjuk:

$$\alpha_{zár.} = 10 \log \frac{\left(-\frac{X_1 X_2}{R_p} + 2Z_0\right)^2 + (X_3 + X_2)^2}{4Z_0^2} \quad (9)$$

A beiktatási veszteség:

$$\alpha_{bei.} = 10 \log \frac{\{R_s X_2^2 + 2Z_0[R_s^2 + (X_2 + X_1 - X_0)^2]\}^2 + [R_s^2(X_3 + X_2)]^2}{4Z_0^2[R_s^2 + (X_2 + X_1 - X_0)^2]^2} \quad (10)$$

Párhuzamos elrendezésű kapcsoló esetén a diódát az  $f_0$  frekvencián  $Y_d$  admittanciával helyettesítjük és így a 4. ábrán levő helyettesítő képhez jutunk. Ebben az esetben a beiktatási csillapítás

$$\alpha = 10 \log \left| \frac{Y_d + 2Y_0}{2Y_0} \right|^2 \quad (11)$$

Az  $Y_d$  admittanciát szintén a 2a ábrán levő helyettesítő képből számíthatjuk ki a  $K$  kapcsoló „nyitott” és „zárt” állapotában. A nyert eredmény a dióda

$$\alpha_{bei.} = 10 \log \frac{\{R_s X_2(X_0 - X_1) + 2Y_0[(X_2(X_0 - X_1))^2 + (R_s(X_3 + X_2))^2]\}^2 + [R_s^2(X_3 + X_2)]^2}{4Y_0^2\{[X_2(X_0 - X_1)]^2 + [R_s(X_3 + X_2)]^2\}^2} \quad (13)$$

4. Végül a párhuzamos elrendezésű inverz módusú kapcsoló zárasi csillapítása:

$$\alpha_{zár.} = 10 \log \frac{[(X_2 + X_1 - X_0) + 2Y_0 R_s(X_3 + X_2)]^2 + R_s^2}{4Y_0^2 R_s^2(X_3 + X_2)^2} \quad (14)$$

A beiktatási veszteség:

$$\alpha_{bei.} = 10 \log \frac{\{-R_p X_1 X_2 + 2Y_0[(X_1 X_2)^2 + R_r^2(X_3 + X_2)^2]\}^2 + [R_r^2(X_3 + X_2)]^2}{4Y_0^2[R_r^2(X_3 + X_2)^2 + (X_1 X_2)^2]} \quad (15)$$

(4) feltétel teljesül. Ezt a frekvenciát a későbbiek során méretezési frekvenciának fogjuk nevezni.

Mivel a diódát egyetlen frekvencián egy  $Z_d$  impedanciával helyettesíthetjük, tehát a soros dióda helyettesítő képe a 3. ábra szerinti.

Ezen elrendezés esetén a beiktatási csillapítás

$$\alpha = 10 \log \left| \frac{Z_d + 2Z_0}{2Z_0} \right|^2 \quad (6)$$

A  $Z_d$  értékét a 2a ábrán levő helyettesítő képből számítjuk a  $K$  kapcsoló „nyitott” és „zárt” állása esetén külön-külön. A dióda módusától függően a nyert kifejezéseket a (3), ill. (4) egyenletek segítségével egyszerűsíthetjük.

Végeredményül kapjuk:

1. Soros elrendezésű normál dióda módusú kapcsoló zárasi csillapítása a következő:

$$\alpha_{zár.} = 10 \log \frac{\left(\frac{X_2^2}{R_s} + 2Z_0\right)^2 + (X_3 + X_2)^2}{4Z_0^2} \quad (7)$$

Beiktatási vesztesége pedig:

módusától függően a (3) és (4) egyenletekkel egyszerűsíthető.

3. Párhuzamos elrendezésű normál módusú kapcsoló zárasi csillapítására kapjuk:

$$\alpha_{zár.} = 10 \log \frac{[(X_1 + X_2) + 2Y_0 R_p(X_3 + X_2)]^2 + R_0^2}{4Y_0^2 R_r^2(X_3 + X_2)^2} \quad (12)$$

A beiktatási veszteségre pedig kapjuk:

#### 4. A kapcsolóra megengedhető maximális teljesítmény meghatározása

A diódára kapcsolható maximális teljesítményt két dióda paraméterrel fogjuk meghatározni:

1.  $I_{mr}$  = a diódán átvezető irányban megengedhető maximális mikrohullámú áram effektív értéke.
2.  $V_{mü}$  = a dióda kapsain megengedhető maximális záró irányú mikrohullámú feszültség effektív értéke.

Általában  $I_{mr}$  és  $V_{mü}$  a frekvencia függvénye.

A megengedhető maximális teljesítmény meghatározásánál felhasznalunk egy tételt, mely a következőket mondja: egy ideális kapcsolót tartalmazó passzív lineáris reciprok hálózatban a kapcsoló működése következtében fellépő bemeneti impedancia változást ki lehet fejezni a következő egyenlettel:

$$\Gamma_{sü} - \Gamma_{sr} = \frac{1}{2} \frac{I_{sr}}{I_L} \frac{V_{sü}}{V_L}, \quad (16)$$

ahol  $\Gamma_{sü}$ ,  $\Gamma_{sr}$  a bemeneten a reflexiós tényező nyitott és zárt ideális kapcsoló esetén  $I_{sr}$  és  $V_{sü}$  a zárt kapcsolón átfolyó áram és a nyitott kapcsolón fellépő feszültség;  $I_L$  és  $V_L$  a valós belső ellenállású generátor rövidzárási árama és üres járási feszültsége. A  $\Gamma$  reflexiós tényezőt a szokásos módon definiáljuk:

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{Y - Y_0}{Y + Y_0}. \quad (17)$$

A megengedhető maximális teljesítmény meghatározásánál a következő megfontolásból indulunk ki. Ha egy kapcsoló helyesen működik, akkor áteresztés esetén  $\Gamma$  értéke közel zérus és a zárás esetén pedig közel egy. Tehát megkívánhatjuk, hogy:

$$|\Gamma_{sü} - \Gamma_{sr}| \approx 1. \quad (18)$$

A (16) és (18) egyenlet kombinációjából kapjuk:

$$|V_{sr} I_{sü}| \approx 2V_L I_L = 2P_L, \quad (19)$$

ahol  $P_L$  a generátor által leadható teljesítmény. Mivel a dióda árama és záró feszültsége nem lépheti túl a megadott  $I_{mr}$  és  $V_{mü}$  értéket, tehát a megengedett maximális teljesítmény [6].

$$P_{max.} = \frac{1}{2} V_{mü} I_{mr}. \quad (20)$$

#### 5. A tápvonal $Z_0$ hullámellenállásának megválasztása

Kimutatható, hogy a  $Z_0$  hullámellenállás megfelelő megválasztásával ki lehet alakítani olyan optimális kapcsolót, mely a (20) képlettel meghatározott maximális teljesítményt képes kapcsolni.

Példaként a normál dióda módusú soros elrendezésű kapcsolóból indulunk ki. A dióda helyettesítő képének kapsaira jutó  $V_n$  feszültség effektív értéke:

$$V_n = 2\sqrt{P_a Z_0}, \quad (21)$$

ahol  $P_a$  a generátor által leadott teljesítmény. A rétegre jutó  $V_s$  feszültség nem más, mint a helyettesítő

képben szereplő nyitott  $K$  kapcsolóra jutó feszültség. A 2b ábrán levő helyettesítő képet felhasználva, kapjuk:

$$V_s = \frac{-jX_0}{jX_1 - jX_0} = \frac{2\sqrt{P_a Z_0}}{1 - \frac{X_1}{X_0}}. \quad (22)$$

A  $K$  kapcsoló zárásakor a helyettesítő kép kapsain átfolyó áram:

$$I_n = \sqrt{\frac{P_a}{Z_0}}. \quad (23)$$

Magán a zárt  $K$  kapcsolón pedig

$$I_s = \frac{X_2}{X_1 + X_2} I_n = \sqrt{\frac{P_a}{Z_0}} \left(1 - \frac{X_1}{X_0}\right) \quad (24)$$

áram folyik át. A  $\frac{V_s}{I_s}$  viszonyra kapjuk:

$$\frac{V_s}{I_s} = \frac{2Z_0}{1 - \left(\frac{X_1}{X_0}\right)^2}. \quad (25)$$

Optimális esetben  $\frac{V_s}{I_s}$  egyenlő  $\frac{V_{mü}}{I_{mr}}$ -el és ekkor  $Z_0$ -ra kapjuk:

$$Z_0 = \frac{1}{2} \frac{V_{mü}}{I_{mr}} \left(1 - \frac{X_1}{X_0}\right)^2. \quad (26)$$

Ez a  $Z_0$  optimális értéke. Hasonló számítást lehet végezni a többi kapcsoló típusra is és ezek eredménye rendre:

Normál dióda módusú párhuzamos elrendezésű kapcsoló:

$$Z_0 = \frac{1}{2} \frac{V_{mü}}{I_{mr}} \left(1 - \frac{X_1}{X_0}\right)^2. \quad (27)$$

Inverz dióda módusú soros elrendezésű kapcsoló

$$Z_0 = \frac{1}{2} \frac{I_{mr}}{V_{mü}} X_1^2. \quad (28)$$

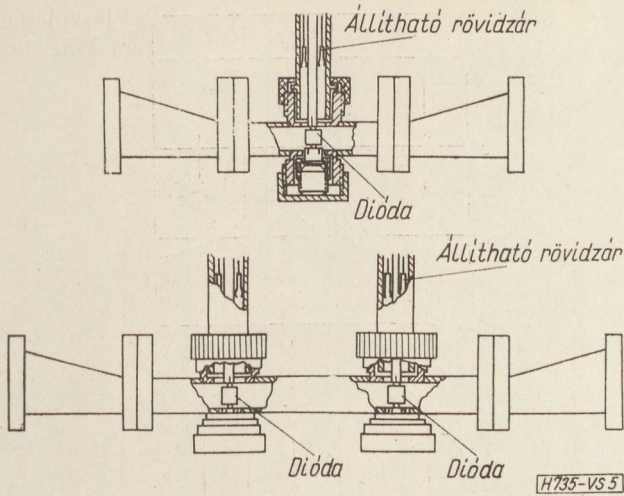
Inverz dióda módusú párhuzamos elrendezésű kapcsoló

$$Z_0 = 2 \frac{I_{mr}}{V_{mü}} X_1^2. \quad (29)$$

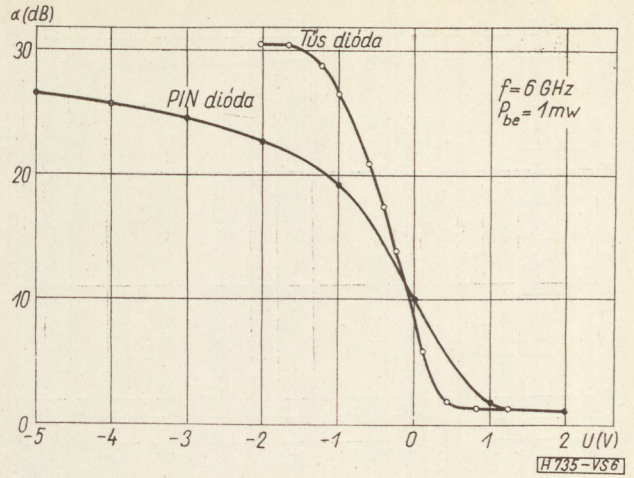
#### 6. A kivitelezett kapcsoló ismertetése

A tervezett kapcsoló 40×20 mm-es szabványos csőtápvonalhoz csatlakozható és párhuzamos elrendezésű. Hogy az optimális hullámellenállás értéket megközelíthessük, a 40×20 mm-es csőtápvonalról egy közbeiktatott lineáris átmenet segítségével átterünk a 40×10 mm-es csőtápvonalra és ebben helyezük el a kapcsoló diódát. (Lásd 5. ábra.) Maga a dióda egy koaxiális tápvonalcsomokban helyezkedik el, melynek hossza egy rövidzár segítségével változtatható. A dióda egyenáramú előfeszítése szintén a koaxiális csomokon keresztül történik. A helyettesítő képben szereplő négy reaktancia között a kapcsoló helyes működéséhez szükséges két kötés beállítására





5. ábra. A kapcsoló geometriai kivitele



6. ábra. A kapcsoló beiktatási csillapítása a dióda előfeszültség függvényében

a (3), illetve (5) egyenletrendszer szerint két hangolási lehetőség van:

- a) a diódára alkalmazott előfeszültségnek változása,
- b) a koaxiális tápvonalcsonk hosszának változása.

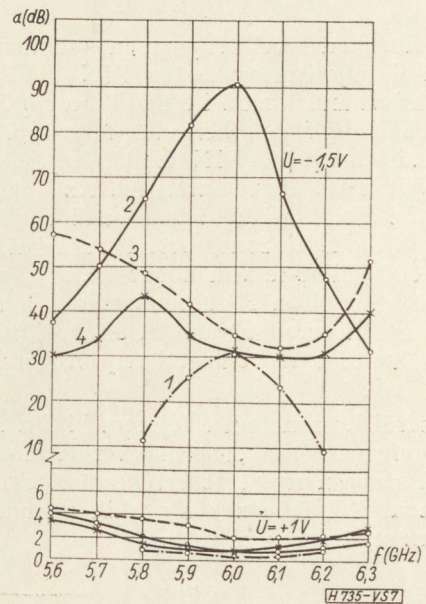
A 6. ábrán feltüntettük a kapcsoló beiktatási csillapítását a dióda előfeszültség függvényében tűs- és PIN-dióda alkalmazása esetén. Az ábrából látható, hogy  $-1,5V$  (ill. PIN dióda  $-5V$ ) előfeszültség esetén a zárasi csillapítás közel 31 dB (ill. PIN dióda 25 dB),  $+1V$  előfeszültség mellett pedig a beiktatási veszteség 1,4 dB (ill. PIN dióda 1,6 dB). Ha kimérjük a dióda paramétereit ezen elrendezés mellett és számítjuk a beiktatási veszteséget, akkor a hibahatáron belül azonos eredményre jutunk.

A zárasi csillapítás és beiktatási veszteség változása a frekvencia függvényében a 7. ábrán látható. Mivel a zárasi csillapítás értéke az  $f_0$  frekvenciától való eltéréssel rohamosan csökken, ezért az egy diódát alkalmazó kapcsolót igen keskeny frekvenciasávban lehet alkalmazni (1. az 1 görbét). Például ha a zárasi csillapítás megengedhető értékét 25 dB-re választjuk, akkor a sávszélesség kb. 200 MHz  $f_0 = 6000$  MHz esetén (lásd a 7. ábrán levő 1 görbét). Ha ellenben három diódát használunk, akkor a sávszélesség már nagyobb mint 700 MHz 25 dB zárasi csillapítás érték mellett (lásd a 7. ábrán levő 2 és 3 görbét).

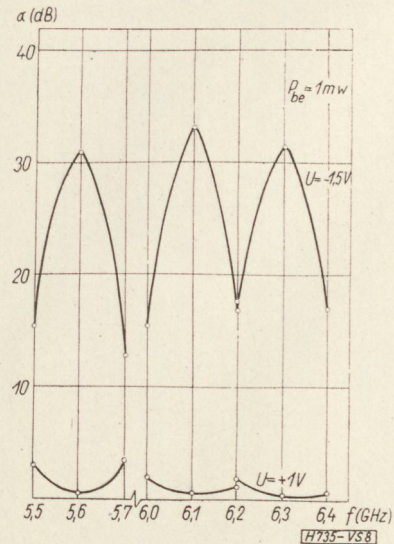
A három diódás kapcsoló esetében 90 dB-es maximális zárasi csillapítás érték is elérhető oly módon, ha valamennyi diódát azonos méretezési frekvenciára hangoljuk, mely a görbén látható esetben 6000 MHz (1. a 2 görbét). Ezen szerelvényből igen szélessávú kapcsolót is készíthetünk, ha az egyes diódák méretezési frekvenciáját megfelelően választjuk meg (1. a 3 görbét). A 4 görbe a két diódás szélessávú kapcsoló mérési eredményeit tünteti fel.

A 8. ábra azt mutatja, hogy a koaxiális hangolócsonk hosszának változtatásával a maximális zárasi csillapítás helyét el lehet tolni az 5,6–6,3 GHz frekvenciasávban.

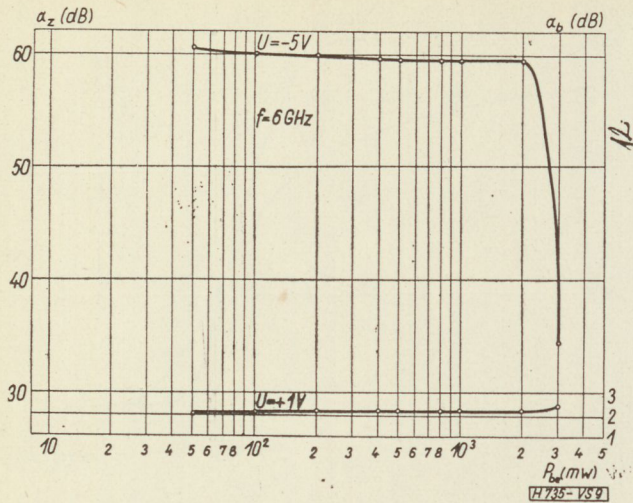
A mérésekből kitűnik, hogy a tűs diódát alkalmazó kapcsoló esetében a zárasi csillapítás értéke a telje-



7. ábra. Zárasi csillapítás és beiktatási veszteség változása a frekvencia függvényében



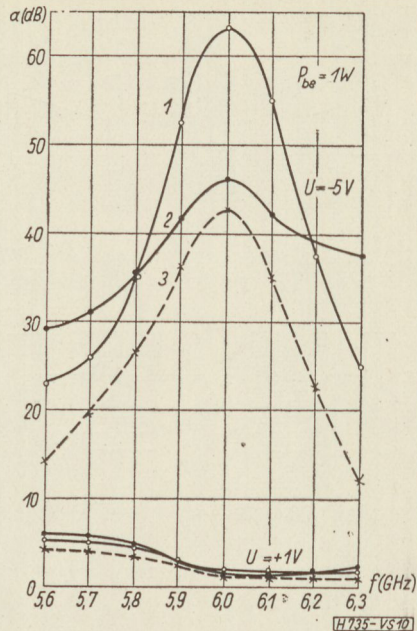
8. ábra. A koaxiális hangolócsonk hatása



9. ábra. PIN diódás kapcsoló beiktatási csillapításának változása a bemenő teljesítmény függvényében

sítmény növekedésével lényegesen csökken. Ezért nagy üzemi teljesítmény esetén PIN diódát alkalmaznak, mivel annak zárási csillapítása egy bizonyos határon belül alig függ a bemeneti teljesítményszinttől (l. a 9. ábrát) [6]. A PIN diódás kapcsoló mérési eredményeit a 10. ábra tünteti fel. Az 1 görbe mutatja azt az esetet, midőn a három diódás kapcsoló valamennyi diódája azonos üzemi frekvenciára, esetünkben 6000 MHz-re van hangolva. A 2 görbén a szélessávú kapcsoló a 3 görbén pedig a két diódás kapcsoló mérési eredményei láthatók. Mindhárom esetben a mérés 1 W bemeneti teljesítmény mellett történt.

Befejezésül köszönetemet fejezem ki Dr. Almássy György professzor úrnak, aspiráns vezetőmnek a téma kidolgozása során nyújtott értékes tanácsaiért, továbbá azon TKI dolgozóknak, akik a munkám elvégzéséhez segítséget nyújtottak.



10. ábra. PIN diódás kapcsoló beiktatási csillapításának változása a dióda előfeszültség függvényében

I R O D A L O M

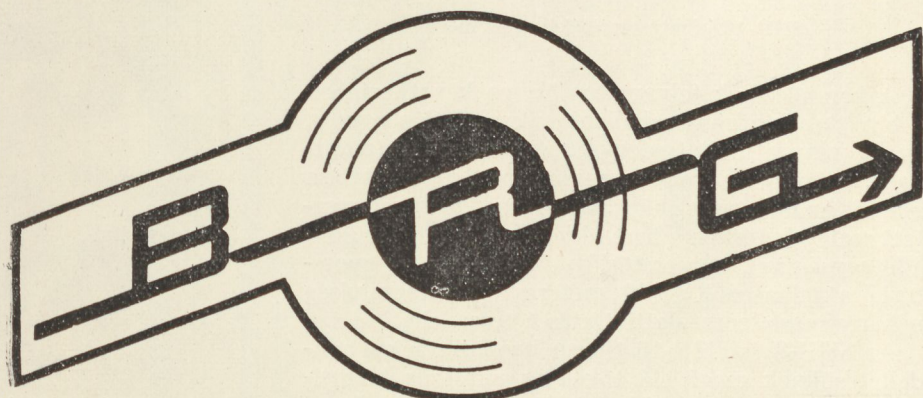
1. M. R. Millet: "Microwave Switching by Crystal Diode" Trans. IRE on Microwave Theory and Techniques P. 284—290, July 1958.
2. V. J. Higgins: "X-band Semiconductor Switching and Limiting Using Waveguide Series Tees" The Microwave Journal P. 77—82, november. 1963.
3. Chen Ti-Yi: "Measurement of Varactor Parameters at X-band" Acta Electronic Sinica No. 2. P. 140, 1965.
4. M. Bloom: "Microwave Switching With Computer Diodes" Electronics, Vol. 33, P. 85—87. January 1960.
5. K. E. Mortenson: "Microwave Semiconductor Control Devices" The Microwave Journal, P. 49—57. May. 1964.
6. M. E. Hines: "Fundamental Limitations in RF. Switching and Phase Shifting Using Semiconductor Diodes" Proc. IEEE P. 697—708. June, 1964.

**Budapest Rádiótechnikai Gyár**

Budapest III., Polgár u. 8—10.

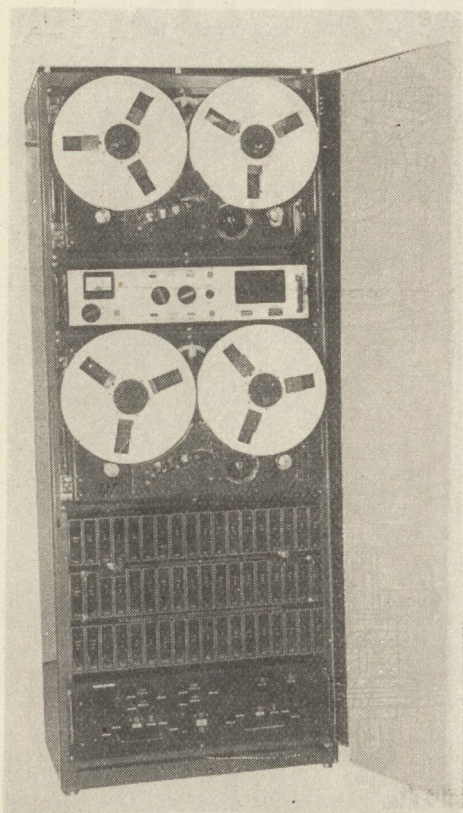
Telefon: 686-080.

# MÁGNESZALAGOS JELENTÉSTÁROLÓK



## MÁGNESZALAGOS JELENTÉSTÁROLÓK

Az SHR-8 és SHR-16 típusú mágnesszalagos jelentéstárolók 8, ill. 16 beszédcatorna egyidejű rögzítésére alkalmasak. Felhasználási területként — ennek megfelelően — elsősorban a vasút, a légiforgalom, a meteorológia és nagyobb üzemek termelésirányítása említhető meg. A főbb felhasználási területek szinte kivétel nélkül megkövetelik a berendezések százszázalékos üzembiztosságát. A százszázalékos üzembiztosság érdekében a felvevő-berendezés automatikusan kapcsolódó, úgynevezett melegtartalékkal rendelkezik, mely az üzemi egységek meghibásodása, vagy a mágnesszalag szakadása, ill. elfogyása esetén önműködően indul. A berendezések áramköri egységei tranzisztorzáltak, nyomtatott kivitelűek, és az azonos rendeltetésűek dugaszolható kártyákon egymás között is cserélhetők.



1. ábra.  
SHR-16 jelentéstároló felvevőegysége

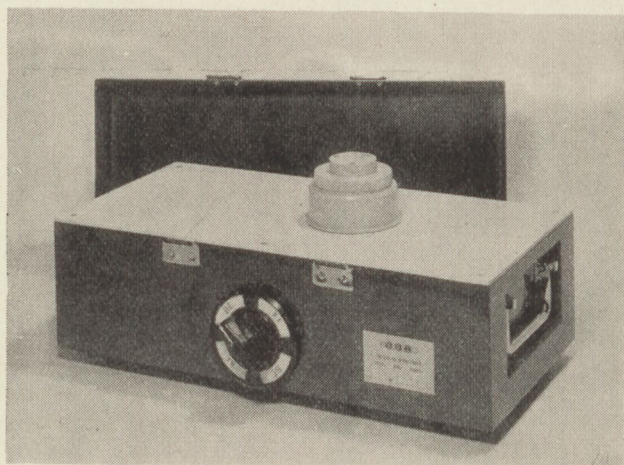
A berendezések folyamatos üzeme következtében a tárolt anyagok visszahallgatása csak külön egység, az úgynevezett lejátszóegység segítségével biztosítható, a rögzítés folyamatosságának megszakítása nélkül. Az időszerűségüket, vagy jelentőségüket vesztett szalagok törlése a berendezések harmadik különálló egységével, a gyorsítóegységgel végezhető. A gyorsító a felhasznált 2100 méteres szalagmennyiség néhány másodperc alatti törlését teszi lehetővé.

Az SHR-8 és SHR-16 típusú berendezések a rendeltetésüknek megfelelő tökéletes naplózás biztosítására, felvevő-egységükben külön időjel-adóval ren-

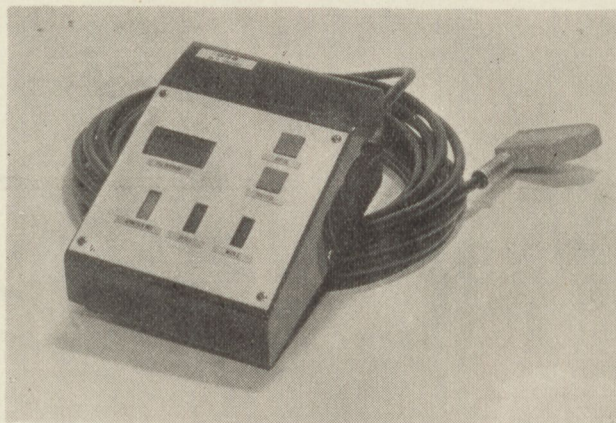
delkeznek, mely a működés során rögzített anyag időpontjait a pontos idő morsejeles code-jával teszi kiértékelhetővé. A felhasznált szalag mennyiségét szalagmérő óra méri.



2. ábra. SHR-16 jelentéstároló lejátszó egysége



3. ábra. SHR 8—16 jelentéstárolók gyorsító egysége



4. ábra. SHR 8—16 jelentéstárolók távindító egysége

## Műszaki adatok:

### Felvevő-egység:

Egy orsótekerecs üzemideje	12,5 óra
Két mechanika üzemideje	35 $\mu$ -os szalaggal 25 óra
Szalagsebesség	4,76 cm/sec $\pm 2\%$
Szalagszélesség	$\frac{3}{4}$ "
Orsóátmérő	350 mm
Átlapolási idő	beállítható, kb. 0—10 perc
Bemenőjel névleges szintje (600 Ohm vagy 6 Kohm impedancián)	0,775 V (beállítható csatornán- ként 0,2—2 V között)
Dinamika-kompresszor a névleges szinthez képest	0 dB—10 dB között +20 dB
Jel-zaj viszony	$\geq 35$ dB
Áthallási csillapítás	$\geq 30$ dB
Szalagsebesség-ingadozás	$\pm 0,9\%$
Hálózati teljesítményfelvétel	kb. 350 VA
Méreték	1900 $\times$ 760 $\times$ 590 mm
Súly	kb. 320 kp
Hálózati táplálás	110, 127, 150, 220 és 240 V $\pm 10\%$ 50 Hz (kívánságra 60 Hz is)

### Lejátszó-egység:

Szalagsebesség	4,76 cm/sec $\pm 2\%$
Szalagszélesség	$\frac{3}{4}$ "
Orsóátmérő	350 mm
Frekvenciaátvitel	400...3000 Hz $\pm 3$ dB
Kimenőteljesítmény	2 W
Lejátszócsatorna torzítása 400 Hz-en, névleges kimenőteljesítménynél	$k_{tot} \leq 5\%$
Jel-zaj viszony	$\geq 35$ dB
Áthallási csillapítás	$\geq 30$ dB
Szalagsebesség-ingadozás	$\pm 0,9\%$
Teljesítményfelvétel	kb. 200 VA
Méreték, súly	740 $\times$ 670 $\times$ 270 mm kb. 80 kp
Hálózati táplálás	110, 127, 150, 220 és 240 V $\pm 10\%$ 50 Hz (kívánságra 60 Hz is)

### Gyorstörölő-egység:

Hálózati táplálás	110, 220 V 50 Hz
Törölhető max. orsóátmérő	350 mm
Törlési csillapítás	$\geq 50$ dB
Méreték	400 $\times$ 300 $\times$ 200 mm
Súly	kb. 27 kp

Az 1967. évtől kezdődően gyártásra kerülő több-csatornás jelentéstároló-berendezések között — SHR-8/A és SHR-16/A típusjelzéssel — már szerepelni fognak az alacsony szalagsebességű 8-, ill. 16-csatornás típusok is. Ezek a berendezések 2,38 cm/sec szalagsebességgel működve kétszeres szalagkihasználást, tehát összesen 50 órás folyamatos üzemet biztosítanak.

Az SHR-8/A és SHR-16/A jelentéstárolók automatikus, beszédre indító kapcsoló-áramkört is tartalmaznak, amely lehetővé teszi, hogy bármely felvevő-csatornára érkező jel hatására a berendezés

üzemi egysége álló helyzetből indulva maximum 0,8 másodpercen belül már folyamatosan rögzítse a beérkező híryanagot. Ez a szolgáltatás a berendezés szalagkihasználásának gazdaságosságát tovább növeli. Az SHR-8/A és SHR-16/A alacsony szalagsebességű jelentéstároló típusok egyéb jellemzőikben megegyeznek az előbbieken részletesen ismertetett SHR-8 és SHR-16 típusokkal.

A Budapesti Rádiótechnikai Gyár SHR-16 típusú, 16-csatornás jelentéstároló-berendezése az 1965. évi Budapesti Nemzetközi Vásáron elnyerte „A KGM legszebb terméke” díjat.



**Budapesti Rádiótechnikai Gyár**

Budapest III., Polgár u. 8—10.

Telefon: 686-080.

# *A ma tudománya — a holnap technikája!*

Olvassa rendszeresen műszaki-tudományos szaklapjainkat!

Mindig széleskörűen tájékoztat a szakterület helyzetéről, eseményeiről, újdonságairól.

Bányászati Lapok	Járművek, Mezőgazdasági Gépek
Bőr- és Cipőtechnika	Kép- és Hangtechnika
Elektrotechnika	Kohászati Lapok
Energia és Atomtechnika	Közlekedéstudományi Szemle
Élelmezési Ipar	Magyar Építőipar
Építőanyag	Magyar Grafika
Épületgépészet	Magyar Kémiai Folyóirat
Az Erdő	Magyar Kémikusok Lapja
Faipar	Magyar Textiltechnika
Finommechanika	Mélyépítéstudományi Szemle
Fizikai Szemle	Mérés és Automatika
Gép	Műanyag és Gumi
Gépgyártástechnológia	Műszaki Élet
Hidrológiai Közöny	Öntöde
Híradástechnika	Papíripar
Ipari Energiagazdálkodás	Városépítés
Ipargazdaság	Villamosság

## ***Fenti kiadványaink előfizethetők***

minden postahivatalban,

a Posta Központi Hírlap Iroda (József nádor tér 1.) csekkszámlijára vagy átutalással,  
valamint a Technika Háza műszaki könyvboltjában (V., Szabadság tér 17.)

## ***Példányonként kaphatók:***

V., Váci utca 10.

VI., Bajcsy-Zsilinszky út 76. sz. alatti Hírlapboltokban,

ugyanitt az 1966-ban eddig megjelent példányok is beszerezhetők.

## ***Hirdetéseket felvesz a Lapkiadó Vállalat hirdetési osztálya,***

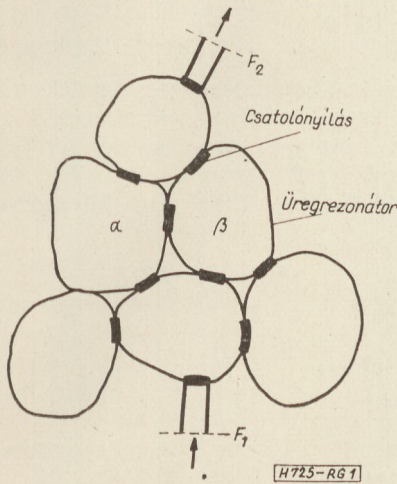
VII., Lenin körút 9—11. I. em. 120. (222-251).

## Szorosan csatolt üregrezonátorok helyettesítő kapcsolásának meghatározása

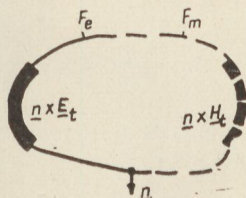
ETO 621.372.413.012.8

A mikrohullámú áramkörökben gyakran alkalmaz-  
 zák a csatolt üregrezonátorokat. Gyártástechnikai és  
 elektromos szempontok miatt az üregrezonátorok  
 alakja és a csatolás módja sokféle lehet. Az áram-  
 körök tervezője számára nagyon fontos a csatolt  
 üregrezonátorok átviteli tulajdonságainak meghatá-  
 rozása. Ennek a kérdésnek tisztázásához a jelen dol-  
 gozatban egy számítási módszert ismertetünk, amely-  
 nek segítségével a csatolt üregrezonátorokból álló  
 rendszer elektromágneses terének meghatározásánál  
 a Maxwell-egyenletek megoldása elkerülhető.

A vizsgált üregrendszer homogén és izotróp di-  
 elektrikummal kitöltött tetszőleges alakú és tökéletes  
 vezetőfalú üregrezonátorokból áll, amelyek az ugyan-  
 csak önkényesen választott csatolónyílásokon keresz-  
 tül kapcsolódnak egymáshoz. Az üregrendszerbe az  
 elektromágneses energiát az  $F_1$  és  $F_2$  síkokkal hatá-  
 rolt csőtápvonalakon keresztül táplálják be (1. ábra).



1. ábra. Csatolt üregrendszer



2. ábra. Üregrezonátor

Az  $F_e$  elektromos és  $F_m$  mágneses felületekkel  
 körülzárta és ezeken a felületeken előírt  $\mathbf{E}_t$  tangen-  
 ciális elektromos, vagy  $\mathbf{H}_t$  mágneses térrel gerjesz-  
 tett egyetlen üregrezonátor (2. ábra)\*  $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{H}$  elektro-

\* A szövegben levő képletektől eltérően, az ábrákban a  
 vektorokat egy vonással, a mátrixokat pedig két vonással je-  
 löljük.

mágneses terét az irodalom alapján ki lehet számí-  
 tani. Ezt a problémát többek között SLATER [1]  
 vizsgálta, aki az elektromágneses teret az üregrezo-  
 nátor divergencia mentes vektorális  $\mathcal{E}_{as}$ ,  $\mathcal{H}_{as}$  saját  
 függvényei szerint sorbafejtette. (Az „a” a függvé-  
 nyek sorrendjét megadó index.)

$$\mathbf{E} = \sum_{a=1}^{\infty} V_{as} \mathcal{E}_{as} \quad (1)$$

$$\mathbf{H} = \sum_{a=1}^{\infty} I_{as} \mathcal{H}_{as} \quad (2)$$

Ezek után a Maxwell egyenleteket úgy alakította  
 át, hogy a sorfejtés ismeretlen  $V_{as}$  és  $I_{as}$  együtthatóira  
 egy végtelen sok egyenletből álló inhomogén algebrai  
 egyenletrendszert kapjon. A keresett elektromágneses  
 tér ezen algebrai egyenletrendszer megoldásából  
 nyerhető. TEICHMAN, WIEGNER [2] a sorfejtő  
 függvényrendszert rotációmentes  $\mathcal{E}_{ai}$ ,  $\mathcal{H}_{ai}$  függvé-  
 nyekkel egészítette ki.

Eredményeik áttekintéséhez vezessünk be vég-  
 telen dimenziós oszlop vektorokat, amelyek kompo-  
 nensei a 2. ábrán levő üregrezonátor elektromágneses  
 terét sorfejtő vektorális függvények, továbbá az  
 elektromágneses tér ismeretlen sorfejtési együtt-  
 hatói.

$$\mathcal{E} = \begin{bmatrix} \mathcal{E}_{1s} \\ \mathcal{E}_{1i} \\ \vdots \\ \mathcal{E}_{as} \\ \mathcal{E}_{ai} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad \mathcal{H} = \begin{bmatrix} \mathcal{H}_{1s} \\ \mathcal{H}_{1i} \\ \vdots \\ \mathcal{H}_{as} \\ \mathcal{H}_{ai} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad \mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_{1s} \\ V_{1i} \\ \vdots \\ V_{as} \\ V_{ai} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_{1s} \\ I_{1i} \\ \vdots \\ I_{as} \\ I_{ai} \\ \vdots \end{bmatrix}$$

A fenti vektorok segítségével az elektromágneses  
 tér sorfejtését az alábbi alakban kapjuk. ( $\tilde{\mathbf{V}}$  a transz-  
 ponált vektor.)

$$\mathbf{E} = \tilde{\mathbf{V}} \cdot \mathcal{E} \quad (3)$$

$$\mathbf{H} = \tilde{\mathbf{I}} \cdot \mathcal{H} \quad (4)$$

Vezessünk be két végtelen dimenziós diagonális  
 mátrixot is, amelyek komponensei a sorfejtő függ-  
 vények  $k_{as}$  és  $k_{ai}$  saját értékei, illetve a 0 és 1 számok.

$$\bar{\mathbf{k}} = \begin{bmatrix} k_{1s} & 0 & 0 & \dots & \dots \\ 0 & k_{1i} & 0 & \dots & \dots \\ 0 & 0 & k_{2s} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & 0 & k_{as} & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 & k_{ai} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}; \quad \bar{\mathbf{D}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & 1 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}$$

Az előbbi mátrixok felhasználásával a sorfejtő függvényrendszert előállító differenciálegyenletek vektorális formában írhatók fel:

$$\nabla \times \mathcal{E} = \bar{\mathbf{k}} \bar{\mathbf{D}} \mathcal{H} \quad (5)$$

$$\nabla \times \mathcal{H} = \bar{\mathbf{k}} \bar{\mathbf{D}} \mathcal{E}. \quad (6)$$

Az  $\mathcal{E}$  és  $\mathcal{H}$  végtelen dimenziós oszlopvektorok rotációját komponensenként kell képezni. A sorfejtő függvényekre vonatkozó határfeltételek az alábbiak:

$$\mathcal{E} \times \mathbf{n} = 0 \quad \text{az } F_e \text{ felületen} \quad (7)$$

$$\mathcal{H} \times \mathbf{n} = 0 \quad \text{az } F_m \text{ felületen.} \quad (8)$$

Az előbbiek alapján Slater által levezetett algebrai egyenletrendszerek:

$$\bar{\mathbf{k}} \bar{\mathbf{D}} \mathbf{I} - j\omega \varepsilon \mathbf{V} = -\bar{\mathbf{k}} \int_{F_m} (\mathbf{n} \times \mathbf{H}_i) \mathcal{E} df \quad (9)$$

$$\bar{\mathbf{k}} \bar{\mathbf{D}} \mathbf{V} + j\omega \mu \mathbf{I} = -\bar{\mathbf{k}} \int_{F_e} (\mathbf{n} \times \mathbf{E}_i) \mathcal{H} df. \quad (10)$$

formában nyerhetők, ahol

$\omega$  = a gerjesztő tér körfrekvenciája,

$\varepsilon$  = az üregrendszerben levő anyag dielektromos állandója,

$\mu$  = az üregrendszerben levő anyag permeabilitása.

KUROKAWA [3] igazolta, hogy (9) és (10) megoldása kielégíti a Maxwell egyenleteket.

A jelen dolgozatban SLATER módszerét az üregrendszerekre általánosítottuk.

### Maxwell-egyenletek átalakítása végtelen inhomogén algebrai egyenletrendszeré

Tekintsük az üregrendszerhez tartozó csatlakozó csőtápvonalak  $F_1$  illetve  $F_2$  felületekig terjedő szakaszaiból alkotott üregrezonátorokat is. Ha a csőtápvonal szakaszok hossza elég nagy és bennük csak egy hullámforma terjed, akkor a tangenciális elektromos tér elosztása az  $F_1$  és  $F_2$  felületeken adott és a tér amplitúdója pedig a gerjesztésekből kiszámítható. Ilyen módon egy olyan zárt felülethez jutunk, amely a teljes üregrendszert határolja, és rajta a tangenciális elektromos tér ismert. Az irodalomból ismeretes, hogy a Maxwell-egyenletek ilyen határfeltételek mellett egyértelműen megoldhatók.

Az elektromágneses tér meghatározásának nehézségeit úgy csökkentjük, hogy a csatolt üregrendszer egyik üregrezonátorát (1. ábrán  $\alpha$ -val jelölve) az üregrendszerből kiemeljük (3. ábra). A kiemelt üreg mindegyik csatlónyílásán definiálunk egy felületi sorfejtő függvényrendszert, amely a csatlónyílás

felületére nézve orthonormált és teljes. Ezeket a függvényeket pl. az  $l$ -ik csatlónyíláson az  $e_{1l}^z, e_{2l}^z, \dots, e_{kl}^z$ -val jelöljük, és az előbbiekhöz hasonlóan belőlük egy végtelen dimenziós oszlopvektort képezhetünk.

$$\mathbf{e}_l^z = \begin{bmatrix} e_{1l}^z \\ e_{2l}^z \\ \vdots \\ e_{kl}^z \\ \vdots \end{bmatrix} \quad \text{Határfeltétel: } \mathbf{e}_l^z \cdot \mathbf{s} = 0$$

ahol  $s$  = az  $f_l$  felület határgörbájének érintő egységvektora.

A kiemelt üreg elektromágneses terének meghatározásához az üreget elektromos fallal határolt zárt üregnek tekintjük, amely a csatlónyílások helyén levő  $\mathbf{E}_l^z$  tangenciális elektromos térrel van gerjesztve. Ez a gerjesztő tér azonos az üregrendszer megfelelő csatlónyílásaiban kialakuló és jelenleg ismeretlen tangenciális elektromos térrel. A gerjesztő teret a csatlónyílások felületén definiált függvényrendszerek szerint sorbafejthetjük.

$$\mathbf{E}_l^z = \begin{cases} \tilde{\mathbf{u}}_1^z \mathbf{e}_1^z & \text{az } f_1 \text{ felületen} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{u}}_l^z \mathbf{e}_l^z & \text{az } f_l \text{ felületen} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{u}}_n^z \mathbf{e}_n^z & \text{az } f_n \text{ felületen} \\ 0 & \text{a csatlónyílásokon kívül} \end{cases}$$

Természetes, hogy a sorfejtés együtthatóiból alkotott  $\mathbf{u}_l^z$  vektorok szintén ismeretlenek lesznek.

A kiemelt üreg elektromágneses terét leíró függvények  $\mathbf{V}^\alpha$  és  $\mathbf{I}^\alpha$  együtthatóit az  $\mathbf{E}_l^z$  értékének behelyettesítése után a (9) és (10) kifejezésekből kapjuk.

$$\mathbf{V}^\alpha = \frac{1}{j\omega \varepsilon} \bar{\mathbf{k}} \bar{\mathbf{D}} \mathbf{I}^\alpha \quad (11)$$

és

$$\mathbf{I}^\alpha = -\bar{\mathbf{Y}}^\alpha \left( \sum_{l=1}^n \bar{\mathbf{n}}_l^z \mathbf{u}_l^z \right). \quad (12)$$

A (12)-ben levő  $\bar{\mathbf{Y}}^\alpha$  egy diagonális mátrix, amelyet a (13) formula ír le.

$$\bar{\mathbf{Y}}^\alpha = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \bar{\mathbf{k}} \bar{\mathbf{k}} [k^2 \bar{\mathbf{I}} - (\bar{\mathbf{k}} \bar{\mathbf{D}})(\bar{\mathbf{k}} \bar{\mathbf{D}})]^{-1} \quad (13)$$

ahol

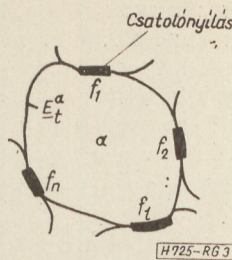
$\bar{\mathbf{I}}$  = a végtelen dimenziós egység mátrix,

$k = \omega \sqrt{\varepsilon \mu}$

Az  $\bar{\mathbf{n}}_l^z$  az  $l$ -ik csatlónyíláshoz rendelt végtelen dimenziós mátrix, amelyet a

$$\bar{\mathbf{n}}_l^z = \int_{f_l} (\mathcal{H}^\alpha \times \mathbf{n}) \tilde{\mathbf{e}}_l^z df = \begin{bmatrix} \left\{ \int_{f_1} (\mathcal{H}_{1s}^\alpha \times \mathbf{n}) e_{1l}^z df \right\} & \left\{ \int_{f_1} (\mathcal{H}_{1s}^\alpha \times \mathbf{n}) e_{2l}^z df \right\} & \dots \\ \left\{ \int_{f_2} (\mathcal{H}_{2s}^\alpha \times \mathbf{n}) e_{1l}^z df \right\} & \left\{ \int_{f_2} (\mathcal{H}_{2s}^\alpha \times \mathbf{n}) e_{2l}^z df \right\} & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \left\{ \int_{f_n} (\mathcal{H}_{ns}^\alpha \times \mathbf{n}) e_{1l}^z df \right\} & \left\{ \int_{f_n} (\mathcal{H}_{ns}^\alpha \times \mathbf{n}) e_{2l}^z df \right\} & \dots \end{bmatrix} \quad (14)$$




 3. ábra. Kiemelt  $\alpha$  jelű üregrezonátor

$$P_m^\alpha = \frac{1}{2} \int_{f_m} \mathbf{E}_i^\alpha(\mathbf{H}^{\alpha*} \times \mathbf{n}) \, df = -\frac{1}{2} \sum_{l=1}^n [(\tilde{\mathbf{u}}_m^\alpha \tilde{\mathbf{n}}_m^\alpha)(\bar{\mathbf{Y}}^\alpha)^* (\bar{\mathbf{n}}_l^\alpha \mathbf{u}_l^\alpha)^*] \quad (16)$$

Ugyancsak kiemeljük a csatolt üregrendszerből az  $\alpha$  üregrezonátorral szomszédos  $\beta$  üregrezonátort is. Kiszámítjuk a  $\beta$  üreg elektromágneses terét. Végül a (16)-hoz hasonló alakban megkapjuk az  $\alpha$  és  $\beta$  üreg „ $m$ ”-mel jelölt közös csatolónyílásán keresztül a  $\beta$  üregbe folyó  $P_m^\beta$  teljesítményt.

$$P_m^\beta = \frac{1}{2} \sum_{l'=1}^{n'} [(\tilde{\mathbf{u}}_m^\beta \tilde{\mathbf{n}}_m^\beta)(\bar{\mathbf{Y}}^\beta)^* (\bar{\mathbf{n}}_{l'}^\beta \mathbf{u}_{l'}^\beta)^*]. \quad (17)$$

A (16) és (17) kifejezéseknek egymással egyenlőnek kell lenni. Ha az üregek közös csatolónyílásában a tangenciális elektromos teret mindkét oldalról azonos felületi függvények szerint fejtettük sorba, akkor  $\mathbf{u}_m^\alpha = \mathbf{u}_m^\beta$  és

$$\sum_{l=1}^n (\tilde{\mathbf{n}}_m^\alpha \bar{\mathbf{Y}}^\alpha \bar{\mathbf{n}}_l^\alpha) \mathbf{u}_l^\alpha + \sum_{l'=1}^{n'} (\bar{\mathbf{n}}_m^\beta \bar{\mathbf{Y}}^\beta \bar{\mathbf{n}}_{l'}^\beta) \mathbf{u}_{l'}^\beta = 0. \quad (18)$$

Ebből egy homogén egyenletrendszer adódik, amelynek ismeretlenei az  $\alpha$  és  $\beta$  üregek csatolónyílásainak tangenciális elektromos terét leíró függvénysorok együtthatói. Ezt a számítást elvégezzük a csatolt üregrendszer összes üregeire. (Beleértve a csőtápvonalszakaszokból kialakított üregeket is.) Az áthaladó elektromágneses teljesítmények kifejezésének azonosítása a többi csatolónyílás felületén újabb egyenletrendszereket szolgáltat. A csőtápvonalszakaszokból kialakított üregek  $F_1$  és  $F_2$  felületén a tangenciális elektromos tér értéke a gerjesztésből ismert, ezért itt az elektromos tér függvénysorának együtthatói is adottak. Emiatt az egyenletrendszerek egy része homogén, a másik része pedig inhomogén lesz.

A csatolónyílásokhoz tartozó egyenletrendszerek egyesítéséből egy olyan végtelen inhomogén algebrai egyenletrendszer adódik, amely ekvivalens a Maxwell-egyenletekkel és ismeretlenei az üregrendszer csatolónyílásaiban levő tangenciális elektromos teret leíró függvénysorok együtthatói.

Kimutatható, hogy az ismeretlenek és az egyenletek száma azonos.

### Az üregrendszer helyettesítő kapcsolásának meghatározása

A Maxwell-egyenletekkel ekvivalens algebrai egyenletrendszerből az üregrendszer helyettesítő kap-

kifejezésből kapunk.

A mágneses tér az  $\mathbf{I}^\alpha$  ismeretében a (4) alapján adódik.

$$\mathbf{H}^\alpha = -\left[ \bar{\mathbf{Y}}^\alpha \left( \sum_{l=1}^n \bar{\mathbf{n}}_l^\alpha \mathbf{u}_l^\alpha \right) \right] \mathcal{H}^\alpha. \quad (15)$$

Az  $\alpha$  üreg  $m$ -ik csatolónyílásából kijövő  $P_m^\alpha$  teljesítmény a komplex Poynting vektor felületi integráljából nyerhető. (\*-gal a konjugáltat jelöljük.)

csolása is meghatározható. Ezt lépésenként az üregrendszer egyes üregeire külön-külön végezhetjük el.

Például az  $\alpha$  üreget helyettesítő részkapcsolás kimenőkapocs-párjainak számát úgy kell megválasztani, hogy kapocspárok annyi csoportból álljanak, ahány csatolónyílás van az  $\alpha$  üreg oldalfalán. Mindegyik csatolónyíláshoz egy kapocspár csoport tartozik. Az egyes csoportokban pedig annyi kapocspár legyen, ahány felületi függvénnyel fejtettük sorba az ehhez a csoporthoz tartozó csatolónyílás tangenciális elektromos terét.

Miután a nagyméretű csatolónyílások tangenciális elektromos terét végtelen sok függvénnyel lehet sorbafejteni, ezért az egyes csoportok is végtelen sok kapocspárt tartalmaznak.

A helyettesítő kapcsolás  $\bar{\mathbf{Y}}_c^\alpha$  admittanciamátrixának kiszámításakor az egyes kapocspár csoportokba tartozó kapocspárokon levő feszültségeket egyetlen végtelen dimenziós vektorba vonjuk össze. E vektor komponenseit a kapocspárok feszültségei alkotják. Ha az  $\alpha$  üreg kimenő kapocspárjaira a csatolónyílások tangenciális elektromos terét leíró függvénysorok  $\mathbf{u}_{kl}^\alpha$  együtthatóival megegyező feszültséget adjuk, akkor például az  $m$ -ik kapocspár csoportból kijövő teljesítményt

$$W_m^\alpha = -\frac{1}{2} \sum_{l=1}^n \tilde{\mathbf{u}}_m^\alpha \bar{\mathbf{Y}}_{ml}^* \mathbf{u}_l^{\alpha*} \quad (19)$$

formula adja. Itt az  $\bar{\mathbf{Y}}_{ml}^\alpha$  a még ismeretlen helyettesítő kapcsolás  $\bar{\mathbf{Y}}_c^\alpha$  admittanciamátrixának rész-mátrixa.

A helyettesítő kapcsolás és az üregrezonátor akkor egyenértékű, ha a (16) és (19) formulákkal megadott teljesítmények egyenlők. Ebből az

$$\bar{\mathbf{Y}}_{ml} = \tilde{\mathbf{n}}_m^\alpha \bar{\mathbf{Y}}^\alpha \bar{\mathbf{n}}_l^\alpha \quad (20)$$

kifejezés nyerhető. A (20) segítségével felírhatjuk az üreg helyettesítő kapcsolásának  $\bar{\mathbf{Y}}_c^\alpha$  admittanciamátrixát.

$$\bar{\mathbf{Y}}_c^\alpha = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{n}}_1^\alpha \bar{\mathbf{Y}}^\alpha \bar{\mathbf{n}}_1^\alpha & \dots & \tilde{\mathbf{n}}_1^\alpha \bar{\mathbf{Y}}^\alpha \bar{\mathbf{n}}_n^\alpha \\ \tilde{\mathbf{n}}_2^\alpha \bar{\mathbf{Y}}^\alpha \bar{\mathbf{n}}_1^\alpha & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{n}}_n^\alpha \bar{\mathbf{Y}}^\alpha \bar{\mathbf{n}}_1^\alpha & \dots & \tilde{\mathbf{n}}_n^\alpha \bar{\mathbf{Y}}^\alpha \bar{\mathbf{n}}_n^\alpha \end{bmatrix} \quad (21)$$

A helyettesítő kapcsolás kapocspár csoportjaiból kifolyó áramok  $\mathbf{i}_m^z$  vektorát az

$$\mathbf{i}_m^z = - \sum_{l=1}^n \left( \tilde{\mathbf{n}}_m^z \bar{\mathbf{Y}}^\alpha \bar{\mathbf{n}}_l^z \right) \mathbf{u}_l^z \quad (22)$$

kifejezés szolgáltatja.

Az  $\mathbf{u}_l^z$  és  $\mathbf{i}_m^z$  vektorok helyett új változókat vezetünk be.

$$\mathbf{U}_l^z = \bar{\mathbf{n}}_l^z \mathbf{u}_l^z \quad (23)$$

$$\mathbf{i}_m^z = \tilde{\mathbf{n}}_m^z \mathbf{J}_m^z. \quad (24)$$

Helyettesítsük be a (22)-be a (23) és (24) összefüggéseket, akkor az

$$\mathbf{J}_m^z = -\bar{\mathbf{Y}}^\alpha \left( \sum_{l=1}^n \mathbf{U}_l^z \right) \quad (25)$$

adódik.

Ha a  $\mathbf{J}_m^z$  vektor komponenseit áramoknak, az  $\mathbf{U}_l^z$  vektor komponenseit pedig feszültségeknek tekintjük, akkor a (25) kifejezés egy hálózatot határoz meg. Ebben a hálózatban is „n” számú kimenő kapocspár csoport található. Az egyes kapocspár csoportokba tartozó kapocspárokon az  $\mathbf{U}_l^z$  vektor komponenseivel azonos feszültségek mérhetők. A (25) kifejezés alapján a kapocspár csoportok és az  $\bar{\mathbf{Y}}^\alpha$  admittancia mátrixszal megadott hálózat azonos sorrendű kapocspárjai egymással sorosan vannak összekötve. Az  $\bar{\mathbf{Y}}^\alpha$  mátrix diagonális, ezért csak egymástól független kétpólusokat tartalmaz. Ilyen módon a (25) által megadott alaphálózat végtelen sok egymástól független részre bontható. Mindegyik rész egymással sorosan kapcsolt „n” számú kapocspárt és egy két-pólust tartalmaz. A kétpólusok admittanciáját az  $\bar{\mathbf{Y}}^\alpha$  fődiagonálisában álló kifejezések adják meg. Ezek a (13) alapján az alábbiak:

$$y_{as}(\omega) = j \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \frac{(\omega \sqrt{\varepsilon \mu}) k_{as}}{k_{as}^2 - [\omega \sqrt{\varepsilon \mu}]^2} \quad (26)$$

$$y_{ai}(\omega) = -j \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \frac{k_{ai}}{\omega \sqrt{\varepsilon \mu}} \quad (27)$$

A (26) egy soros rezgőkört a (27) pedig egy induktivitást határoz meg, amelyekben levő áramköri elemek nagysága az a-ik divergencia, vagy rotációmentes üregsorfejtő függvény  $k_{as}$ , vagy  $k_{ai}$  saját értékéből kiszámítható.

Az  $\alpha$  üreg helyettesítő kapcsolás (4. ábra) úgy alakítható ki, hogy a (25) által adott alaphálózat mindegyik kapocspár csoportjához egy úgynevezett „általánosított transzformátor” kapcsolunk. Az általánosított transzformátorok tulajdonságai a (23) és (24) egyenletekből meghatározhatók. Ezért ezeknek jellemzésére az  $\tilde{\mathbf{n}}_l^z$  mátrix szolgál.

Bizonyítható, hogy az általánosított transzformátorok kizárólag ideális transzformátorok felhasználásával megvalósíthatók. Az ideális transzformátorok áttételét az  $\tilde{\mathbf{n}}_l^z$  mátrix elemei adják.

Az  $\alpha$  üreg mindegyik csatolónyílásához egy-egy általánosított transzformátor tartozik. Az általánosított transzformátorok a (26) vagy (27) formulák-

kal megadott soros rezgőkörön, vagy induktivitásokon keresztül kapcsolódnak egymáshoz. A (26) és (27) formulákból látható, hogy a csatolónyílások méretei az induktivitásoknak és a soros rezgőkörök áramköri elemeinek nagyságát nem befolyásolják.

A 4. ábrán levő kapcsolás további vizsgálatához írjuk fel az  $\tilde{\mathbf{n}}_l^z$  mátrixot, oszlopvektor alakjában:

$$\tilde{\mathbf{n}}_l^z = \begin{bmatrix} \tilde{n}_{l1}^z \\ \tilde{n}_{l2}^z \\ \vdots \\ \tilde{n}_{la}^z \\ \vdots \end{bmatrix}. \quad (28)$$

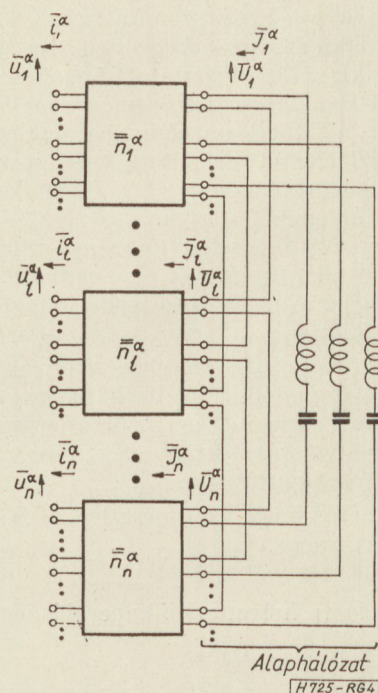
Az oszlopvektor komponensei az  $\tilde{\mathbf{n}}_l^z$  soraiból alkotott sorvektorok.

Helyettesítsük be a (28) kifejezést a (20)-ba, akkor az

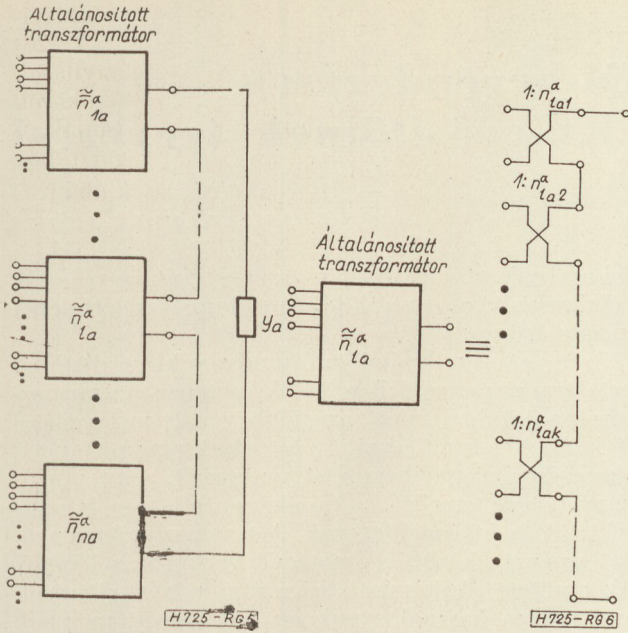
$$\bar{\mathbf{Y}}_{ml} = \sum_{a=1}^{\infty} y_a(\omega) (\mathbf{n}_{l,a}^z \tilde{\mathbf{n}}_{la}^z) \quad (29)$$

formulát nyerjük.

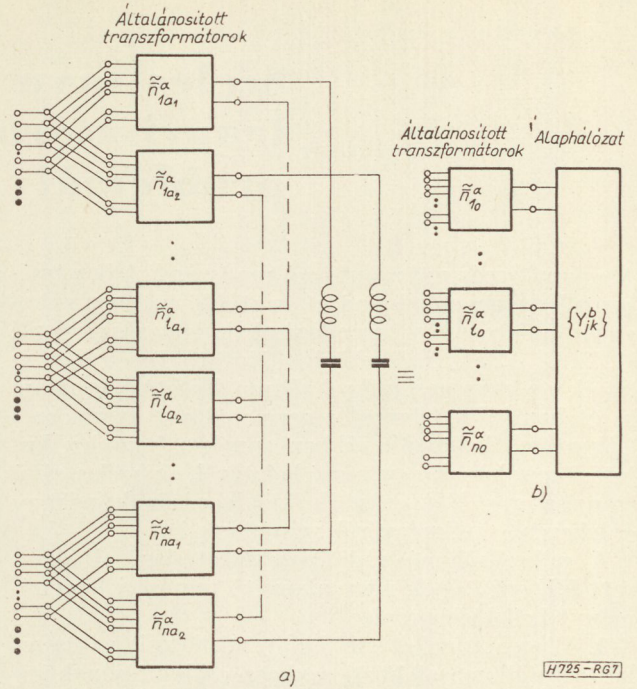
Az  $y_a$  a (26), vagy (27) kifejezésekből adódik. A (29)-ből látható, hogy az  $\alpha$  üregrezonátort helyettesítő kapcsolás  $\bar{\mathbf{Y}}^\alpha$  admittanciamátrixát végtelen sor alakjában is fel lehet írni. Ez azt jelenti, hogy a 4. ábrán levő kapcsolás a kimenő kapocspároknál párhuzamosan kapcsolt részáramkörökre bontható fel. A részáramkörök admittanciamátrixát a (29) tagjaiból képezzük. Az előbbiekhöz hasonló módon belátható, hogy mindegyik részáramkör az  $\alpha$  üregrezonátor csatolónyílásaihoz rendelt általánosított transzformátorokból és a köztük kapcsolatot létesítő egyetlen induktitásból, vagy soros rezgőkörből épül fel (5. ábra). Az l-ik csatolónyíláshoz rendelt ( $\tilde{\mathbf{n}}_{la}^z$  sorvektorral jellemzett) általánosított transzfor-



4. ábra.  $\alpha$  üregrezonátor helyettesítő kapcsolása



5. ábra.  $\alpha$  üregrezonátor helyettesítő kapcsolásának egyik részáramköre



7. ábra. Összevont részáramkörök

mátort a 6. ábra mutatja. A (26) vagy (27) alapján az üregrezonátor mindegyik saját függvényéhez egyetlen ilyen részáramkör tartozik.

Az  $\alpha$  üregrezonátor helyettesítő kapcsolásának két részáramkörét összevonhatjuk, ha a részáramkörök-höz tartozó  $\mathcal{H}_{a_1}^\alpha$  és  $\mathcal{H}_{a_2}^\alpha$  saját függvények között az alábbi arányossági összefüggés áll fenn.

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_{a_1}^\alpha &= \alpha_1 \mathcal{H}_0^\alpha; & \mathcal{H}_{a_2} &= \beta_1 \mathcal{H}_0^\alpha & \text{az } f_1 \text{ felületen} \\ \vdots & & \vdots & & \\ \mathcal{H}_{a_1}^\alpha &= \alpha_l \mathcal{H}_0^\alpha; & \mathcal{H}_{a_2} &= \beta_l \mathcal{H}_0^\alpha & \text{az } f_l \text{ felületen} \\ \vdots & & \vdots & & \\ \mathcal{H}_{a_1}^\alpha &= \alpha_n \mathcal{H}_0^\alpha; & \mathcal{H}_{a_2} &= \beta_n \mathcal{H}_0^\alpha & \text{az } f_n \text{ felületen} \end{aligned} \quad (30)$$

Az eredeti és az összevont áramköröket a 7. ábra mutatja. A 7. ábrán levő összevont áramkör alaphálózatának admittancia paramétereit az

$$Y_{jk}^b = \alpha_j \alpha_k Y_{a_1} + \beta_j \beta_k Y_{a_2} \quad (31)$$

összefüggésből számíthatjuk ki. Az alaphálózatához csatlakozó általánosított transzformátorokat jellemző sorvektort pedig az

$$\tilde{n}_{l_0} = \int_{f_l} (\mathcal{H}_0^\alpha \times \mathbf{n}) \tilde{\mathbf{e}}_l^z df \quad (32)$$

integrálból kapjuk. A (31) és (32) összefüggéseket a két részáramkör admittanciamátrixának összeadásával igazolhatjuk. Ha a (30)-hoz hasonló arányossági kapcsolat kettőnél több sajátfüggvény között is fennáll, akkor a hozzájuk tartozó részálózatokat a (31) és (32)-hez hasonló szabályok szerint vonhatjuk össze. A homogén csótápvonalszakaszból készült üregrezonátorok helyettesítő kapcsolásának felrajzo-

lásakor az összevonási szabályok előnyösen alkalmazhatók.

A [4] értekezésből és az [5] előadásból következik, hogy a teljes csatolt üregrendszer helyettesítő kapcsolásában a szomszédos üregrezonátorokat helyettesítő hálózatokat a közös csatolónyílásokhoz tartozó általánosított transzformátorok megfelelő kapcsolárpárjain keresztül össze lehet kapcsolni. A csatolt üregrendszer helyettesítő kapcsolásának ismeretében a csatolt üregrendszerek eddig megoldatlan elektromágneses térelméleti problémáját visszavezettük a koncentrált paraméterű hálózatokra vonatkozó feladat megoldására. Ennek alapján a csatolt üregrendszerekre kitűzött analízis feladatokat meg tudjuk oldani.

Befejezésül szeretnék köszönetet mondani a Táv-  
közlési Kutató Intézet Igazgatóságának, hogy a dolgozat elkészítését lehetővé tette, továbbá dr. Almássy György, dr. Berceli Tibor, dr. Csibi Sándor, dr. Csurgai Árpád, dr. Géher Károly, Róna Péter, Uzsoki Miklós kollégáimnak, hogy az Intézetben tartott szemináriumok vitáin és egyéni beszélgetések keretében segítettek munkámat.

IRODALOM

1. J. C. Slater: Mikrohullámú elektronika, Akadémiai Kiadó 1953.
2. T. Teichmann: E. P. Wiegner: J. Appl. Phys. 1953. p. 262.
3. K. Kurokawa: MTT-6. 1958. p. 178.
4. Reiter György: Kandidátusi Értkezés 1964.
5. G. Reiter: Solution of Field Equations for Strongly Coupled Cavity Systems.  
„Symposium on Electromagnetic Wave Theory” Delft. 1965. konferencián tartott előadás.

## Széles sávú FM-berendezések tranzisztoros KF-erősítőinek tervezési problémái

ETO 621.375.4.018.424 : 621.376.3

A sokcsatornás mikrohullámú rendszerek fejlesztésében a lényeges előrehaladást az utóbbi években világszerte a félvezetős berendezések kidolgozása jelenti [1, 2, 3, 4, 5]. A Távközlési Kutató Intézetben is folyik az egységes mikrohullámú kutatási program keretében [6] a félvezetős gerinchálózati berendezés fejlesztése. A következőkben ennek a komplex kutatási munkának egy részfeladatáról, a széles sávú tranzisztoros KF erősítők kidolgozásának néhány érdekesebb eredményéről számolunk be.

A mikrohullámú rádióösszeköttetésben alkalmazott KF erősítőnek négy alapvető minőségi követelményt kell kielégítenie:

1. Elegendő erősítéssel kell rendelkeznie az összeköttetés állomásai közti szakasz csillapításának kiegyenlítéséhez. A szakaszcillapítás fading következtében létrejövő változásai miatt az erősítés automatikus szabályzására is szükség van.

2. Az információátvitelhez szükséges frekvenciasávban a lehető legállandóbb amplitúdó- és futási idő-karakterisztikával kell bírnia, mivel a KF erősítő lineáris torzításai ismeretes módon az alapsávi jel nonlinearis torzításait idézik elő.

3. Elegendő szelektivitást kell adnia az összeköttetés szomszédos rádiócsatornáit által keltett interferenciájak elnyomásához.

4. Az elérhető legkisebb zajtényezővel kell rendelkeznie, hogy az erősítő hozzájárulása a termikus zajokhoz minimális legyen.

### 1. Tranzisztoros KF erősítő tervezési szempontjai

A tranzisztoros erősítők tervezési szempontjainak tárgyalása előtt érdemes röviden áttekinteni az elektroncsöves erősítőknél használt megoldásokat. Az elektroncsöves áramkörökben erősítésre széles sávú pentódákat alkalmaznak. A csövek közti csatolóáramkör a legtöbb esetben két csatolt rezgőkörből álló sávszűrő, melynek hangolókapacitásait a cső jósági tényező kihasználása érdekében legnagyobb részt az elektróda-kapacitások alkotják. Ez a megoldás azért célravezető, mert az ipari csövek gyártásánál elegendően szűk kapacitás-toleranciák biztosíthatók a sávszűrők behangolásához. Megfelelő kompenzáló kapcsolásokkal a csőkapacitások munkapont-függése és ezzel az átviteli karakterisztika erősítés-szabályzással való változása is kiküszöbölhető. Az elektroncsöves erősítőknél használt sávszűrős csatolásnak azonban van egy hátrányos tulajdonsága is. A csatolt rezgőkörös sávszűrő átviteli karakterisztikája nem rendelkezik csillapítás-pólussal, emiatt az áteresztő- és zárósávbéli jellemzők között nem ad jó kompromisszumot. Ennek az a következménye, hogy szigorú szelektivitás-követelményeket

fokozatonként elosztott sávszűrős csatolással csak túlságosan nagy futási idő ingadozás mellett lehet megvalósítani.

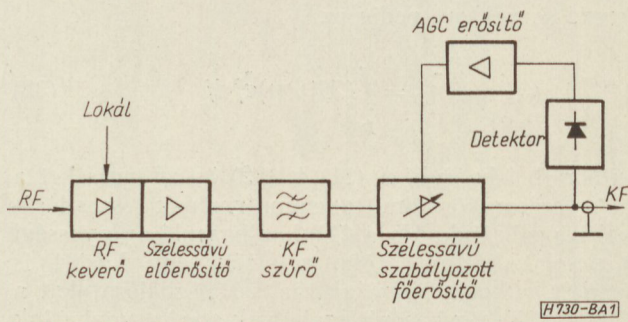
Széles sávú mikrohullámú rendszerekben alkalmazott tranzisztoros KF erősítők esetében a tranzisztorok sajátosságai miatt az előbb vázolt megoldástól el kell és el lehet térni. A tranzisztor admittanciái lényegesen nagyobb szórást mutatnak, mint a csőkapacitások, emellett a munkaponttól és a hőmérséklettől is jobban függenek. A tranzisztor kimenete és bemenete között számottevő visszahatás lép fel. Az említett okok miatt szigorú minőségi előírások esetén nem használhatunk olyan erősítőt, melynek szelektivitás-karakterisztikáját a tranzisztor reaktanciái által hangolt sávszűrők alakítják ki. A probléma megoldására kétféle lehetőség kínálkozik:

1. Megtartva a fokozatok közti sávszűrős csatolást, csökkenthetjük a tolerancia-érzékenységet oly módon, hogy az áramkörben külön beépített, állandó kapacitásokat alkalmazunk. A fokozatonként elosztott sávszűrők miatt azonban ez esetben is nagy csoportfutási idő-ingadozás adódik.

2. Előnyösebb megoldás, ha a tolerancia-érzékenység csökkentésére az előírt sávzélességnél lényegesen nagyobb sávzélességű, hangolatlan, aluláteresztő típusú erősítőt készítünk, és a sáv behatárolására külön szűrőt alkalmazunk. Ekkor egyrészt a kisebb kihasznált sávzélesség, másrészt az aluláteresztő jellegű csatolóáramkör egyszerűbb felépítése miatt, a toleranciák hatása kevésbé lesz érezhető.

Mindkét megoldás hátránya, hogy a tranzisztor jósági tényezőjét nem használjuk ki teljes mértékben. A korszerű nagyfrekvenciás tranzisztorok határfrekvenciája azonban nagyobb a csövéknél, így a követelményeket az elméletileg elérhető erősítés-sávzélesség szorzat jelentékeny részének feláldozásával is kielégíthetjük.

Az 1. ábra a fenti megfontolásoknak megfelelő KF erősítő egyszerűsített blokk-sémáját mutatja. A középfrekvenciás rész két széles sávú erősítőtől,



1. ábra. Széles sávú mikrohullámú rendszer vevőjének középfrekvenciás része. Erősítés: 70 dB; AGC átfogás: 40 dB; sávzélesség ( $\pm 0,2$  dB): 55–85 MHz; zajtényező: 3,5 dB

a mikrohullámú keverőhöz csatlakozó előerősítőből és a főerősítőből áll. A szelektivitás-karakterisztikát különálló, LC elemekből felépített sávszűrő alakítja ki. Az erősítőtől független sávszűrővel az előírt szelektivitás-követelményeket minimális csoportfutási idő-ingadozás mellett tudjuk kielégíteni [7]. Az ábrán feltüntettük a nagy kapacitású FM rendszerek KF erősítőire vonatkozó előírásokat. Az előírt erősítés kb. 70 dB, az erősítés-szabályzás átfogása 40 dB, a kis torzítású sávzélesség 55-től 85 MHz-ig terjed, a zajtényező kb. 3,5 dB. A szelektivitas- és futási idő-karakterisztikákat az erősítő csak kismértékben befolyásolja, ezért az ezekre vonatkozó adatokat nem tüntettük fel.

**2. Erősítő fokozat**

A széles sávú erősítőben a tranzisztorokat földelt bázisú kapcsolásban alkalmazzuk. Ezt elsősorban a nagy határfrekvencia indokolja. Kereskedelmi forgalomban kaphatók tranzisztorok, melyeknek határfrekvenciája földelt bázisú kapcsolásban 500 MHz-nél nagyobb, tehát lényegesen nagyobb a középfrekvencia értékénél. A földelt bázisú tranzisztor áramerősítése jó közelítéssel egységnyi és igen állandó érték. Szóba jöhetne még a földelt emitters csatlakozás alkalmazása is, ebben a kapcsolásban azonban a határfrekvencia a KF sáv alatt van, így kompenzálásra, vagy visszacsatolásra lenne szükség. Ezek a megoldások a hőmérsékletváltozásra és tranzisztorcserére vonatkozó stabilitás szempontjából rosszabb eredményeket adnak a földelt bázisú fokozatoknál. A földelt bázisú kapcsolás mellett szól még nagyobb linearitása is, ami a nagy szintű fokozatoknál fontos szempont.

A földelt bázisú tranzisztor egyszerűsített helyettesítő kapcsolásait mutatja a 2. ábra. Az első helyettesítő kapcsolás a gyakran használt nagyfrekvenciás T-kapcsolás, mely feltünteti az emitter és bázis közti,  $r_e$  és  $c_e$  elemekből álló, diffúziós admittanciát, a bázis-réteg  $r_{bb'}$ , ohmos ellenállását, az áramerősítést helyettesítő áramgenerátort, valamint a kollektor-bázis kapacitásokat. A kapcsolás kis bemeneti és nagy kimeneti impedanciája miatt legjobban áramerősítőként tárgyalható, ezért célszerű a második

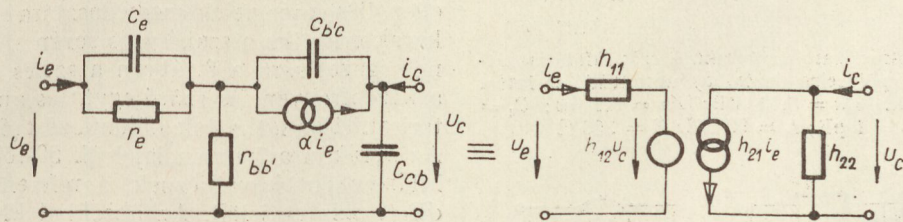
helyettesítő kapcsolásban feltüntetett h-paraméteres ábrázolás. A T-kapcsolásból számított h-paramétereket megengedhető egyszerűsítések után az alábbi összefüggések adják meg:

h-paraméterek	AFY11 $U_c = -8V, I_E = 10 \text{ mA}$
$h_{11} \cong r_{11} + pL_{11}$	$r_{11} = 6 \Omega \quad L_{11} = 15 \text{ nH}$
$h_{12} \cong pr_{bb'}C_{b'e}$	$r_{bb'}C_{b'e} = 20 \text{ ps}$
$h_{21} \cong \alpha \cong \frac{\alpha_0}{1 + \frac{p}{2\pi f_\alpha}}$	$\alpha_0 = 0,98 \quad f_\alpha = 500 \text{ MHz}$
$h_{22} = p(C_{b'e} + C_{cb})$	$C_{b'e} + C_{cb} = 2,5 \text{ pF}$

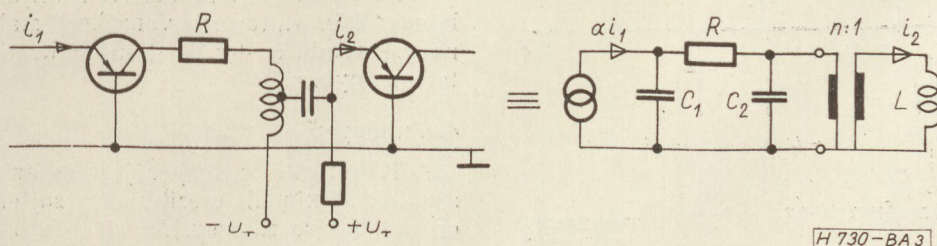
Ezekből kitűnik, hogy a tranzisztor bemeneti induktív jellegű, kimenőimpedanciája viszont kapacitásnak tekinthető. A táblázat jobboldali oszlopa az általunk használt Siemens AFY 11 típus jellemző adatait tünteti fel.

A földelt bázisú tranzisztorral kialakított erősítőkapcsolást a 3. ábra mutatja. A fokozatok közti csatolóáramkör nagyfrekvenciás szempontból egyetlen transzformátorból és egy soros ellenállásból áll. A transzformátor adja a fokozat áramerősítést, az ellenállás a sávzélesség biztosítására szolgál. A kapcsolás mellett felrajzolt helyettesítő képből kitűnik, hogy a csatolóáramkör aluláteresztő szűrőnek tekinthető, melynél  $C_1$  a tranzisztor kimenő kapacitása és a szórt kapacitás összegét jelenti,  $C_2$  a transzformátor szórt kapacitása,  $L$  a vezetékvezetés és a transzformátor szórt induktivitásának, valamint a tranzisztor bemeneti induktivitásának összege. A fokozat áramerősítést a helyettesítő kapcsolás alapján a következő kifejezés adja:

$$A(p) = \frac{i_2}{i_1} = \frac{n}{1 + \frac{p}{\omega_\alpha} + pRC_1 + p^2n^2L(C_1 + C_2) + p^3n^2LC_1C_2R} \cdot \alpha_0 \tag{1}$$



2. ábra. Földelt bázisú tranzisztor helyettesítő kapcsolásai [H 730-BA 2]



3. ábra. Aluláteresztő jellegű erősítőfokozat földelt bázisú tranzisztorral [H 730-BA 3]

A transzfer függvény pólus-elrendezését a 4a ábra tünteti fel. A fokozat erősítésének kifejezésében szereplő első tényező a tranzisztor áramerősítésének frekvenciafüggését írja le, az ehhez tartozó pólus jóval a KF sáv felett helyezkedik el, ezért hatása első közelítésben elhanyagolható, később a számított értékek kis korrekciójával vehető figyelembe. A második tényező a csatolóhálózat harmadfokú transzfer függvénye. Ennek méretezésénél a  $C_1$  kapacitás, valamint az  $L$  induktivitás értéke adott, az  $R$  és  $C_2$  elemek megfelelő megválasztásával lehet a kívánt átviteli karakterisztikát kialakítani.  $C_2$  változtatása a transzformátor tekercselésének módosításával történhet. A maximális sáv szélesség elérése céljából Csebisev-típusú átviteli karakterisztikát választottunk. A 4b ábrán felrajzolt átviteli karakterisztikák, valamint a megadott számértékek 6 dB-es fokoza-

tonkénti erősítésre vonatkoznak. A fokozat erősítés-ingadozása 100 MHz-es sáv szélességben kb. 0,01 dB, a futási idő ingadozás a 30 MHz sáv szélességű KF sávban kb. 0,1 ns. A mérési eredmények a számított értékekkel jó egyezést mutattak.

A gyárthatóság szempontjából igen lényeges az erősítő tolerancia-érzékenysége. Az elvégzett tolerancia-számítások kimutatták, hogy az 55–85 MHz-es frekvenciasávban a kapcsolási elemek 1%-os megváltozása kb. 0,01 dB rendű amplitúdó görbe változást hoz létre, tehát ugyanakkora nagyságváltozást, mint maga a névleges ingadozás. Lényeges azonban az, hogy ez a változás minden esetben a frekvencia függvényében csaknem matematikailag pontos egyenes karakterisztikával ábrázolható, emellett a  $C_1$  és  $R$  elemek változásának hatása ellentétes az  $L$  és  $C_2$  elemek hatásával. A változások így egymást kompenzálhatják. Ezt a körülményt kihasználva a többfokozatú erősítő egyetlen fokozatában  $C_2$  helyén trimmer kondenzátort alkalmaztunk, mellyel valamennyi elem toleranciájának hatása kiegyenlíthető.

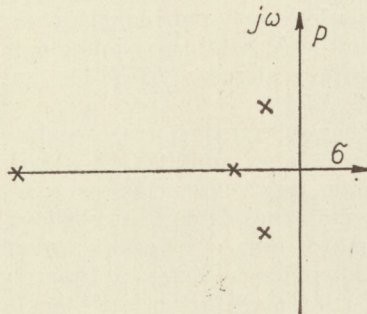
### 3. Erősítés-szabályzás

Elektroncsöves erősítőknél az erősítés-szabályzás a cső munkapontjának változtatásával történik. Széles sávú tranzisztoros erősítőknél hasonló megoldás nem alkalmazható, mivel a munkaponttal a tranzisztor kimeneti és bemeneti impedanciája is változik, ez pedig az amplitúdó-karakterisztika megváltozását eredményezi. Földelt bázisú erősítőnél ehhez járul az a körülmény, hogy a hatásos szabályzóhoz az emitter áramot igen kis értékre kell csökkenteni, ekkor viszont a fokozat túlvezérlődik.

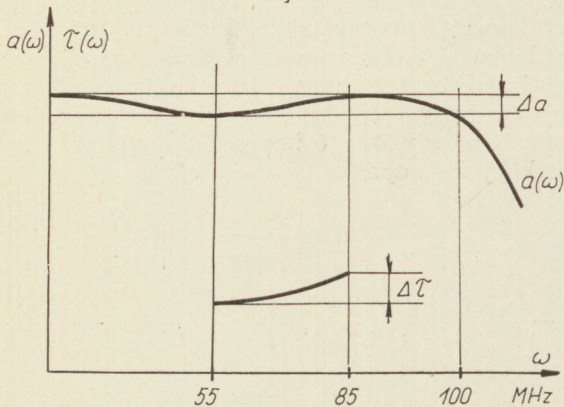
Az erősítés-szabályzást ezért változó impedanciájú diódával oldottuk meg. Az 5. ábra egy szabályzott fokozat kapcsolását mutatja. A kollektorköri soros ellenállás itt két részből, az  $R_1$  és  $R_2$  ellenállásból tevődik össze. A dióda a két ellenállás között a söntágban helyezkedik el. A szabályzó feszültség a dióda nyitóirányú feszültségét változtatja, és ezzel változó árameloszlást hoz létre a dióda és az  $R_2$  ellenállás között. A fokozat transzfer függvényének részletesebb vizsgálatával kimutatható, hogy az  $R_1$  és  $R_2$  ellenállások megfelelő megválasztása esetén az átviteli karakterisztika a szabályzás során alig változik. Ennek igazolására a 6. ábrán a széles sávú erősítő és a középfrekvenciás szűrő együttes amplitúdó-karakterisztikáját láthatjuk különböző erősítések mellett. Az ábrákon a frekvenciajelzők 50-től 90 MHz-ig 10 MHz-enként következnek, a referenciavonal a -1 dB-es szintet jelöli. Az ábrákból kitűnik, hogy 40 dB-es szabályzás során az átviteli karakterisztika  $\pm 0,1$  dB-en belül állandó. Itt említjük meg, hogy a hőmérséklet-változásra vonatkozó stabilitás hasonló nagyságrendű a +5 és +45 °C közti hőmérséklet-tartományban.

### 4. Zajtényező

A KF erősítő zajtényezője függ az erősítés nagyságától. Maximális erősítésnél a zajtényezőt az előerősítő határozza meg. Az előerősítő első fokozatának a kis zajtényező mellett nagy teljesítményerősítő



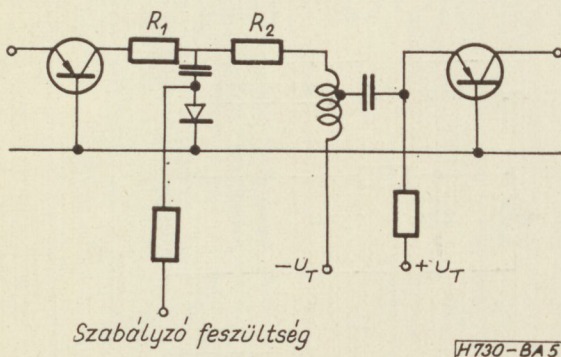
a)



b)

H730-BA4

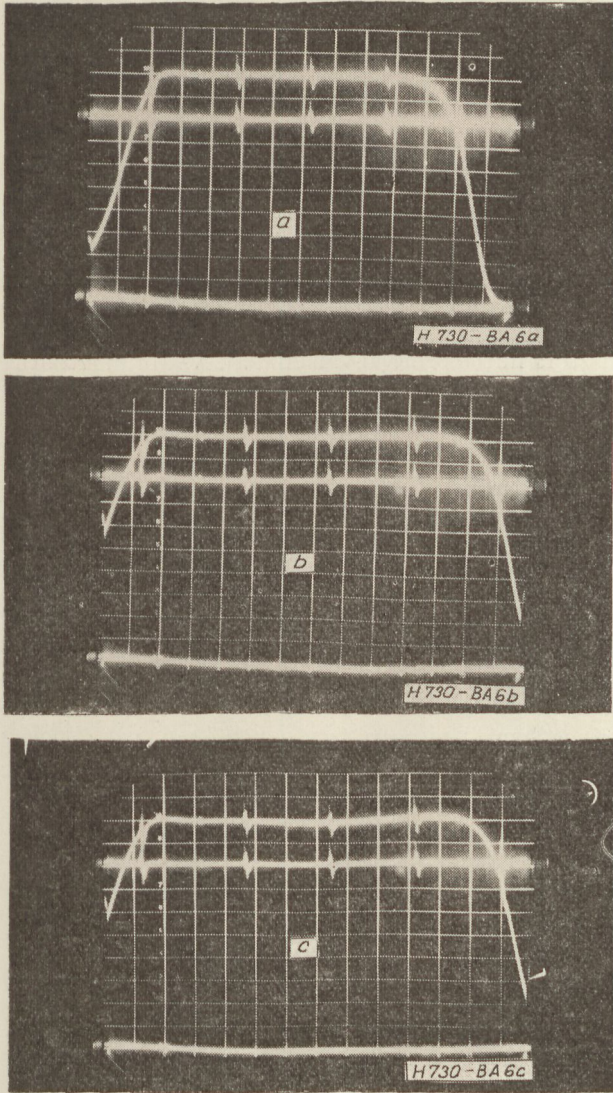
4. ábra. Közel Csebisev karakterisztikájú erősítőfokozat átviteli jellemzői: a) póluselrendezés, b) amplitúdó és futási idő karakterisztikák.  $\Delta a = 0,01$  dB;  $\Delta \tau = 0,1$  ns;  $C_1 = 3$  pF;  $C_2 = 1$  pF;  $L = 80$  nH;  $R = 560$   $\Omega$



Szabályzó feszültség

H730-BA5

5. ábra. Erősítésszabályzó fokozat



6. ábra. A középfrekvenciás erősítő és a sávhatároló szűrő együttes amplitúdókarakterisztikája különböző erősítések mellett. Frekvenciajelzők 50-től 90 MHz-ig 10 MHz-enként referenciavonal -1 dB-nél. a)  $G = 60$  dB; b)  $G = 40$  dB; c)  $G = 20$  dB

téssel kell rendelkeznie, hogy az előerősítő következő fokozatainak zaj-hozzájárulása ne legyen számottevő. Az első fokozatban Siemens AFY 18 tranzisztort alkalmaztunk, a nagyobb teljesítményerősítés érdekében földelt emitteres kapcsolásban, így kb. 3,5 dB-es zajtényezőt sikerült megvalósítani.

Nagyobb bemenőszinteknél a szabályzó áramkör az erősítést csökkenti és ekkor a főerősítő fokozatainak hozzájárulása miatt a zajtényező növekszik. Az üzemidő nagy részében az átlagos fading kis értéke miatt az erősítő ebben a le szabályzott állapotában működik, ezért lényeges, hogy a szabályzás miatt létrejövő zajtényező-romlás minimális legyen.

Jelöljük a KF erősítő bemenetére jutó szintnek a minimális bemeneti szintre vonatkoztatott relatív értékét  $S$ -el:

$$S = P_{be} / P_{be \min} \quad (2)$$

Az erősítő eredő zajtényezője és a relatív bemenőszint közti összefüggést a 7. ábrán látható egyszerűsített

sított blokk-diagram alapján vizsgálhatjuk. Az erősítő szabályzott részét megelőző fokozatok teljesítményerősítése  $G_1$ , zajtényezője  $F_1$ . Az erősítő  $k$  számú egyező felépítésű szabályzott fokozatot tartalmaz, melyek  $G_e$  erősítésű,  $F_e$  zajtényezőjű erősítő részből és változtatható  $G_s$  csillapítású,  $F_s$  zajtényezőjű csillapítótagból állanak. A csillapító passzív elemekből épül fel, ezért zajtényezője és csillapítás között az

$$F_s = G_s \quad (3)$$

összefüggés áll fenn. Az egyes csillapítótagok csillapítása 0 és  $G_{s \max}$  között szabályozható. A szükséges maximális beiktatási csillapítást a fokozatok száma és az előírt  $S_{\max}$  AGC-átfogás szabja meg:

$$G_{s \max} = S_{\max}^{1/k} \quad (4)$$

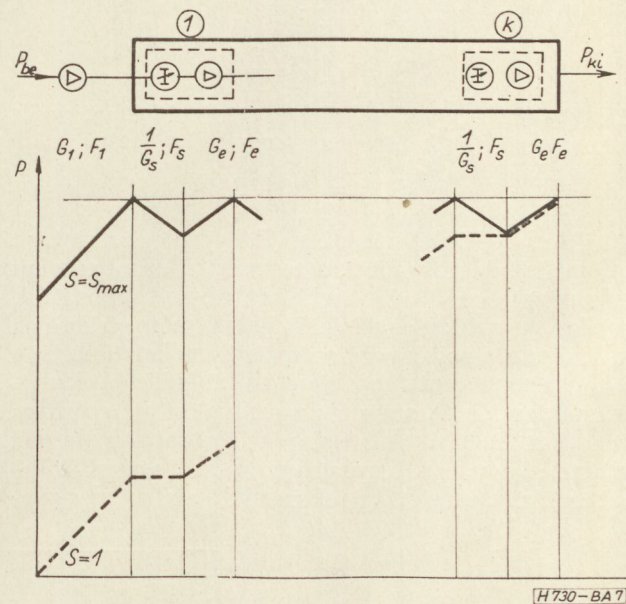
A szabályzott fokozatokkal feldolgozható teljesítményszintet a fellépő nonlineáris torzítások korlátozzák. Az ábrán feltüntetett szintdiagram szerint a fokozatok  $G_e$  erősítését úgy választottuk meg, hogy a maximális bemenőszintnél valamennyi szabályzott fokozat kivezérése egyforma legyen:

$$G_e = G_{s \max} = S_{\max}^{1/k} \quad (5)$$

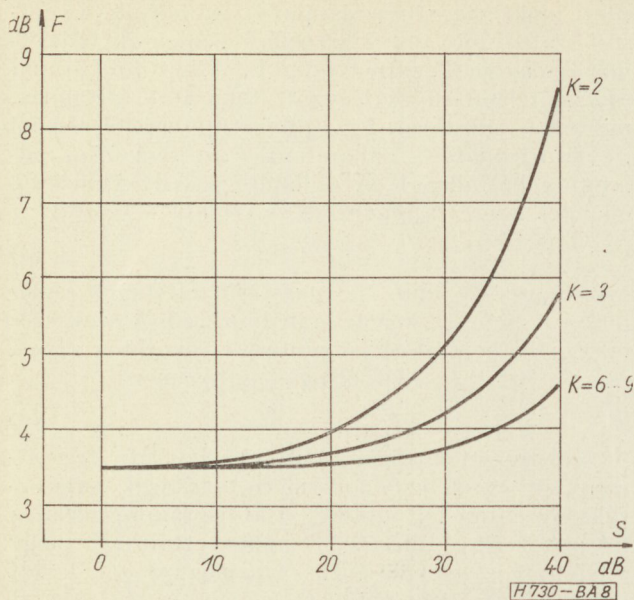
Az eredő zajtényezőt a kaszkádba kapcsolt fokozatok jellemzőiből számíthatjuk feltételezve, hogy a szabályzás során az erősítő fokozatok  $F_e$  zajtényezője állandó. Ez a feltételezés csak közelítőleg jogosult, mivel a szabályzáskor az erősítő fokozatokat meghajtó csillapítótagok kimenőimpedanciája változik, a generátor impedancia-változása viszont a zajtényező kismértékű megváltozását eredményezi. Ezt a másodrendű hatást elhanyagolva, a maximális szintnél fellépő zajtényező értékére kapjuk, hogy

$$F(S_{\max}) = F_1 + k \frac{F_e S_{\max}^{1/k} - 1}{G_1} \quad (6)$$

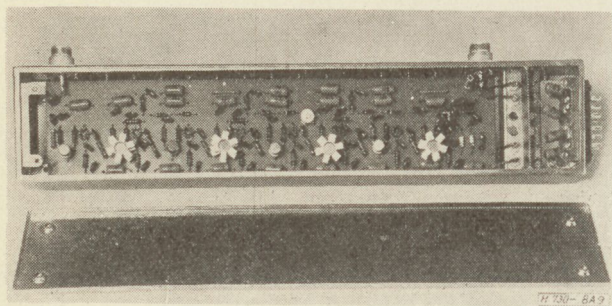
Az összefüggésből kitűnik, hogy létezik egy olyan optimális fokozatszám, melynél a szabályzás során



7. ábra. Az erősítésszabályzás egyszerűsített blokk-sémája és a szintdiagramok a zajtényezőszint-függésének számításához



8. ábra. A zajtényező szint-függése különböző szabályzott fokozatszámok esetén.  $F_1 = 3,4$  dB;  $G_1 = 28$  dB;  $F_e = 12$  dB;  $S_M = 40$  dB;  $k_{opt} \cong 9$



9. ábra. KF főerősítő egység mechanikai konstrukciója

fellépő zajtényező-változás minimális. A számításokat elvégezve adódik, hogy:

$$k_{opt} = \ln S_{max} \quad (7)$$

Az (5) és (7) egyenletek összevetésével az optimális fokozat-erősítés határozható meg:

$$G_{eopt} = 4,3 \text{ dB}$$

40 dB-es AGC átfogásnál a (7) egyenlet szerint az optimális fokozatszám 9, a szélsőérték azonban nem túlságosan éles, így kevesebb szabályzott fokozattal, gazdaságosabb megoldással is jó eredmény érhető el. A 8. ábrán a zajtényező számított értékét tüntettük fel, a bemenőszint függvényében különböző fokozatszámok esetén. A számítás a megvalósított erősítőre vonatkozó mérési adatok alapján történt. Az ábrából kitűnik, hogy a zajtényező változása 2 vagy 3 fokozat esetén számottevő, 6 fokozatnál azonban már gya-

korlatilag megegyezik az optimális 9 fokozatra vonatkozó görbével. A megépített erősítőben 6 szabályzott fokozatot alkalmaztunk és így legfeljebb 1 dB-es zajtényező-romlás lépett fel.

### 5. Mechanikai felépítés

A széles sávú KF főerősítő két egyforma, 8—8 fokozatot tartalmazó egységből áll. Egy egység mechanikai konstrukcióját mutatja a 9. ábra. Az erősítő nyomtatott áramkörös kivitelben készül, a nagy szintű szabályzott fokozatok, valamint a végfokozat tranzisztorra hűtő bordával van ellátva. Az ábrán láthatók a fokozatok közti csatolást megvalósító ferritmagos toroid transzformátorok.

### 6. Záró megjegyzések

Az ismertetett eredmények alapján megállapíthatjuk, hogy a korszerű nagyfrekvenciás tranzisztorok alkalmazásával a szélessávú FM rendszerek követelményeinek megfelelő középfrekvenciás erősítők készíthetők. Az eddig elvégzett rendszer mérések tapasztalatai szerint a cikkben ismertetett KF erősítők jól reprodukálható, stabil áramkörök, melyeknek minőségi jellemzői minden szempontból egyenértékűek a legújabb közleményekben ismertetett külföldi megoldásokkal.

Köszönetemet fejezem ki Somogyi András és Szabó Róbert kollégáimnak, akik az áramkörök kidolgozásában és mérésében jelentős munkát végeztek.

### IRODALOM

1. W. E. Ballentine, V. R. Saari, F. J. Witt: The Solid-State Receiver in the TL Radio System. Bell System Technical Journal, November 1962. pp. 1831—1863.
2. W. F. Bodtmann, C. L. Ruthroff: A Wideband Transistor IF Amplifier for Space and Terrestrial Repeaters Using Grounded-Base Transformer-Coupled Stages. Bell System Technical Journal, January 1963 pp. 37—54.
3. E. Seibt, W. Ulmer: Die Modulations- und Funkeinrichtungen des 6 GHz-Breitband- Richtfunksystems für 1800 Sprechkreise (FM 1800/6000) II. Teil. Nachrichtentechnische Zeitschrift, Juni 1965 pp. 315—321.
4. di M. Pozetti, F. Giorgetti: Amplificatori di media frequenza a transistori per ponte radio a grande capacità. Telecomunicazioni, Settembre 1964 pp. 37—49.
5. O. Bettinger: Microwave Radio System for Multichannel Telephony and Television in the 6-Gigahertz Range. Part 3. Electrical Communication, vol. 40. No. 2. 1965, pp. 192—199.
6. Bognár Géza: Egységes mikrohullámú kutatási program. (Megjelent a TKI 15 éves jubileuma alkalmából rendezett tudományos ülészak kiadványában.)
7. A. Baranyi: Design of Symmetrical Band-Pass Filters by Frequency Transformation. Proc. of the Third Colloquium on Microwave Communication. Budapest 1966 (Megjelenik 1967-ben).



**Félvezető eszközök vizsgálati módszerei***Szimposium Budapest, 1967. április 25—28*

A HÍRADÁSTECHNIKA júniusi számában már hírül adtuk, hogy a Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Tudományok Osztálya és a Híradástechnikai Tudományos Egyesület 1967. április 25—28. között rendezi meg a FÉLVEZETŐ ESZKÖZÖK VIZSGÁLATI MÓDSZEREI Szimposiumot.

A Szimposium külföldön és belföldön egyaránt nagyon élénk visszhangot váltott ki. A 62 elfogadott előadás közül 34-et külföldi előadók jelentettek be 12 államból, közöttük olyan jelentékeny szerzők, mint pl. N. A. Goriunova, a leningrádi egyetem félvezető-tanszékének professzora, R. Paul professzor az NDK-ból, R. B. Adler professzor a Massachusetts Institute of Technology-ből (USA), J. Grosvalet a francia CSF képviselőjében, és G. T. Wright professzor Angliából.

A Szimposium időpontját több folyóirat (*Nachrichtentechnik, Radio Mentor, IEE News, Library of Congress* stb.) közölte, s valószínűleg ennek köszönhető, hogy a külföldi érdeklődők száma az előadók többszöröse.

Az előadások hat fő csoportra tagozódnak:

Általános tárgyú előadások,  
Rétegranzisztorok és rétegdiodák vizsgálata,  
Többségi töltéshordozókkal működő  
eszközök vizsgálata,  
Megbízhatóság,  
Félvezető anyagok,  
Mérőberendezések.

Az előadások címét és időpontját később közöljük. Az Előkészítő Bizottság a Szimposium időtartama alatt kerekasztal-beszélgetéseket is szervez, ahol a magyar kutatóknak, fejlesztőknek és gyártó szakembereknek lehetőséget kívánnak adni arra, hogy külföldi kollégáikkal kicserélhessék tapasztalataikat. A Szimposiumon való részvételre az Egyesület Titkárságán (Budapest, V., Szabadság tér 17. III. 376.) lehet jelentkezni.

Részvételi díj: 460,— Ft. Ezen összegért az előadások teljes szövegét tartalmazó kiadványt és az ismerkedési esten való részvételt is biztosítják a jelentkezőknek.

**A HTE 1967. január havi rendezvényei**

Összeállította: VALKÓ PÉTERNÉ

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

Iparg.	: Ipargazdasági Sz. o.	Elnök: POGÁNY KÁROLY
Alk.	: Alkatrész Sz. o.	Elnök: DR. KATONA JÁNOS
Konstr.	: Konstruksió Sz. o.	Elnök: DR. ALMÁSSY GYÖRGY
R.TV.	: Rádió és Televízió Sz. o.	Elnök: MAKÓ ZOLTÁN
Telekomm.	: Telekommunikációs Sz. o.	Elnök: NYÁRI GYÖRGY

1967 január	Szakosztály	ELŐADÁS
17. kedd, 15 ó.	Iparg.	<i>Dr. Fedák Gyula</i> (BHG) Vállalati költséggazdálkodási módszerek kialakítása az új gazdasági rendszerre való felkészülés jegyében
20. péntek, 16 ó.	Alk.	<i>Mihályi Antal</i> (HIKI) Nagypontosságú fémrétegellenállások kutatási eredményei
25. szerda, 17 ó.	Konstr.	<i>Cseh Jenő</i> (TKI) <i>Klubnap</i> <i>Az építőszekrény munkabizottság alakulóülése</i> Az építőszekrény (Rack-rendszer) fejlődése terén elért hazai és külföldi eredmények felmérése, értékelési szempontok kidolgozása, a bizottság programjának kialakítása.
26. csütörtök, 17 ó.	R.TV. Telekomm.	<i>Susánszki László</i> (TKI) Híradástechnikai nagyberendezések rendszertechnikai megbízhatósága

## Tartalmi összefoglalások

## Обобщения

ETO 62.318.134:621.762.016

Dr. Pataky B.:

**Az elő- és készrezsugorítás hatása a Mn—Zn ferritek mágneses tulajdonságaira**

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 12. sz.

Mn—Zn ferritek mágneses tulajdonságaira döntő hatású a kristályszerkezet kialakulása. A szerző ezért részletesen megvizsgálta az oxidtechnológiában alkalmazott elő- és készrezsugorítás hőmérsékletének és időtartamának hatását a mágneses tulajdonságokra. Kísérleteit párhuzamosan két anyagtypussal végezte. Azt találta, hogy a mágneses tulajdonságok görbéinek több helyen szélső értékei vannak. Az elektromos méréseket kiegészítette metallográfiai vizsgálatokkal. Közli a kialakult átlagos szemcseméreteket az izzítások paramétereinek függvényében.

ETO 621.382.2 : 621.318.57.029.6

Van Szju-ting:

**Félvezető diódás mikrohullámú kapcsoló**

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 12. sz.

A cikk a mikrohullámú kapcsoló méretezésével foglalkozik. Az irodalomtól eltérően a méretezésnél nem a dióda kisfrekvenciás helyettesítő képéből indul ki, hanem az ún. mikrohullámú helyettesítő képből, mely nemcsak a dióda parazitikus reaktanciát veszi figyelembe, hanem a diódának a tápvonalba való behelyezésekor fellépő impedancia transzformációt is. Ennek következtében új és jóval szélesebb frekvencia határok között használható méretezési formulák alapján épített kapcsolókat, valamint az azokon végzett mérési eredményeket ismerteti.

ETO 621.372.413.012.8

Dr. Reiter Gy.:

**Szorosan csatolt üregrezonátorok helyettesítő kapcsolásának meghatározása**

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 12. sz.

A szerző cikkében leír egy módszert a szorosan csatolt üregrendszerben kialakuló elektromágneses tér meghatározására. A vizsgált üregrendszer tetszőleges alakú, homogén és izotrop dielektrikummal kitöltött és tökéletes vezető falú üregrezonátorokból áll, amelyek önkényesen választott csatolónyílásokon keresztül kapcsolódnak egymáshoz. Az üregrendszerbe az elektromágneses energiát a be- és kimeneti csőtápvonalakon keresztül táplálják be. A Maxwell egyenletek megoldása az üregrendszer esetén végtelen algebrai egyenletrendszer megoldására vezethető vissza. Az algebrai egyenletekből az üregrendszer helyettesítő kapcsolása is lezártható.

ETO 621.375.4.018.424:621.376.3

Baranyi A.:

**Szélessávú FM berendezések tranzisztoros KF erősítőinek tervezési problémái**

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 12. sz.

Korszerű nagyfrekvenciás tranzisztorok alkalmazásával az FM rádiócsatornák előirt sávzélességénél jóval nagyobb sávzélességű erősítő lehet megvalósítani. Ez a tény módot ad a KF erősítőnek szélessávú, aluláteresztő jellegű erősítőből és az erősítő fokozatoktól független LC szűrőből való kialakítására. A cikk a szélessávú földelt bázisú erősítő fokozat számítását tárgyalja, ismerteti az erősítés szabályzás megoldását, megadja a szabályzott fokozatok zajtényező szempontjából optimális számát, ismerteti egy megvalósított KF erősítő jellemzőit és mérési eredményeit.

## Zusammenfassungen

DK 62.318.134:621.762.016

Dr. B. Pataky:

**Einfluss des Vor- und Fertigsinterns auf die magnetischen Eigenschaften der Mn—Zn Ferrite**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 12.

Die Entwicklung der Kristallstrukturen übt eine entscheidende Wirkung auf die magnetischen Eigenschaften der Mn—Zn Ferrite. Der Verfasser hat deshalb den Einfluss der Temperatur und Zeitdauer des in der Oxydtechnologie angewandten Vor- und Fertigsinterns auf die magnetischen Eigenschaften eingehend untersucht. Er hat seine Experimente parallel mit zwei Materialtypen durchgeführt. Er fand, dass die Kurven der magnetischen Eigenschaften an mehreren Stellen Extremwerte haben. Er ergänzte die elektrischen Messungen mit metallographischen Untersuchungen. Er gibt die durchschnittlichen Kernabmessungen in der Funktion der Parameter des Ausglühens.

DK 62.318.134:621.762.016

Д-р Б. Патаки:

**Влияние предварительного и окончательного сморщивания на магнитные параметры ферритов Mn—Zn**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 12

Кристаллическая структура имеет решительное влияние на магнитные параметры ферритов Mn—Zn. По этому подробно испытывается влияние температуры и периода времени предварительного и окончательного сморщивания примененного в окисной технологии на магнитные параметры. Эксперименты были проведены на двух типах материала. Определено, что кривые магнитных параметров показывают крайние величины у многих мест. Metallogрафические испытания дополняют электрические измерения. Даны средние размеры зернышек в зависимости параметров расправления.

DK 621.382.2 : 621.318.57.029.6

Ван Сю-тинг:

**Микроволновый включатель на полупроводниковых диодах**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 12

Описывается расчёт микроволнового включателя. Уклоняющееся от литературы основой является не эквивалентной схемы диода для низких частот, но эквивалентная схема для микроволн, принимаемая во внимание не только паразитических реактивностей, но тоже трансформацию действующую при включении диода в фидер. Вследствие этого описываются новые включатели, осуществлены на основе формул расчёта, применяемых в диапазоне частот много ширше, а их результаты измерения.

DK 621.372.413.012.8

Д-р Г. Рейтер:

**Определение эквивалентной схемы объёмных резонаторов с тесной связью**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 12

Описывается метод определения электромагнитного поля в системе тесно связанных объёмных резонаторов. Испытываемая система состоит из резонаторов любой формы, заполненных однородным, изотропическим диэлектриком, с стенами совершенной проводимости, связанных через выбранные отверстия. Электромагнитная энергия питается в систему объёмных резонаторов через входные и выходные фидера. Решение уравнений Максвелла доставляет безвечную систему алгебраических уравнений. Из алгебраических уравнений можно определить эквивалентную схему объёмного резонатора.

DK 621.375.4.018.424:621.376.3

А. Барани:

**Проблемы проектирования промежуточных усилителей на транзисторах широкополосных оборудований ЧМ**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 12

Применением современных транзисторов ВЧ можно осуществлять усилитель имеющий много большую ширину полосы чем специфицирована для радиоканалов ЧМ. Это даст возможность осуществлять промежуточный усилитель из широкополосного усилителя имеющий характер фильтра нижних частот и из фильгра LC, независимого от усилительных каскалов. Даны расчёт широкополосного усилительного каскада с общей базой, решение регулировки усиления, оптимальное число регулированных каскалов с точки зрения коэффициента шума, параметры и результаты измерения осуществленного промежуточного усилителя.

## Summaries

UDC 62.318.134:621.762.016

Dr. B. Pataky:

**The Influence of Preliminary and Final Sintering on the Magnetic Properties of Mn—Zn Ferrites**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 12.

The development of the crystal structure has a decisive influence on the magnetic properties of Mn—Zn ferrites. The author examined in detail the influence of the temperature and time of the preliminary and final sintering applied in oxyde technology. The experiment was made with two types of material. He found that the curves of the magnetic properties have extreme values at several points. He completed the electrical measurements with metallographic tests. He presents the average grain dimensions produced as a function of the parameters of heating.

DK 621.382.2 : 621.318.57.029.6

Van Sju-ting:

**Mikrowellenschalter mit Halbleiterdioden**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 12.

In dem Artikel wird die Bemessung der Mikrowellenschalter erörtert. Abweichend von der Literatur geht die Verfasserin bei der Bemessung nicht von dem Niederfrequenzersatzschaltbild der Diode aus, sondern aus dem sogenannten Mikrowellenersatzschaltbild aus, welches nicht nur die parasitische Reaktanz der Diode in Acht nimmt, sondern auch die Impedanztransformation, die beim Einsatz der Dioden in die Speiseleistung auftritt. Infolgedessen werden Schalter, die auf Grund neuer und auf viel weiteren Frequenzgrenzen brauchbarer Messformeln aufgebaut sind, erörtert. Zuletzt werden die Messergebnisse dieser Schalter beschrieben.

DK 621.372.413.012.8

Dr. Gy. Reiter:

**Bestimmung der Ersatzschaltung von enggekoppelten Hohlraumresonatoren**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 12.

Es wird eine Methode zur Bestimmung des in den enggekoppelten Hohlraumsystemen erzeugten elektromagnetischen Feldes beschrieben. Das untersuchte Hohlraumssystem hat eine beliebige Form, besteht aus Hohlraumresonatoren gefüllt mit homogenen und isotropen Dielektrika, mit vollkommen leitenden Wänden. Diese Resonatoren sind miteinander durch beliebig gewählte Koppelöffnungen gekoppelt. Die elektromagnetische Energie wird in den Hohlraum durch Ein- und Ausgangshohleiter gespeist. Die Lösung der Maxwell'schen Gleichungen kann im Falle des Hohlraumsystems zur Lösung eines unendlichen algebraischen Gleichungssystem zurückgeführt werden. Von den algebraischen Gleichungen kann auch die Ersatzschaltung des Hohlraumsystems abgeleitet werden.

DK 621.375.4.018.424:621.376.3

A. Baranyi:

**Entwurfprobleme der ZF-Verstärker mit Transistoren für Breitband FM-Einrichtungen**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 12.

Mit der Anwendung moderner Hochfrequenztransistoren kann man einen Verstärker mit viel grösserer Bandbreite — als es für FM-Radiokanäle vorgeschrieben ist — ausführen. Diese Tatsache ermöglicht die Herstellung eines Breitband ZF-Verstärkers der aus einem Verstärker mit Tiefpasscharakteristik und aus von den Verstärkerstufen unabhängigen LC-Filtern besteht. Der Artikel erörtert die Berechnung der Verstärkerstufe im Basisschaltung, die Lösung der Verstärkerregelung, gibt die optimale Zahl der geregelten Stufen bezüglich des Geräuschfaktors an und beschreibt die Kennwerte eines hergestellten ZF-Verstärkers und dessen Messergebnisse.

CDU 62.318.134:621.762.016

Dr. B. Pataky:

**Influence de la contraction préliminaire et finale sur les paramètres des ferrites Mn—Zn**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 12.

La structure cristalline a une influence décisive sur les paramètres magnétiques des ferrites Mn—Zn. Les influences de la température et durée de temps de la contraction préliminaire et finale appliquées dans la technologie d'oxydation sur les paramètres magnétiques ont été essayées. Les essais ont été faits parallèlement avec deux matières. Les courbes des paramètres magnétiques présentent valeurs extrêmes plusieurs fois. Les mesures électroniques ont été complétées par des essais métallographiques. Les dimensions moyennes des granules en fonction des paramètres du chauffage sont données.

CDU 621.382.2 : 621.318.57.029.6

Van Siou-ting:

**Un commutateur à semi-conducteurs pour microondes**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 12.

L'article traite le projet du commutateur à microondes. Différent de la littérature, le circuit équivalent de diode pour basses fréquences est abandonné, mais le circuit équivalent pour microondes est utilisé, considérant aussi les réactances parasitiques de diode et la transformation se présentant par l'insertion de diode dans la ligne de transmission.

Par conséquence des nouveaux commutateurs utilisés pour bandes de fréquence plus larges et leur résultats d'essai sont exposés.

UDC 621.382.2 : 621.318.57.029.6

Van Syu-ting:

**Microwave Connectors with Semiconductor Diodes**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 12.

In the paper the design of the microwave connectors is dealt with. In the course of design — differing from the literature — not the low frequency equivalent circuit of the diode is used, but the microwave equivalent circuit, which takes into account not only the parasitic reactances of the diode, but also the impedance transformation occurring at the insertion of the diode into the transmission line. Consequently new connectors built on the basis of design formulae which can be used between broader frequency limits and their results of measurements are presented.

UDC 621.372.413.012.8

Dr. Gy. Reiter:

**Determination of the Equivalent Circuit of Closely Coupled Cavity Resonators**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 12.

A method is described to determine the electromagnetic field developed in the closely coupled cavity systems. The examined cavity system is of arbitrary shape and consists of cavity resonators filled with homogeneous and isotropic dielectrics, having perfectly conductive walls. These resonators are coupled to each other through arbitrarily chosen coupling openings. The electromagnetic energy is supplied to the cavity system through input and output wave guides. The solution of Maxwell's equations is, in case of the cavity system, reduced to the solution of infinite algebraic equation systems, from which the equivalent circuit can also be derived.

UDC 621.375.4.018.424:621.376.3

A. Baranyi:

**Design Problems of Transistor IF Amplifiers Used in Wide Band FM Equipments**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 12.

By using modern high frequency transistors an amplifier with larger band-width than that required for FM radio channels may be realized. This enables to build an IF amplifier consisting of two parts: a wide-band amplifier with low-pass characteristics and a passive band-pass filter independent of the amplifier itself. The paper deals with the design of the common-base amplifier stage, presents a circuit arrangement for gain control, gives the optimum number of gain controlled stages yielding minimum noise factor. Characteristics and results of measurement of realized IF amplifier are also given.

**Résumés**

CDU 621.372.413.012.8

Dr. G. Reiter:

**Détermination du circuit équivalent des résonateurs à cavité avec couplage serré**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 12.

Une méthode est décrite pour déterminer le champ électromagnétique dans résonateurs à cavité avec couplage serré. Le système essayé consiste en résonateurs à cavité, ayants des formes quelconques, remplis par un diélectrique homogène et isotropique et avec murs à conductivité parfaite, qui sont couplés par ouvertures arbitrairement choisies. L'énergie électromagnétique du système est introduite et prise par guides d'ondes. La solution des équations de Maxwell peut être ramener à la solution d'un système des équations algébriques pour le cas des résonateurs à cavité. Aussi le circuit équivalent du système des résonateurs à cavité peut être dérivé de ces équations algébriques.

CDU 621.375.4.018.424:621.376.3

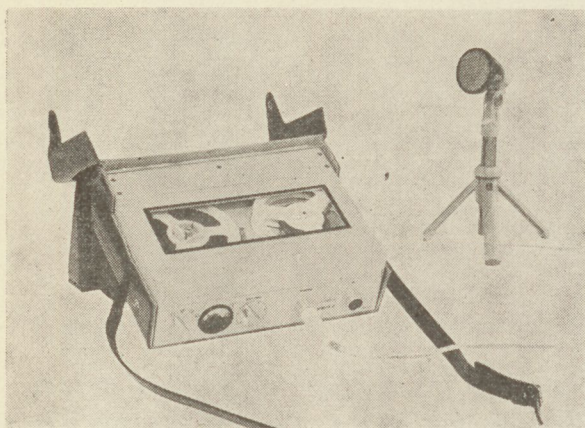
A. Baranyi:

**Problèmes de projet des amplificateurs FI transistorisés des appareils FM à bande large**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 12.

Utilisant des transistors modernes HF des amplificateurs ayant une bande de transmission plus large que la bande spécifiée pour des canaux FM, peuvent être construits. Ce fait donne la possibilité de construire des amplificateurs FI passe-bas, et un filtre LC indépendant des étages d'amplification. L'article traite le calcul de l'amplificateur à bande large à base commune, expose la solution du réglage de l'amplification, donne le nombre optimal des étages réglés au point de vue du facteur de bruit, les traits caractéristiques et les résultats de mesure d'un amplificateur FI réalisé.

### R-5



Az R-5 magnetofon stúdiók részére, riportfelvételek készítésére alkalmas, teljes csíkos készülék. Funkcióit riportercélok határozzák meg.

Főfunkciói: FELVÉTEL (törléssel, dinamika kompresszorral vagy nélkül) — LEJÁTSZÁS.

Szalagsebesség: 9,53 cm/mp  $\pm 2\%$ .

Frekvenciatartomány: 60 Hz — 10 kHz.

Behallgatás: fejhallgatóval vagy saját hangszóróval.

A készülék áramellátását 6 db 1,5 V-os Góliát rúdelem biztosítja.

A készülékben levő erősítők 6 V-os stabilizált tápfeszültséggel működnek (beépített stabilizátorról), amely még abban az esetben is biztosítja a  $6\text{ V} \pm 0,2\text{ V}$ -os telepfeszültséget, ha a telepegység feszültsége 7 V-ra esik vissza.

A készülék üzemeltetése, funkcióinak kiválasztása egyetlen forgatógomb működtetésével történik, az egyes állásokat egyezményes jelek jelzik.

A magnetofon üzemkész súlya telepekkel, hordtáskával és szalaggal 3,2 kg. A készülékhez használható szalagorsó max. 100 mm átmérőjű, normál közepű. A készülék  $-10\text{ C}^\circ$  és  $+40\text{ C}^\circ$  hőmérséklet határok között működik üzembiztosan.

Külön rendelésre pilotfejes kivitelben is készül. Filmkamerához csatlakoztatva filmmel szinkron futófelvétel készíthető.

Az STM-200 stúdiomagnetofon tranzisztorizált készülék, stúdiósintű hangfelvételek szalagos rögzítésére és lejátszására alkalmas.

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

Minden erősítője teljesen tranzisztorizált.

A blokkrendszer — mely eddig az elektromos egységek beépítésénél nagyon jól bevált — a mechanikus egységekre is ki terjesztették. Mono- és stereokivitelben kerül gyártásra, automatikus szalagkiemeléssel. Teljes távvezérelhetőség. Automatikus szalagfeszítés-szabályozás. Folyamatos gyorstekerés-szabályozás.

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

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

Teljesítményfelvétel: 160 W.

A készülék súlya futóművel, erősítővel 73 kg.

Méretek: 870 × 565 × 420 mm.

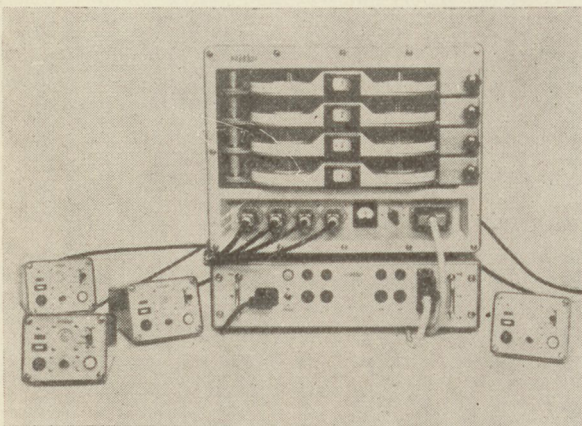
Állvánnyal: 870 × 565 × 920 mm.

Külön rendelésre stereokivitelben is készítjük.

### STM-200



### M-5



Az M-5 négycsatornás magnetofon lehetővé teszi, hogy a négy csatornán egy időben történjen a kívánt hangfrekvenciás jel — főleg beszéd — rögzítése.

Négy kezelőegységhez nyolc vevő csatlakoztatható és átkapcsolással egyszerre négy vevő jele rögzíthető. A kezelőegységek egyúttal mikrofonerősítők, beépített mikrofonnal.

Ha a felvétel mikrofonról történik, a kezelőegységhez csatlakozó vevők lekapcsolódnak.

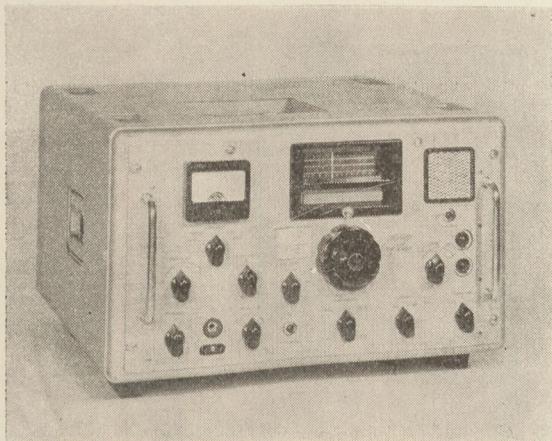
Mechanikai kivitele lehetővé teszi a szállíthatóságot és gépkocsiba való beépítését.

A készülékhez max. 130 mm átmérőjű orsók használhatók.

Szalagsebessége: 9,5 cm/mp  $\pm 3\%$ .

A készülék teljesítményfelvétele: a hálózathoz kb. 160 VA.

**ML-400/F**



Az ML-400/F tip. kommunikációs rövidhullámú vevőkészülék nagy érzékenységgű, stabil, szelektív vevő.

Továbbfejlesztett változata az ML-400 tip. rövidhullámú kommunikációs vevőkészüléknek. 6 fix kristályhangolású és átkapcsolható folyamatos hangolásra 1,85–25 MHz-ig.

A kvarcvezérlésű állásban tetszőlegesen választhatunk a 6 db beépített kristályoszillátor frekvenciája között.

Az egyes kvarckristályok könnyen cserélhetők a készülék kidobozolása nélkül is.

Felhasználható megfigyelőállomások, meteorológiai intézetek, táv-irati irodák részére, komplex összeállításokban rádióközpontok, diversity vevőberendezések vevőjeként.

Az UAE-63A tip. antennaosztó erősítő a legcélszerűbben a több vevőkészülékkel rendelkező munkahelyeken, pl. vevőállomásokon vagy vevőközpontokban használható. Alkalmazásával antennák létesítési költsége, valamint helyszükséglete takarítható meg.

Kétféle üzemmódban működtethető:

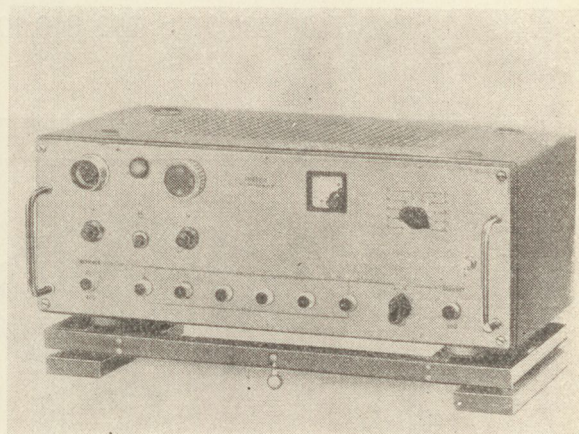
1. *Antennaosztó erősítő* üzemmódban lehetővé teszi több vevő egyidejű üzemeltetését egy antennáról a 20...100 MHz-es frekvenciatartományban.

Alkalmazása: 6 db vevőkészülék csatlakoztatása egy osztó erősítőre.  
Több osztó erősítő kaszkád kapcsolása.

2. *Antennaerősítő* üzemmódban a vevőkészüléktől nagyobb távolságra felállított antenna és a vevő közötti kábel csillapítását kompenzálja ki.

Alkalmazása: antennakábel csillapításának kiegyenlítése.  
Szélessávú erősítő mérési célokra.

**UAE-63A**



**MECHANIKAI LABORATÓRIUM  
BUDAPEST**

*A 104/1966. PM-OT. együttes utasítás alapján az*

## **Egyesült Izzólámpa és Villamossági Rt.**

### **Anyagellátási Főosztálya**

felhívja a vállalatok, szövetkezetek és egyéb szervek figyelmét, hogy különféle kohászati, elektromos szerelési, vegyi anyagokat, laboratóriumi és egyéb üvegárukat értékesít.

Az anyagok jegyzéke megtekinthető a vállalat anyaggazdálkodási osztályán.  
(Budapest, IV. kerület, Váci u. 77.)

### **Felvilágosítás telefonon:**

880-710, 880-702, 292-810/10-46 melléken.



## **TRANSZFORMÁTOR KTSZ**

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

### **Nagyfeszültségű készülékek:**

anyagvizsgáló röntgenberendezések,  
elektrosztatikai készülékek

### **Feszültség gyors szabályozók:**

váltakozó áramú stabilizátorok,  
generátor gyors szabályozók

### **Feszültség szabályozók:**

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekercses  
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

### **Transzformátorok:**

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



## MAGYAR KÁBEL MŰVEK

IGAZGATÓSÁG ÉS KÖZPONTI GYÁR

[ ] Budapest, XI., Budafoki út 60 • Telefon: 466-770, 266-670

ZOMÁNCBUZALGYÁR SZEGEDI KÁBELGYÁR

Budapest, XI., Hunyadi J. út 1. Szeged, Huszár út 1.

Telefon: 268-930

### GYÁRTMÁNYOK:

Erősáramú szigetelt vezetékek

Jelző, mérő, működtető kábelek

Erősáramú kábelek 1–35 kV-ig

Alumíniumvezetékek

Tekercselő huzalok

Switch-kábelek

Gumitömlő-kábelek

Híradástechnikai vezetékek

Távkábelek

Távbeszélő-kábelek

Hajókábelek

Szigetelt zománchuzalok

Mikroszeparátor lemezek

Zárt-acélkötelek

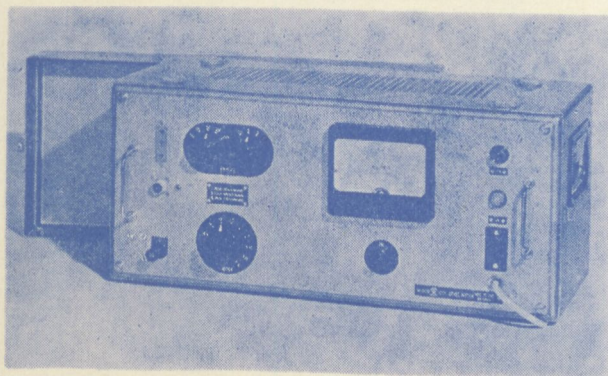
Hullámosított lemez

Kábeldobozok

## TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

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

Széles frekvenciasávban (30 Hz—1 MHz) nagy érzékenységgel rendelkezik (—10 N). Jól használható hídméréseknél, mint indikátor. Szimmetrikus illesztett és aszimmetrikus nagy impedenciájú bemenetei a műszer sokoldalú felhasználását teszik lehetővé.



#### Műszaki adatok:

FREKVENCIA-TARTOMÁNY: 30 Hz — 1 MHz

SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY: — 10 N — +2,1 N

BEMENŐ IMPEDENCIÁK:

I. Szimmetrikus

30 Hz — 20 kHz > 20 kΩ

II. Szimmetrikus

3 kHz — 600 kHz > 3.5 kΩ

III. Aszimmetrikus

30 Hz — 1 MHz > 500 kΩ || < 50 pF

SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:

Kapcsolható lezárások

75 — 135 — 150 — 600 Ω

ALKALMAZOTT CSÖVEK:

5 db 18 042, E83F.

PL 81, 85A2,

GYÁRTJA:

**ELEKTRONIKA**

Budapest, VII., Klauzál u. 30. Telefon: 221-646, 221-825, 220-690



# Budapesti Rádiótechnikai Gyár

(Budapest, III., Polgár u. 8—10.)

elfekvő készletéből felajánlja az alábbi anyagokat:

## Fémréteg-ellenállások:

Kartonszám	Megnevezés	Mennyiség
406-062	110 Ohm, 0,5 W, 5%	101
406-187	1 Kohm, 0,25 W, 5%	99
406-195	1,1 Kohm, 0,5 W, 10%	150
406-216	1,5 Kohm, 0,5 W, 10%	120
406-253	2,2 Kohm, 0,25 W, 5%	100
406-272	3,4 Ohm, 0,5 W, 5%	132
406-286	3,6 Kohm, 0,5 W, 5%	88
406-383	10 Kohm, 1 W, 10%	122
406-501	10 Kohm, 1 W, 5%	103
406-393	11 Kohm, 0,5 W, 5%	150
406-433	20 Kohm, 0,5 W, 10%	77
406-504	51 Kohm, 0,5 W, 10%	170
406-503	51 Kohm, 0,5 W, 5%	150
406-631/1	240 Kohm, 0,5 W, 10%	1 456
406-632/1	240 Kohm, 0,5 W, 10%	334
406-628	220 Kohm, 1 W, 5%	796
406-627	220 Kohm, 1 W, 2%	1 570
406-808	1,5 Mohm, 0,5 W, 10%	89
406-823	2,7 Hohm, 0,5 W, 10%	99
406-870	4,7 Mohm, 0,5 W, 10%	190
406-886	5,1 Mohm, 1 W, 10%	250
406-885	5,1 Mohm, 1 W, 10%	168
406-868	4,7 Mohm, 0,5 W, 5%	130
401-075/1	150 Ohm, 2 W, 5%	500
406-075/2	150 Ohm, 2 W, 5%	450
406-228	390 Ohm, 2 W, 5%	199
403-162/2	1 Kohm, 0,5 W, 2%	3 400
406-190/1	1 Kohm, 0,5 W, 5%	1 230
406-190/1	1 Kohm, 2 W, 5%	412
404-087/1	1,53 Kohm, 0,25 W, 2%	189
406-252/1	1,5 Kohm, 1 W, 5%	500
406-273	3 Kohm, 0,25 W, 5%	147
404-092/6	3,3 Kohm, 0,25 W, 5%	420
406-381	10 Kohm, 2 W, 5%	300

## Szénréteg-ellenállások:

403-018	NRB-5 22 Ohm, 0,1 W, 10%	1 700
401-038	NRK-5 22 Ohm, 0,1 W, 5%	1 500
401-073	NRK-5 33 Ohm, 0,1 W, 5%	1 500
401-098	NRK-5 47 Ohm, 1 W, 10%	3 000
401-218	NRK-5 120 Ohm, 1 W, 5%	1 200
401-245/1	NRK-5 15 Ohm, 0,1 W, 5%	800
401-419/1	NRK-5 330 Ohm, 0,05 W, 10%	800
401-555	NRK-5 560 Ohm, 0,05 W, 5%	236
401-561	NRK-5 560 Ohm, 0,05 W, 10%	700
401-558	NRK-5 560 Ohm, 0,5 W, 5%	750
401-631	NRK-5 680 Ohm, 0,1 W, 5%	1 500
401-690	NRK-5 1 Kohm, 0,5 W, 10%	2 000
401-691	NRK-5 1 Kohm, 0,25 W, 10%	2 600
401-700	NRK-5 1,2 Kohm, 0,1 W, 5%	1 300
401-711	NRK-5 1,2 Kohm, 0,1 W, 10%	2 386
401-770	NRK-5 1,8 Kohm, 0,1 W, 5%	4 000
421-813	TRK-2 2,2 Kohm, 1 W, 2%	40
401-816	NRK-5 2,2 Kohm, 0,05 W, 10%	1 500
401-910	NRK-5 3,3 Kohm, 0,1 W, 5%	2 600
401-980	NRK-5 4,7 Kohm, 0,05 W, 5%	1 354
401-981	NRK-5 4,7 Kohm, 0,1 W, 5%	1 000
402-039	NRK-5 6,8 Kohm, 0,05 W, 5%	1 018
402-109/1	NRK-5 10 Kohm, 0,05 W, 10%	4 200

Kartonszám	Megnevezés	Mennyiség
402-179	NRK-5 18 Kohm, 0,1 W, 5%	4 144
402-200/1	NRK-5 22 Kohm, 0,5 W, 10%	6 800
402-278	NRK-5 33 Kohm, 0,05 W, 10%	7 000
402-340	NRK-5 47 Kohm, 0,1 W, 10%	3 000
402-400	NRK-5 62 Kohm, 0,1 W, 5%	4 088
402-453/1	NRK-5 82 Kohm, 0,1 W, 1%	4 166
402-658	NRK-5 470 Kohm, 0,1 W, 10%	1 800
400-134/1	KRK 150 Ohm, 1 W, 5%	798
400-152	KRK 180 Ohm, 1 W, 5%	690
400-214/1	KRK 390 Ohm, 2 W, 5%	777
401-556	NRK-5 560 Ohm, 0,25 W, 5%	1 182
401-630	NRK-5 680 Ohm, 0,25 W, 5%	1 700
400-273/1	KRK 680 Ohm, 1 W, 5%	1 254
400-327/1	KRK 1,5 Kohm, 1 W, 5%	600
401-893/1	NRK-5 3 Kohm, 0,25 W, 5%	1 276
405-470	TRK-2 3 Kohm, 0,25 W, 2%	142
402-113	NRK-5 11 Kohm, 0,25 W, 5%	322
402-167	NRK-5 15 Kohm, 0,25 W, 5%	1 700
405-753/2	TRK-2 39 Kohm, 0,25 W, 10%	588
400-671	KRK 68 Kohm, 0,25 W, 5%	1 000
400-701	KRK 100 Kohm, 0,5 W, 10%	304
400-826	KRK 510 Kohm, 0,5 W, 5%	566
400-825/1	KRK 510 Kohm, 0,25 W, 5%	1 058

## Kondenzátorok:

409-295/1	CPS-1 6800 pF, 63 V, 5%	310
409-073/1	NCS-10 330 pF, 500 V, 2,5%	260
409-093	NCS-10 470 pF, 500 V, 5%	1 160
409-156/2	NCS-10 1 NF, 250 V, 10%	1 350
409-189/1	NCS-10 1,2 NF, 500 V, 5%	4 160
409-264	NCS-10 4,7 NF, 125 V, 5%	2 200
411-016/1	NCP-642 INF 63 V, 20%	2 900
411-083/1	NCP-642 10 NF, 63 V, 20%	2 000
411-133/2	NCP-642 22 NF, 63 V, 20%	10 500
411-123/1	NCMP-432 22 NF, 160 V, 20%	12 000
411-143	NCMP-432 22 NF, 250 V, 20%	5 000
411-216/1	NCMP-432 82 NF, 160 V, 20%	1 178
411-241/2	NCMP-432 150 NF, 160 V, 10%	1 800
411-254/1	NCMP-432 220 NF, 160 V, 10%	700
411-251	NCMP-432 220 NF, 160 V, 20%	574
411-251/2	NCMP-432 330 NF, 160 V, 10%	500

## Potenciométerek:

435-013	IPH-72 68 Ohm, 0,5 W, 20%	3 731
435-061/2	NPS-8 220 Ohm, 0,7 W, 10%	508
435-172/1	NPS-8 1 Kohm, 0,7 W, 10%	500
435-265/2	NPB-42 5 Kohm, 0,2 W, 30%	750
435-284	NPB-12 10 Kohm, 0,1 W, 30%	1 000
435-354/3	NPB-12 25 Kohm, 0,1 W, 30%	2 900
435-395	NPB-12 50 Kohm, 0,1 W, 30%	400
435-355/4	NPA-233 25 Kohm, 0,25 W, 20%	1 500
435-266/1	LESA 5 Kohm, 3 W, 10%	1 000

## Elektromechanikai anyagok

465-212	L 31-046/BA fokozatkapcsoló	60
465-116	L 31-046/AN fokozatkapcsoló	100
465-180	L 31-046/D fokozatkapcsoló	100

A felsorolt anyagokon kívül található még elfekvő készletünkben különféle elektromos anyagok (ellenállások, kondenzátorok, potenciométer, elektrolit-kondenzátor, elektroncső), elektromos szerelési anyagok (vasmagok, csatlakozók, biztosítékok), villamos szerelési anyagok, huzalok, kábelek, különféle szigetelő- és vegyi anyagok, acélok, színesfémek, kötőelemek.

Felvilágosítást ad: Kristóf Lajosné.

Telefon: 686-080

Felfogadás: kedd—péntek 8—15 óráig.