



50.165

XIII. ÉVFOLYAM 6. SZÁM, 201—240 OLDAL
BUDAPEST, 1962. DECEMBER HÓ **6**

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Felelős szerkesztő:

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

Szerkesztő:

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

Szerkesztőségi munkatárs:

dr. Antal Józsefné
V., Arany János u. 24.
Telefon: 318-553

**A Híradástechnikai
Tudományos Egyesület
Titkársága:**

V., Szabadság tér 17.
Telefon: 113-027

Előfizetési ár
egész évre 30 Ft

Egyes szám ára 5 Ft

Megjelenik kéthavonként

TARTALOM

Budai Lajos: BHG gyártmányú 400 vonalas crossbar alközpont	201
Radvány Jenő: Veszteségek kiegyenlítése az üzemi paraméteres szűrőméretezésben	206
Ványai Péter: Mikrohullámú ferritek vizsgálata	210
Nagy Péter: Szinestelevízió képcsövek	220
Janovics Sándor: Intermodulációs torzításmérés	226
Gobbi István: Szolenoid tekercsek menetszámának közvetlen számítása	232
Virág — Pollák emlékérmek kiosztása	234
Könyvismertetés	219, 233
Szabadalmi szemle	234
Tartalmi összefoglalások	236
Обобщение на русском языке	236
Zusammenfassungen in deutscher Sprache	237
Résumés des articles en langue française	237
Summaries in English	238

HÍRADÁSTECHNIKA

Felelős szerkesztő: Balogh Pál — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113-450

Felelős kiadó: Solt Sándor — Megjelent: 1300 példányban

Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 15 Ft, egész évre 30 Ft. Egyes szám ára: 5 Ft. Megjelenik kéthavonta — Csekkszámlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,065

vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára

A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 Budapest 62.

BHG gyártmányú 400 vonalas crossbar alközpont

BUDAI LAJOS

a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja
Beloianisz Híradástechnikai Gyár

ETO 621.395.33:621.395.344.6

Bevezetés

A crossbar (koordinata) rendszerű központok már két évtizede megjelentek a távbeszélő hálózatokban. Üzemeltetésük bebizonyította fölényüket más távbeszélő központi rendszerekkel szemben, s ma úgy látszik, ez az a rendszer, amelynek korszerű megoldásaival célszerű a távbeszélő hálózatok nagyarányú fejlesztési igényét kielégíteni mindaddig, míg az elektronikus központok megbízhatóságban és árban versenyképesek nem lesznek a mozgó elemeket tartalmazó központokkal.

A Beloianisz Híradástechnikai Gyár (BHG), amely évtizedeken keresztül a rotary rendszerű központokat korszerűsítette és gyártotta, 1957-ben kezdett koordináta rendszerű központokkal foglalkozni. Később a KGST-ben is megindult a különböző típusú koordináta rendszerű központok fejlesztése, amiben szintén jelentős feladatokat vállalt.

Az első BHG fejlesztésű és gyártású koordináta rendszerű alközpont 400 vonalkapacitással 1960 június óta van üzemben a gyár telefonforgalma egy részének lebonyolítására. A kialakított Ca-402 alközpont-család legkisebb tagja, 100 vonalkapacitással, 1960-ban a moszkvai kiállításon került bemutatásra. A prototípust reprezentáló CA-402 típusú 400 vonalas alközpont a Magyar Posta Budapesti Távbeszélő Igazgatóságán 1961 májusa óta van üzemben és igen kedvező, a követelményeknek mindenben megfelelő tulajdonságokat mutat fel. Az alközpontcsalád sorozatgyártását a BHG 1961—1962. évek folyamán kezdte meg, s ezzel olyan új, korszerű gyártmányt hozott létre, amely a belföldi igények kielégítésén túlmenően a világpiacon is versenyképes és nagymértékben fokozza a magyar híradástechnikai ipar termékeinek jó hírnevét.

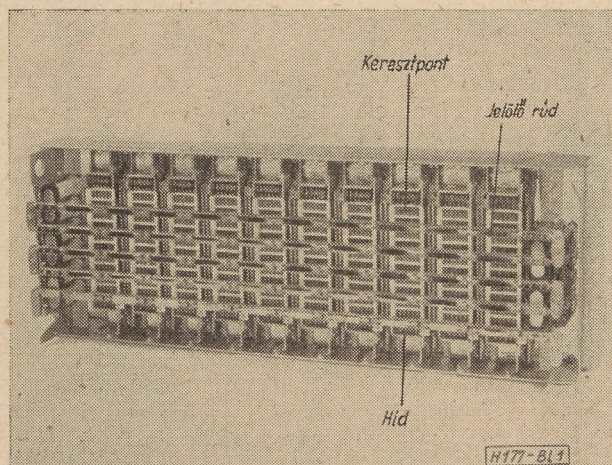
A hazai kordináta rendszerű központok elvi felépítését Molnár Pál dolgozta ki, a típuscsalád elvi felépítését pedig Wirth József alakította ki. Az alkalmazott kapcsológép — melyet a BHG világszerte szabadalmaztatott — Steffens Oszkár műve, míg a marker kialakításában és a link-kapcsolások tervezésében Muzsnai Géza, a fiatalabb generációból az elvi tervezésben Pástor-nyiczky Lajosné és Antal László vettek részt. A központ konstrukciója Molnár Ferenc munkája.

Jelen cikkünkben, amely egy cikksorozat bevezetője, általánosságban ismertetjük a 400 vonalas koordináta rendszerű alközpontot. A *Híradástechnika* további számaiban részletesen tárgyaljuk a központ méretezését, a markert, az azonosítás és linkbekötés problémáit, a forgalom-mérést, az automatikus hibaregisztrálást stb.

A kapcsológép

A crossbar központok jellemző alkatrésze a crossbar kapcsológép, amely nem más, mint egy koordináta hálózatban elhelyezett záró érintkező mező. A koordináta hálózat keresztpontjait függőlegesen összefogó szerelvényt hídnak nevezzük. A koordináta hálózat vízszintesében a jelölőrudakat találjuk. A gép működésekor először a jelölőrúd működik. Ezzel kijelöljük azt a vízszintes sort, amelyben a keresztpontot működtetni kívánjuk. A jelölőrúd után az egyik híd működik, és működése folytán az a keresztpont zárja érintkezőit, melyet a jelölőrúd kijelölt. A híd működtetett állapotban marad, a jelölőrúd alapállásba tér vissza. Az 1. ábrán, amely a BHG-ban kifejlesztett, szabadalmaztatott koordináta-kapcsológépet mutatja be — e három legfontosabb alkatrészt megjelöltük. A keresztpontok a gép hátulsó oldalán vízszintesen multiplikálva vannak. A hidakon függőleges a multiplikáció.

A gép célszerű kapacitásának, teljesítő képességének, gazdaságos felhasználhatóságának a



1. ábra. Koordinata kapcsológép

megállapítására széleskörű vizsgálatokat végeztünk. Rendszerteknikai vizsgálatok eredményeképpen állapítottuk meg a gép kapcsolómezejének a méreteit, a hidban levő keresztpontok számát. E megfontolások alapján alakítottuk ki a magyar ikerhidas kapcsológépet. Kapacitása $20 \times 10 \times 6$ (20 hid, 5 kétállású jelölőrúd, amely 10 vízszintes keresztpontsort képez, egyenként 6 záró érintkezővel). Az elterjedt külföldi típus a $10 \times 20 \times 4$; ezeknél a gépeknél a hidak függőleges multiplikációját egy jelölőrúd segítségével át lehet váltani. A hazai gép előnye az általában használt gépekkel szemben, hogy a kapcsoláshoz csak két mágnesset kell működtetni. A kapcsolat csak a keresztponton megy keresztül, nincs szükség átváltó érintkezőkre. A mozgó érintkezők száma csak fele annyi, mint a hagyományos gépen. Ez nemcsak anyagtakarékosságot és súlycsökkenést eredményez, hanem azt is jelenti, hogy a kapcsolómező kábelezése áttekinthetőbb és a multiplikációban a forrasztások száma is 50%-kal kevesebb. Az új géppel először alközpontokat fejlesztettünk ki, majd később kerülhet sor kellő gyakorlat megszerzése után a főközpontok kifejlesztésére.

A központról általában

A központ tárgyalása előtt néhány alapfogalommal kell megismerkednünk. A koordináta rendszerű központok a forgógépes és más rendszerű központoktól abban különböznek, hogy ezekben a vezérlési feladatokra egyetlen közös vezérlő áramkört alkalmazunk, az ún. markert.

A marker a kapcsolatban részt vevő fokozatokra *konnektorokkal* kapcsolódik fel. A konnektorok nagy kapacitású jelfogószerű kapcsológépek, esetünkben sok záró érintkezőjű jel-fókók.

Azok a kapcsolási utak, amelyeken a marker a hívást felépíti, a *linkek*. Ezek tulajdonképpen a gépek és az áramkörök közötti összekötő utak. Crossbar központokra jellemző kapcsolási mód a linkkapcsolás.

A Ca-402 központ-család 400 vonalas maximális kiépítés mellett 100-as lépcsőkben készíthető 400 mellékállomásig. A központhoz a 100-as kivitelnél 10–20, a 400-as kivitelnél 40 fővonal, vagy ezek helyett részben társközponti vonalak is kapcsolhatók.

A központcsalád kiépítési lehetőségeit — fontosabb tagjait — az 1. táblázatban foglaltuk össze.

1. táblázat

Kiépítés alkp. vonal	Fővonal vagy társkp. vonal	Áramkörök száma			Koord. gépek száma	Keretek száma
		ő. ák.	viSSzahívó	regiszT.		
100	10–20	14	6–8	2–3	10–11	4
200	20–30	14–21	8–12	3–4	16–19	6–7
300	30–40	28–35	16–20	4–6	26–29	9–10
400	40	42	24	6–9	36	11

A táblázatban a közös vezérlő áramkörök (markerek) számát nem tüntettük fel. Ebből minden központhoz a 0-szériánál kettő tartozik. Egyszerre csak egy vezérlő áramkör van üzemben, ez viszi a teljes forgalmat. Működési ideje 0,5 s, mivel minden kapcsolást ez vezérel, igen sokszor dolgozik. A közös vezérlés módot nyújt a forgalomátereszítő képesség emelésére azáltal, hogy a kapcsológépek és a linkek terhelhetőségét növeli. A második marker áramkör tartalékol szolgálat. A tartalék bekapcsolása egy kulcs átváltásával történik. A központ prototípusa egy marker áramkörrel készült, az áramkör fontosabb részei dugaszolhatók. Ismert külföldi nagyobb kapacitású központok is egy markerrel működnek.

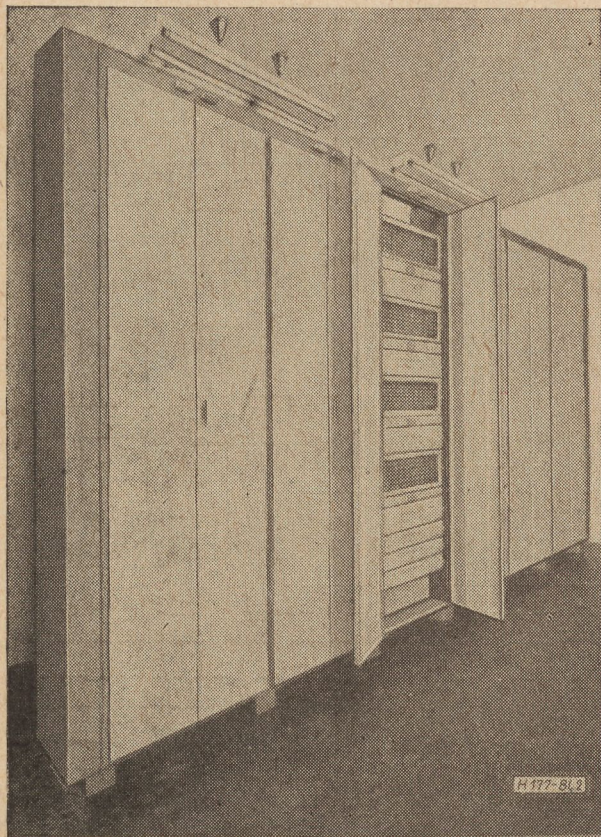
Egyéves üzemi tapasztalatunk azt mutatja, hogy a marker igen ritkán hibásodik meg. Még a dugaszolható áramköri részek cseréjére sem volt szükség. Egyetlen eset sem fordult elő, hogy a központban üzemzavar keletkezett volna. Mégis az üzemelőkkel úgy határoztunk, hogy a 0-szériát két markerral gyártjuk le. A kézzel átváltható tartalékot az indokolja, hogy a karbantartó személyzet még nem rendelkezik elég tapasztalattal, és ha a marker lényeges része hibásodik meg, komoly üzemzavarok keletkezhetnek. Külföldi tapasztalat szerint az ilyen bonyolult áramkör hibájának az elhárítása ha nem sikerül azonnal, idegessé teszi a karbantartó személyzetet és így a hiba nyugodt behatárolása és elhárítása lehetetlenné válik. A tartalék bekapcsolása az üzemzavart azonnal megszünteti. A kulccsal átváltható tartalék előnyös kis központoknál abból a szempontból is, hogy az átváltást hozzá nem értő személy is elvégezheti. Erre szükség is lehet, mert terveink szerint a központok felügyelet nélkül fognak üzemelni.

A központ szerkezeti felépítése

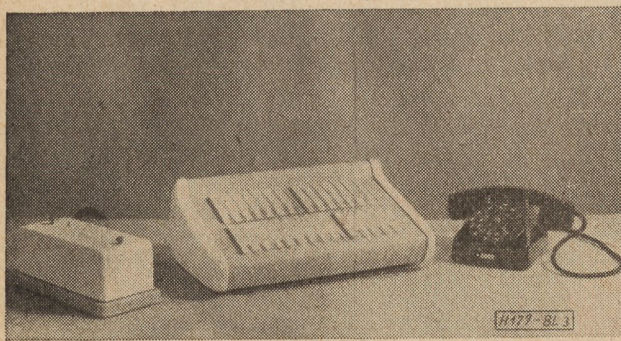
A központ felépítése a BHG eddig gyártott hasonló kapacitású 7D-PABX típusú központjaitól lényegesen eltér. A kereteken a gépeket és a jelfogósávokat burák védik a portól. A külső burkolat elől-hátul keretenként kétszárnyú ajtóból áll. A rendelkezésre álló helytől függően egy vagy több állványsorban állítható fel. Az állványsorok végét lezáró burkolat határolja. A kábelcsatorna a burkolat szerves része és teljesen zárt kivitelű. A központ egyik állványsorát a 2. ábrán mutatjuk be.

A burkolat kivitelében sima és korszerű. A helyszíni szerelés egyszerű; alul és felül végigfutó elemek biztosítják a kábelezés során az állványsor merevségét és a jó hozzáférhetőséget.

A központhoz, kapacitásától függően, egy vagy két kezelői készlet tartozik. Ez korszerű kivitelű, „zongorabillentyűs” készülék. A kezeléshez szükséges lámpajelzések a működésbe hozott billentyűn világítanak keresztül. A kapcsolási helyzeteket teljes vagy félfény, illetőleg



2. ábra. A központ egyik állványsora



3. ábra. 14 vonalas kezelői készlet

kör vagy háromszög alakú fényjelek mutatják. A kezelői készletet a 3. ábra mutatja.

A hangáramkör nem tartalmaz mozgó alkatrészeket. A szaggató áramkörrel együtt dugaszolható egységet képez és teljesen tranzisztorizált. A csengető áramot is mozgó alkatrészek nélkül állítjuk elő. E szerelvényekben szovjet gyártmányú P4B teljesítmény tranzisztorokat alkalmaztunk.

Itt említjük meg, mint jelentős gazdaságossági tényezőt, hogy egy 400 vonalas 7D-PABX központban 145 000 forrasztás van, melyet a gyártás folyamán kell elkészíteni. A helyszíni szerelésnél 35 000 a forrasztások száma. A 400 vonalas crossbar központban a gyártás folyamán 110 000 forrasztást, a helyszíni sze-

relésen 12 000 forrasztást kell elvégezni. Az összes forrasztások száma ezek szerint

7D-PABX-nél	180 000,
CA-402-nél	122 000.

A forrasztási pontokban a megtakarítás 33%.

E gyártási megtakarításhoz jön még mint további előny a megbízható működés, a kisebb karbantartási igény, a gyorsabb kapcsolás.

A központ elvi felépítése

A központ elvi felépítését a 4. ábrán levő kapcsolási vázlat mutatja. Első látásra fel tűnik, hogy a marker minden áramkörhöz csatlakozik. Ez az áramkör a központ agya; minden kapcsolásnál működik. A kapcsolási feladatok ellátása mellett állandóan figyeli a központ jó működését is. Hiba esetén a marker közli a hiba-regisztráló berendezéssel a hibás kapcsolás fajtáját, és a hibás kapcsolásban résztvevő áramköröket. A hiba kódolt regisztrálása papírszalagra lyukasztással történik. A marker az ellenőrzést csak akkor végzi el, ha a folyamatban levő kapcsolat felépítése közben újabb hívásigény nem jelentkezett. A felépített kapcsolat ellenőrzése 0,1 mp-ig tart. Még nagy forgalom esetén is ritkán fordul elő, hogy a marker 0,5 mp tartási ideje alatt újabb hívás érkezne be; ez azt jelenti, hogy gyakorlatilag a marker minden felépített kapcsolatot ellenőriz.

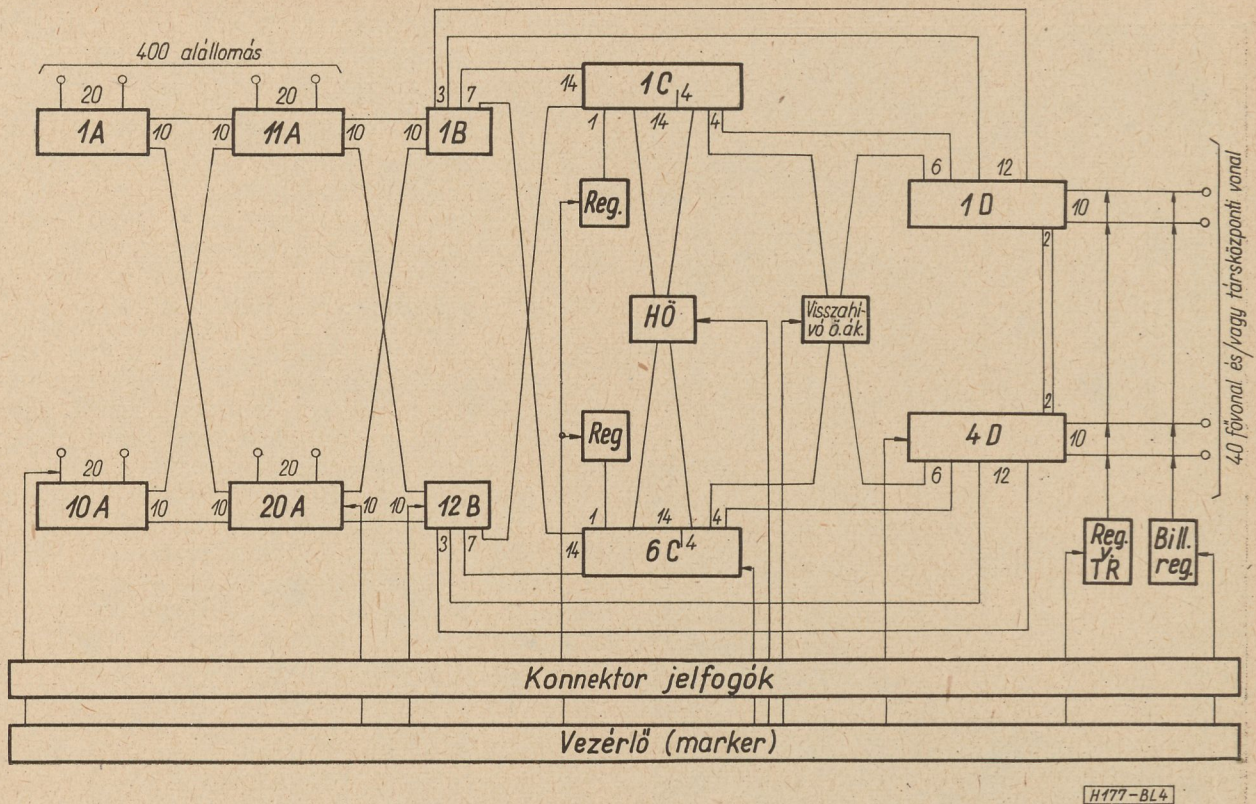
A marker a kapcsolási igényeket meghatározott sorrendben elégit ki. Azonosítja a hívási igényeket és regisztrat ad az előfizetőnek, majd bekapcsolódik. A hívással akkor foglalkozik újból, ha a regiszter az összes számokat felvette. Erre a le- és újbóli felkapcsolódásra azért van szükség, mert egy olyan fontos áramkört, mint a marker nem bízhatunk az előfizető kénye-kedvére. A regiszter bizonyos időzítésen belül (12–24 mp alatt) várja az előfizetőtől a számokat és ha megkapta azokat, bejelenti a markernél a kapcsolási igényt.

A marker, mielőtt a kapcsolást felépítené, megvizsgálja, hogy a hívott szabad-e. Ha az állomás foglalt, az előfizető saját vonalszerelvényéből foglaltsági hangot kap, s a központ többi részei ezzel a hívásigénnyel kapcsolatban felszabadulnak.

A kimenő hívásokat és visszahívásokat szintén a marker vezérli. A bejövő hívásokat a kezelő a billentyűs regiszterrel közvetíti, a vonalválasztásokat azonban ebben az esetben is a marker kapcsolja.

Az állomások az 1A-tól 20A jelzésű gépek hídjaira vannak kötve. Egy-egy gépre — mivel azon 20 híd van — 20 állomás köthető be. Ennélfogva a 400-as központban $400/20=20$ A jelű gép van.

A hívást a gép hídmágnese tartja. A mellékállomás vonaláramköre ennek ellenére két jelfogóból áll. A hívó jelfogó mellett a blokkírozó jelfogót találjuk, mely blokkolt állapotban a foglaltsági hangot adja a vonalra. (Ismeretes,



4. ábra. Kapcsolási vázlat

hogy minden vonalhoz két kapcsolószerv tartozik a központban; egyik a hívást érzékeli, a másik ha a hívás a központ egyéb áramköreihez csatlakozott, a hívást tartja és a vonalat foglalttá teszi.) A mellékállomás hívásigényére a vonaláramkör a markernek jelzést ad, mely a **B** és **C** gépeken keresztül a hívó felet a regiszterre kapcsolja. A regiszterbe tárcsázott számok alapján a marker a **C** és **B** gépeken keresztül a mellékállomások felé irányuló hívásokat kapcsolja.

A regiszterben levő számok alapján eldönthető az, hogy városi vagy társközponti-e a hívás. A marker ezeket a hívásokat vagy közvetlenül a **B** és **D** gépeken át kapcsolja, vagy ha ezek az utak foglaltak, a **B**, **C**, **D** kerülőúton építi fel.

A városból bejövő hívásokat a kezelő a billentyűs regiszteren át kapcsolja. A mellék-

állomás kapcsolása ugyanaz, mintha az a regiszterből épülne fel a közvetlen **B—D**, vagy a kerülő **B—C—D** fokozatokon keresztül.

Társközpont felől bejövő hívás nem megy a kezelőhöz. A távoli mellékállomás közvetlenül a **TR** regiszterbe tárcsázza a számot. Ennek alapján a választás ugyanúgy történik, mintha a számot a regiszter vette volna fel.

Fennálló városi kapcsolat közben bármelyik mellékállomás visszahívható. A kapcsolás a marker közvetítésével a visszahívó áramkörön át történik a **C** és **D** gépeken keresztül.

A forgalommal kapcsolatos kérdések

Az elmondottakból látható, hogy a bejövő és kimenő áramkörök bármely előfizető számára 3 vagy 4 fokozaton át érhetők el. A létesíthető kapcsolásokat a 2. táblázatban foglaltuk össze.

2. táblázat

Hívásmód	Fokozat	Veszteség
1. Helyi hívás, regiszter kapcsolás	A—B—C 3	$P = 0,004$
2. Helyi hívás, vonalválasztás	C—C—D—A 4	0,005
3. Kimenő fővonalai hívás	A—B—D 3	0,006
4. Bejövő hívás	D—B—A 3	0,002
5. Kimenő hívás, kerülőutas	A—B—C—D 4	
6. Bejövő hívás, kerülőutas	D—C—B—A 4	
7. Visszahívás	D—C—D—A 4	0,002
8. Bejövő fővonalai hívás közvetítése foglalt vonalra	D—C—B 3	0,01

A 40/400-as központ az alábbi forgalmak lebonyolítására alkalmas:

Mellékállomási kezdeményezett forgalom	0,16 Erlang
Összes kezdeményezett forgalom a mellékállomások részéről	64 E
Kimenő városi forgalom	12 E
Bejövő városi forgalom	12 E

Áramkörök száma:

Helyi összekötő egyirányú	12
Helyi összekötő, kétirányú	30
Regisztrerek forgalomtól függően	6—9
Kimenő városi áramkör	12
Kétirányú városi áramkör	28
Visszahívó áramkör	24
Billentyűs regiszter	2
Bejövő regiszter társközponthoz	2

A mellékállomási vonalak a gépek függőleges multiplikációira vannak bekötve. A mellékállomásokat kevesebb gépre is be lehetne kötni, ha a vonalak a gép keresztpontjaira kötnénk. Így a gépek által elérhető koncentráció 2:1 helyett például 4:1 is lehetne. Természetesen kisebb lenne a forgalom is, amit a fokozat teljesítene. Az általunk alkalmazott bekötési mód noha több gépet kíván, mégis az alábbi megfontolások alapján gazdaságosabb. Ugyanis

- a hídmágneselek felhasználhatók a hívás tartására;
- a vezérlés és az azonosítás egyszerűbb, mivel az előfizető csak egy helyre van bekötve;
- A gép vízszintes multiplikációja csupasz vezetékekkel és mártó forrasztással készíthető;
- a gép kábelezése áttekinthető.

Mindezeket összevetve a központ karbantartása egyszerű.

Az **A** fokozat 20 gépének 200 vízszintes multiplikációs kimenete **6B** gép vízszintes multiplikációjára van kötve oly módon, hogy a **B** gépek vízszintes multiplikációja középen el van vágva. Így tulajdonképpen 12 db 10×10 kapacitású **B** gép van. Az **A** fokozatból érkező 200 kimenet a **B** fokozat 120 bemenetére van koncentrálva. A linkek bekötése az **A** és **B** gépek között úgy van csoportosítva, hogy az **A—B** gép fokozat egyetlen 400-as csoportot képez.

A **B** gépről a linkek a **C** és **D** gépekre vannak bekötve (lásd 4. ábrát). A **B—D** linkek viszik a ki- és bemenő forgalom nagy részét. A **B—C** linkeken bonyolódik le a házi forgalom és a ki-bemenő forgalom maradék része.

A **C** gépekre vannak bekötve a regiszterek. Általában 6 regiszter elegendő. A **6C** gépre 12 regiszter köthető be a forgalmi igényeknek megfelelően.

A helyi összekötő áramkörök és a visszahívó áramkörök ugyancsak a **C** gépekre vannak kötve. A visszahívó áramkörök kapcsolása a **D** gép felé szintén a **C** gépen át történik.

A városi és társközponti vonalak a **D** gép-fokozat 4 gépének vízszintes multiplikációira vannak kötve. A vertikálisokra a **C** és **B** fokozatok csatlakoznak. Két vertikálist esetleges tranzit forgalom számára tartalékolunk.

A központ teljesítő képességének és gazdaságos kihasználásának döntő fontosságú feltevése a link bekötések helyes megtervezése. Ez a központ elvi kapcsolásának tervezésében az egyik legszebb áramköri feladat. A kivitelezésnél a központ keretei között vízszintesen futnak és az egész központot behálózzák a linkutak.

A központ szolgáltatásai

Mellékállomás mellékállomást három számjeggyel hív. A kezelő hívószáma a 0. Társközponti vonalakat egyjegyű számmal lehet hívni, majd a társközpontból beérkező újabb tárcsázási hangra a társközpont mellékállomásának a számát kell tárcsázni.

1. A házi hívás automatikus, a hívás kezdeményezése a kézibeszélő felemelésével történik.

2. A kimenő városi hívások automatikusan kapcsolódnak gombnyomásra.

3. Elsőbbségi jogos állomások városi kimenő hívásigényét gombnyomásra a berendezés parakirozza, s ha szabad vonal van, az csengetéssel jelentkezik.

4. A bejövő városi hívásokat kezelő kapcsolja. A kezelő a kért számot lebillentyűzi.

5. A városi vonal tartása mellett a mellékállomások visszahívhatók. A városi vonal átadása történhet a városi fél jelentkezése előtt is. A visszahívás gombnyomással, az átadás a kézibeszélő visszahelyezésével történik.

6. A mellékállomások három csoportba oszthatók városi hívások szempontjából. Ezek: jogos, féljogos és a városi vonalak használatából kizártak.

7. Mellékállomásokból PBX csoportok képezhetők. A mellékállomás csoportos hívószáma mellett az egyéni hívószám is megmarad.

8. A központ más alközpontokkal is összeműködhet. A társközponti hívás speciális szám tárcsázásával kezdeményezhető.

9. A társközponti vonalak visszahívhatók, de városi vonalnak nem adhatók át.

10. A kezelő titkossági hangjelzés mellett fennálló beszélgetésbe bekapcsolódhat, felajánlhatja a kapcsolást és erőszakosan lebonthatja a nem kívánt felet.

11. Elsőbbségi jogos mellékállomás felkapcsolódhat a foglalt vonalra és a fennálló beszélgetést erőszakosan el is bonthatja.

12. Ha a kezelő nem kezeli el a bejövő hívást, időzítés után a hívás automatikusan az éjjeli szolgálatra kijelölt készülékre kapcsolódik. A további hívások is az éjjeli kezelőhöz mennek minaddig, amíg a kezelő egy hívást nem fogad, ezzel a további bejövő hívások automatikusan a kezelőhöz kapcsolódnak.

13. Feszültség kimaradása esetén egy-egy fővonal egy-egy előre kijelölt készülékre kapcsolódik.

14. A beszédkapcsolat bontását a hívó és hívott egyaránt kezdeményezheti.

15. A központhoz hibaregisztrálás és forgalom eloszlás megfigyelése céljából szalaglyukasztó berendezés is tartozik.

16. A központhoz billentyűs vonalvizsgáló berendezés is szállítható.

A központ főbb jellemzői

Üzemi feszültség: 48 V

Feszültséghatárok: 46 és 52 V

Vonalhurok ellenállása a készülékkel együtt: 1200 ohm

Vonal szigetelési ellenállás: 10 000 ohm

Tárcsaimpulzusok: 7—14 impulzus/sec

Tárcsa nyitás és zárás viszonya: 2:1

Keretek száma: 11

Az állványsor magassága: 2,5 méter

Állványsormélysége: 0,4 méter

Egy keret súlya: 190 kg.

Géptípus: DC-470 20 × 10 × 6

Jelfőgő típus: BHG lapos E, R és U típus

Statikus hangáramkör: elektronikus elemekből

Hibaregisztrálás: szalaglyukasztó berendezéssel.

Veszteségek kiegyenlítése az üzemi paraméteres szűrőméretezésben

RADVÁNY JENŐ

a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja
Beloianisz Híradástechnikai Gyár

ETO 621.372.54.001.24

Bevezetés

E folyóirat 1962. 3. számában ismertettük az üzemi paraméteres szűrőméretezés elméletét és gyakorlati alkalmazását. E közlemény annak folytatásaként azt a problémát tárgyalja, hogyan lehet figyelembe venni és kiegyenlíteni a szűrő reaktáns kapcsolási elemeinek a veszteségeit. A hullámparaméteres szűrők tervezésénél ismeretes az az eljárás, hogy a szűrőt egyik oldalon derivátlan hullámmellenállású taggal fejezzük be és a sávszélen pontosan illesztjük, míg a sávközépen maximális ütközési csillapítást hozunk létre. Tekintettel arra, hogy a szűrő csillapítása a sávközépen minimális és a veszteségek hatására a sávszélek felé emelkedik, ily módon el tudjuk érni, hogy a veszteségek és az illesztetlenség okozta csillapítások összege az egész hasznosított áteresztő sávon belül közel állandó marad [3]. Az üzemi paraméteres szűrőméretezésnél lényegében hasonló módon járunk el, azaz megkeressük azt az üzemi csillapítás függvényt, amelyik kiegyenlíti a szűrő elemeinek a veszteségei által okozott csillapítás függvényt.

Az üzemi paraméteres szűrőméretezésben két eljárás ismeretes a fentebbi célra. Az első eljárás feltételezi, hogy az aluláteresztő szűrő összes elemei azonos veszteségszögűek, azaz az elemek Q -ja azonos. A másik eljárás feltételezi, hogy a tekercsek azonos veszteségszögűek, és a kondenzátorok szintén azonos, de a tekercsektől különböző veszteségszögűek. Ez az utóbbi feltétel aluláteresztő és feluláteresztő szűrőknél jól megegyezik a valósággal. A gyakorlatban úgy is jó eredményt érünk el, ha az összes elem veszteségszögét a tekercsek

és a kondenzátorok veszteségszögének a számítani közepére választjuk, azaz — mivel a kondenzátorok vesztesége a tekercsekéhez képest általában elhanyagolható — a tekercseket és a kondenzátorokat egyaránt kétszeres jóságúra vesszük fel, mint amennyi a tekercsek átlagos jósági tényezője. Sávszűrők esetében a szokásos frekvencia transzformáció alkalmazásával, mellyel a sávszűrőt az aluláteresztő szűrőből származtatjuk, a tekercseknek és a kondenzátoroknak soros, illetőleg párhuzamos körök felelnek meg, melyeknek veszteségszöge egymással egyenlőnek vehető fel. Ezért e cikkünkben az összes elemet egyenlő veszteségszögűnek tekintő eljárást ismertetjük.

Fel kell hívnunk a figyelmet arra, hogy az eljárás nem alkalmazható, ha a szűrőre reflexiós csillapítás előírások vannak, ugyanis a veszteségek okozta csillapítást az ismertett eljárásnál ütközési csillapítással kompenzáljuk. Ilyen esetekben a szűrő veszteségek okozta csillapítás torzulása csak külön korrekterekkel egyenlíthető ki.

A torzított átviteli függvény meghatározása

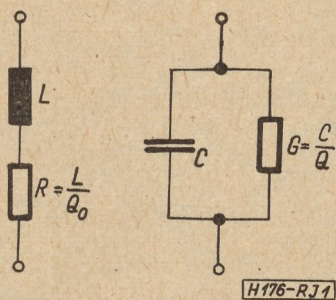
Ha egy aluláteresztő szűrőben az összes reaktív elemek azonos veszteségszögűek, matematikailag úgy tekinthetjük a veszteségek keletkezését, mintha az induktivitások és a kapacitások tiszta képzetes impedanciák lennének, de a p körfrekvencia nem tiszta képzetes érték, hanem egy kis állandó, valós részt tartalmaz és ez hozza létre az impedancia valós komponensét. Legyen $p = j\omega + \lambda$, ahol λ a kis állandó valós érték. Akkor a tekercsek impedanciája $j\omega L + \lambda L$, a kondenzátorok ad-

mittanciája pedig $j\omega C + \lambda C$. Ezzel a felvétellel a tekercseket és a kondenzátorokat fizikai frekvencia, azaz tiszta képzetes p esetén az 1. ábrán látható módon helyettesítettük.

Ha ω_0 névfrekvencián a tekercsek, illetőleg a kondenzátorok jóságát a $Q = \frac{\omega L}{R}$, illetőleg

$Q = \frac{R}{\omega C}$ értékek jellemzik, λ értékét $\frac{1}{Q}$ -ra

kell választanunk. Alul- és felüláteresztő szűrőnél a már említett közelítést alkalmazva, ha a tekercsek jósága Q_L és a kondenzátorok



1. ábra

jósága ennél lényegesen nagyobb, a Q értéket $2Q_L$ -ra választjuk. Sávszűrő esetében a szűrőt az

$$\Omega = \frac{f^2 - f_A f_F}{(f_F - f_A) f} \quad (1)$$

frekvencia transzformáció segítségével, alul-áteresztő szűrőből származtatjuk. Ekkor λ értékét a

$$\lambda = \frac{\sqrt{f_A f_F}}{(f_F - f_A) Q_L} \quad (2)$$

képlet adja meg, ahol Q_L a tekercs sávközépen felvett jósági tényezője. E helyettesítéssel a soros kör veszteségi ellenállását az egész gyakorlati áteresztőtartományban állandónak vettük fel, ami nem túl nagy sáv szélesség esetében megengedhető közelítés. Ugyanez a közelítés a körökre konstans paralel ellenállás felvételét jelenti.

A veszteségek fenti származtatásából adódik egy rendkívül egyszerű módszer a veszteségek hatásának kiegyenlítésére. Először fel kell vennünk egy megfelelő karakterisztikus függvényt, ki kell belőle számítani [1]-ben ismertetett módon az e^{λ} függvényt. Ennek gyök-tényező alakra bontása után az ismertetett módon kiszámíthatjuk a beiktatási csillapítás-függvényt is, majd ebben a $p = j\omega$ érték helyett $p = j\omega - \lambda$ -t írunk, ahol λ legyen az előzőek szerint felvett érték. Így megkapjuk a torzított átviteli függvényt, melyből a hivatkozott előző cikk (18) képlete alapján meghatározzuk a karakterisztikus függvényt, majd a (23) számú képletből meghatározhatjuk a láncparamétereket és a (25) képletből az impedancia, illetőleg admittancia mátrix elemeit. Az ismertetett módon lánc-törtbe fej-

téssel meghatározhatjuk a kapcsolási elemeket is.

A számítás numerikus nehézsége, hogy a karakterisztikus függvény meghatározásához ismét meg kell oldani, egy a szűrő ágainak számával megegyező fokszámú egyenletet, melynek páros fokszám esetében az összes gyöke, páratlan esetben egy kivételével az összes gyöke konjugált komplex érték. Az ismertetett eljárás alkalmazhatósági határai:

1. A felveendő λ érték nem lehet nagyobb, mint az eredeti torzítatlan e^{λ} függvény legkisebb valós részű gyökének valós része, mivel ellenkező esetben a torzított átviteli függvény ennek megfelelő gyöke a jobb felsíkra esne és így nem kapnánk passzív, pozitív elemekkel realizálható négy-pólust.

2. További megvalósíthatósági követelmény, hogy az $\frac{R_1}{R_2}$ lezáró ellenállás viszonyt úgy vegyük fel, hogy a

$$\Delta^2 = \frac{4R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} \quad (3)$$

kifejezés értéke kisebb legyen, mint az $e^{2\lambda}$ függvény fizikai frekvenciákra, azaz a képzetes p tengelyen felvett minimuma.

3. Végül annak, hogy a kapcsolás soros, illetve sönt-ágak váltakozásából felépített, azaz létra-típusú kapcsolással megvalósítható legyen, szükséges, hogy az e^{λ} függvénynek csak valós frekvencián legyen pólusa. Ezt úgy érhetjük el, hogy a $p = j\omega - \lambda$ helyettesítést csak az e^{λ} függvény számlálójában végezzük el. Így a veszteség kompenzálás csak az áteresztőtartományban következik be, ami nem okoz bajt, mivel a zárótartományban a veszteségek gyakorlatilag csak a póluscsillapítások végtelen értékét rontják el véges értékre.

Mint a hivatkozott előző cikkünkben bemutattuk, ha a szűrő nem szimmetrikus, vagy antimetrikus, azaz a karakterisztikus függvény számlálójában p -nek nem páratlan, vagy páros polinomja, úgy a csillapítás karakterisztikával a reaktáns négy-pólus még minimális fázisforgatású kapcsolást felvéve sem határozott. Akkor ugyanis a karakterisztikus függvény számlálójában minden gyök valós részét vehetjük pozitív vagy negatív értékűre is. Veszteség kompenzálás esetében az eredetileg szimmetrikusnak vagy antimetrikusnak felvett szűrőkapcsolás ezt a tulajdonságát elveszti és ezért több adódó megvalósítás között szabadon választhatunk, ha más szempont nem köt a tervezésben. Pl.: ha paralel vagy sorba kapcsolható szűrőket tervezünk, azt a megvalósítást célszerű választani, melynek bemenő impedanciája a zárótartományban a legmagasabb, illetőleg legalacsonyabb értékű.

Előfordulhat továbbá az is, hogy egyik vagy másik megvalósításnak nincs pozitív elemekkel realizálható lánckapcsolása. Ez azonban csak a lánc-törtbe-fejtésnél derül ki és ilyenkor egy másik változattal kell próbálkozni.

Példa a veszteséges szűrő tervezésre

A veszteséges szűrő tervezésre példaképpen bemutatjuk az előzőekben hivatkozott közleményben levő szűrő egy veszteség-kompenzált változatának a számítását. Az áteresztő és zárótartomány előírások legyenek azonosak az ott megadott értékekkel. Így a torzítatlan e^g függvényt azonosnak vehetjük az ott kiszámított polinommal, azaz

$$e_g = \frac{A + pB}{P} \quad (4)$$

$$A + pB = k(\alpha_1 + p)(\alpha_{02} + \alpha_2 p + p^2)(\alpha_{03} + \alpha_3 p + p^2) \quad (5)$$

ahol

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 0,546594148 & \alpha_{02} &= 0,682671775 \\ \alpha_2 &= 0,743632875 & \alpha_{03} &= 1,10043927 \\ \alpha_3 &= 0,202595480 & k &= 2,4353252 \end{aligned}$$

$$P = (0,0276068 p^2 + 1)(0,48931826 p^2 + 1)$$

Tételezzük fel, hogy a szűrőt ferrit fazékmagos tekercsekből építjük fel és hogy ezek reálisan felvehető átlagos jósága 250. Ekkor a közlemény (2) képletéből és a hivatkozott cikkben megadott 9 kHz és 17 kHz határfrekvenciákkal számolva

$$\lambda = \frac{\sqrt{f_A f_F}}{f_F - f_A} \frac{1}{Q_L} = 0,006184655.$$

Ha az e^g számlálójában p helyében $(p - \lambda)$ -t helyettesítünk, az

$$A^* + pB^* = k^*(\alpha_{1*} + p)(\alpha_{02*} + \alpha_{2*} p + p^2)(\alpha_{03*} + \alpha_{3*} p + p^2)$$

értéket nyerjük az e^{g*} függvény számlálójára, ahol

$$\begin{aligned} \alpha_{1*} &= 0,54040949 & \alpha_{02*} &= 0,67811085 \\ \alpha_{2*} &= 0,73127357 & \alpha_{03*} &= 1,09922454 \\ \alpha_{3*} &= 0,19022617 \end{aligned}$$

A k értékét k^* -ra kell változtatnunk, mert ha nem akarunk transzformátort használni a kapcsolásban, $p = 0$ esetében a beiktatási csillapításnak 0-nak, azaz az átviteli függvénynek egység értékűnek kell lennie. Innen

$$k^* = (\alpha_{1*} \alpha_{20*} \alpha_{30*})^{-1} = 2,4825039$$

$$A \quad A^2 = \frac{4 R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2}$$

tényezőt válasszuk meg úgy, hogy

$$A^2 k^{*-2} = 0,1444, \text{ azaz } Ak^{*-1} = 0,38 \text{ legyen.}$$

Kiszámítva az új N függvényt

$$\begin{aligned} N &= A^2 - p^2 B^2 = \\ &= k^{*2}(-p^{10} - 2,6916966 p^8 - 2,5729977 p^6 - \\ &- 0,98096383 p^4 + 0,024634345 p^2 + 0,16226324) \end{aligned}$$

polinomot kapjuk. Az új N^* polinomot az

$$\frac{N^*}{p^2} - A = \frac{N^*}{p^2}, \text{ azaz } N^* - Ap^2 = N^*$$

összefüggésből nyerjük:

$$N'(p) = k^2_* (-p^{10} - 2,6917230 p^8 - 2,5750144 p^6 - 1,0234504 p^4 - 0,12465361 p^2 + 0,17863244)$$

A polinomot, gyökeinek meghatározása után az

$$N^*(p) = k^2_* (p^2 - \alpha_1)(p^4 + \alpha_2 p^2 + \alpha_{02})(p^4 + \alpha_3 p^2 + \alpha_{03})$$

alakba írhatjuk, ahol

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 0,079734581 & \alpha_{02} &= 0,94178804 \\ \alpha_2 &= 1,93670676 & \alpha_{03} &= 0,24788313 \\ \alpha_3 &= 0,84793083 \end{aligned}$$

Ezek után a

$$k^* \bar{k}^* = \frac{N^*(p)}{P^2(p^2)}$$

összefüggésből a karakterisztikus függvény számlálójára az alábbi szorzatot kapjuk:

$$A^* + pB^* = k^*(p \pm \alpha_{1*}')(\alpha_{02*}' \pm \alpha_{2*}' p + p^2)(\alpha_{03} \pm \alpha_{3*}' p + p^2)$$

Az új konstansok értékei:

$$\begin{aligned} \alpha_{1*}' &= 0,28237312 & \alpha_{02*}' &= 0,97146396 \\ \alpha_{2*}' &= 0,067729137 & \alpha_{03*}' &= 0,37594460 \\ \alpha_{3*}' &= 0,37594460 \end{aligned}$$

Az $A_* + pB_*$ és $A_*' + pB_*'$

képletekben a beszorzást elvégezve, az előjeleket önkényesen pozitívre választva, a páros és páratlan rész szétválasztása után megkapjuk az

A, pB, A^* és pB^* értéket:

$$A^* = k^*(1,4619092 p^4 + 1,9684921 p^2 + 0,40281912)$$

$$pB^* = k^*(p^5 + 2,4144300 p^3 + 1,2495053 p)$$

$$A^* = k^*(0,72604686 p^4 + 0,81730063 p^2 + 0,13365345)$$

$$pB^* = k^*(p^5 + 1,6094335 p^3 + 0,58576721 p)$$

A hivatkozott közlemény (25) képletcsoportjából az üresjárás impedancia függvények az alábbiak:

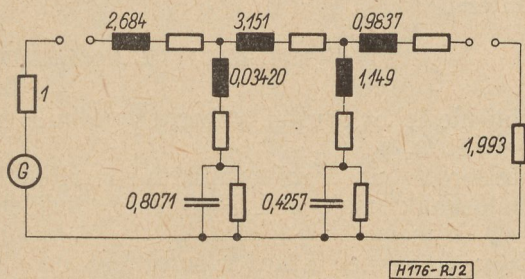
$$\begin{aligned} Z_1 \ddot{u} &= \\ &= R_1 \frac{2,1879561 p^4 + 2,7857928 p^2 + 0,53647257}{0,80499644 p^3 + 0,66373772 p} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Z_2 \ddot{u} &= \\ &= R_2 \frac{0,73586237 p^4 + 1,1511915 p^2 + 0,26916567}{0,80499644 p^3 + 0,66373772 p} \end{aligned}$$

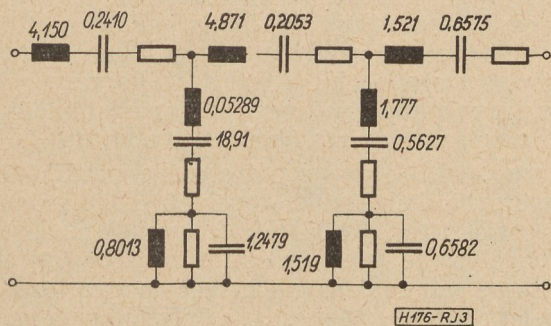
$\frac{R_2}{R_1}$ -nek A -ból számított értéke: 1,993094, R_1 -t egységnek választva R_2 értéke, 1,993094-re adódik, amit a gyakorlatban a lezároellenállás megvalósításában 2-nek is vehetünk.

Az aluláteresztő lánc kapcsolását a 2. ábra mutatja, itt a veszteségi ellenállásokat is bejeleltük. Elvégezve az impedancia transzformációt, kiszámíthatjuk a sávszűrő kapcsolás elemeit is, melyet a 3. ábrán láthatunk.

A szűrő realizálásánál az R_1 és R_2 ellenállásokat 600., illetve 1200 ohm-ra választottuk és a két söntágban levő kétpólust az ekvivalenciával helyettesítve a 4. ábrán levő végleges kapcsolást kapjuk, míg az 5. ábra mutatja a szűrő áteresztő-



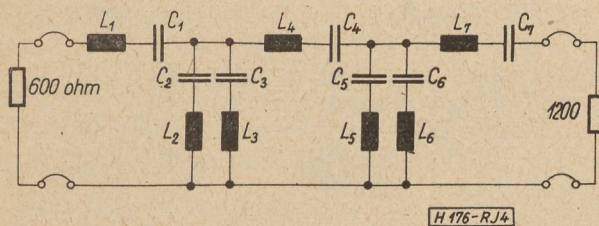
2. ábra



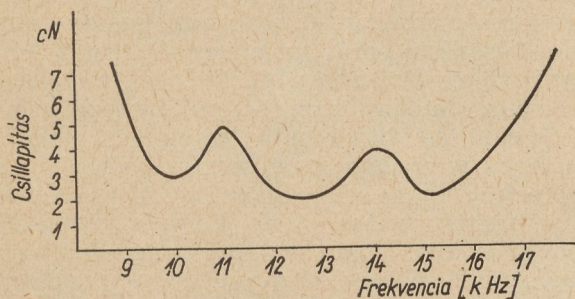
3. ábra

Elemértékek:

$L_1 = 32,04$ mH	$C_1 = 5,167$ nF
$L_2 = 7,387$ mH	$C_2 = 383,08$ nF
$L_3 = 0,4322$ mH	$C_3 = 22,411$ nF
$L_4 = 37,61$ mH	$C_4 = 4,402$ nF
$L_5 = 47,28$ mH	$C_5 = 8,565$ nF
$L_6 = 19,33$ mH	$C_6 = 3,502$ nF
$L_7 = 11,74$ mH	$C_7 = 14,100$ nF



4. ábra



5. ábra

tartományban mért üzemi csillapítás menetet. Mint az ábrán láthatjuk, a szűrő az elméletileg felvett 2 cN-es ingadozást azzal az eltéréssel tudja, hogy alacsony frekvenciák felé az egész görbe 1 cN-t emelkedik, annak jeléül, hogy az aránylag széles áteresztőtartományban a jósági tényező alacsony frekvenciákon kissé romlik.

Helyesbítések

Helyesbítések a szerző „Szűrőméretezés üzemi paraméterek szerint” c. cikkéhez. (Magyar Híradástechnika 13. évfolyam 3. sz.)

81. old. (3) helyesen:

$$g_b = \ln \frac{U_{2*}}{U_2}$$

82. old. (7)-ben e^{gh} helyett e^{g_b}

82. old. 1. hasáb utolsó sor helyesen:
és (8)-ban a négyzetreemelés elvégezve

82. old. (10) helyesen:

$$K\bar{K} = \frac{1}{(R_1 + R_2)^2} [(P_n R_2 - S_n R_1)^2 - (R_n - G_n R_1 R_2)^2] = \frac{1}{(R_1 + R_2)^2} (P_n R_2 + R_n - G_n R_1 R_2 - S_n R_1) \cdot (P_n R_2 - R_n + G_n R_1 R_2 - S_n R_1)$$

83. old. (24) képletben:

$T_{1\bar{u}}$ helyett helyesen: $Z_{1\bar{u}}$

$T_{12\bar{u}}$ helyett helyesen: $Z_{12\bar{u}}$

86. old. (39) képletek helyesen:

$$K = A \sqrt{e^{2a_m} - 1} \operatorname{ch} g_0$$

illetve

$$K = A \sqrt{e^{2a_m} - 1} \operatorname{ch} \left(g_0 - j \frac{\pi}{2} \right)$$

86. old. (44) képletben helyesen:

$$= a_b - a_0 = \ln 2 + \frac{1}{2} \operatorname{ch} \frac{1}{e^{2a_m} - 1}$$

89. old. 1. hasáb 17. sorában k helyett k^2

89. old. 1. hasáb 21. sorában e helyett e^g

IRODALOM

1. Radvány J.: Szűrőméretezés üzemi paraméterek szerint. Magyar Híradástechnika 1962. jún. 13 évfolyam 3. sz.
2. S. Darlington: Synthesis of reactance 4 poles with produce prescribed insertion loss characteristics. Journal of Mathematics and Physics Vol. XVIII. 1939. 257–353.
3. Radvány J.: Hullámparaméterek szerint tervezett sávszűrő veszteségokozta csillapítás torzításának kiegyenlítése. Magyar Híradástechnika 1957. decem - ber 8. évf. 6. sz.

Mikrohullámú ferritek vizsgálata

V Á N Y A I P É T E R

a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja
Távközlési Kutató Intézet

ETO 621.318.134.029.64.001.4

1. Bevezetés

A mikrohullámú technikában egyre gyorsabban terjednek el a nem reciprok tulajdonságú, passzív ferrites elemek. Ezen mikrohullámú eszközök alapvető tulajdonsága, hogy az egyik irányban haladó elektromágneses hullám más csillapítást és fázistolást szenved bennük, mint az ellenkező irányú.

A ferritek alkalmazása a mikrohullámú technikában igen sokrétű. A felhasználási mód szempontjából két nagy csoportot különböztethetünk meg aszerint, hogy a ferritet tápvonalba, vagy pedig üregrezonátorba helyezzük.

Az első csoporthoz tartozó legfontosabb elem az izolátor, amely a rajta keresztül haladó mikrohullámú jel számára az egyik irányban kicsi, a másik irányban pedig nagy csillapítást jelent. Az izolátornak, mint a legelterjedtebb ferrites elemnek a hasznosságát két példán keresztül szemléltetjük.

A klystron oszcillátorokat a pontos mérés érdekében védeni kell a terhelés változásaitól. Ezt már régebben is sokszor úgy oldották meg, hogy az oszcillátor és a terhelés közé egy, pl. 20 dB nagyságú veszteséges csillapítót tettek. Ha a csillapító helyébe egy olyan izolátor kerül, amely áteresztő irányban 0,5 dB és záró irányban 39,5 dB csillapítású, akkor a klystron előbbihez hasonló védelmének biztosítása mellett 19,5 dB-lel több, illetve kb. 90-szer nagyobb hasznos teljesítményt nyerhetünk.

A ferrit izolátor másik fontos felhasználási területe a sokcsatornás mikrohullámú összeköttetésekben van. Az antenna kis illesztetlenségéből adódó kis reflexió is káros következményekkel járhat, különösen akkor, ha az antenna és az adó közötti tápvonal hosszú. A káros reflexió a csatornák közötti áthallások okozója lehet, frekvencia modulált rendszerek esetén nemlineáris torzításokat okozhat. A fent említett káros reflexiót ferrit izolátorok alkalmazásával lényegesen mérsékelni lehet.

További fontos elem az n ágú cirkulátor. Pl. egy 3 ágú cirkulátorban a teljesítmény csakis az 1 ágból a 2 ágba, 2-ből a 3-ba, majd a 3-ból ismét az 1 ágba juthat. Az ilyen cirkulátorokat például adás-vétel kapcsolónak lehet felhasználni. Könnyen készíthető ferrit-elemek felhasználásával elektromosan szabályozható veszteséges csillapító és az ebből kifejleszthető automatikus szintstabilizátor.

A másik csoportba tartozik a könnyen hangozható és változtatható sáv szélességű szűrő, nagy leolvasási pontosságú frekvencia mérő, és

részben ide lehet sorolni a ferrites paraméteres eszközöket is.

A felsorolásban a mikrohullámú ferritek felhasználásának csak a legfontosabb területeit említettük meg.

A következőkben a fent felsorolt eszközökben alkalmazott ferritek mikrohullámon tanúsított anyagi jellemzőinek mérési módszerét tárgyaljuk. Eddig a felhasználásra kerülő ferrit anyagnak csak a sztatikus tulajdonságait vizsgálták, ami nem volt elegendő a mikrohullámú ferrit fejlesztés szempontjából, ezért szükségessé vált ezen anyagoknak közvetlenül mikrohullámon való mérése. A mérés elve a következő:

A mérendő ferrit-próbatestet hengeres üregrezonátorba helyezzük, amelyet TE_{11} módusban gerjesztünk 4000 MHz frekvencián. A ferrit behelyezése után az üregrezonátor önfrekvenciája, valamint sáv szélessége megváltozik a terheletlen esethez képest. Az önfrekvencia megváltozásából az anyag permeabilitását, illetve dielektromos állandóját, míg a sáv szélesség megváltozásából az anyag mágneses, illetve dielektromos veszteségeit határozhatjuk meg.

Ha a ferritet az üreg olyan helyére tesszük, ahol a mágneses térerősség maximális, az elektromos tér pedig zérus, akkor a mágneses, ha fordítva, akkor az elektromos jellemzőkre következtethetünk. A ferromágneses rezonancia a méréssel jól kimutatható azáltal, hogy a ferrit-próbatest helyén az üreg tengelyével párhuzamos, homogén egyenmágneses erőter nagyságát folyamatosan változtatni tudjuk.

Az irodalomban J. O. Artmann és P. E. Tanenwald [1], valamint Wilhem von Aulock és J. H. Rowen [2] végeztek számításokat a mérési módszer kidolgozására. K. H. Gothe [3] a mérési pontosság növelésére tesz több javaslatot.

2. A ferromágneses rezonancia és a tenzor permeabilitás

A ferrit-anyagban az elektromágneses hullámok, terjedésük során, az anyag mágneses spinjeivel kölcsönhatásba léphetnek és ez alapja lehet mikrohullámú nem reciprok hatások keletkezésének. A kölcsönhatás szükséges előfeltétele egy egyenmágneses polarizáló mező, amely a spinek irányát párhuzamossá teszi. A kölcsönhatás mértéke attól függ, hogy a polarizáló térre merőleges mikrohullámú mágneses mező frekvenciája mennyire egyezik meg az elektronok precesszási frekvenciájával, amely leginkább a polarizáló tér erősségének függvénye. Ferromágneses rezonancia esetén a két

frekvencia megegyezik egymással. Az elektron klasszikus modelljének vizsgálata elegendőnek bizonyult a fenti kölcsönhatás megértéséhez. Eszerint az elektron forgó, töltéssel rendelkező pörgettyűnek és a ferrit közeg egymástól független, de helyhez kötött elektronok halmazának tekinthető.

A modellban szereplő körbeforgó elektront olyan mágneses dipólusnak is tekinthetjük, amelyet saját körárama hozott létre [4]. Az elektron körbeforgása következtében keletkező köráramból mágneses nyomaték adódik:

$$\bar{M}_e = -g \frac{e}{2mc} \bar{\pi} \quad (1)$$

ahol

g — a Lande-faktor, amely a ferromágneses anyagokban levő elektronokra nézve közel 2-nek vehető.

$e = -1,59 \cdot 10^{-19}$ Coulomb az elektron töltése

$m = 9,1 \cdot 10^{-31}$ kg az elektron tömege

$c = 3 \cdot 10^8$ m/sec a fény terjedési sebése
A forgó elektronnak spinje következtében π perdulata van.

$$\bar{\pi} = s \frac{h}{2\pi} \quad (2)$$

ahol

s a spinkvantumszám ($s = \pm 1/2$),

$h = 6,6 \cdot 10^{-27}$ ergsec, a Planck-féle állandó

Másrésről az elektrorra $\bar{N}$ mechanikai nyomaték is hat a H_s polarizáló tér hatására:

$$\bar{N} = \bar{M}_e \times \bar{H}_s \quad (3)$$

A mechanikából ismert perdület tétel:

$$\frac{\partial \bar{\pi}}{\partial t} = \bar{N} \quad (4)$$

Az (1), (2), (3) és (4) egyenletek rendezése után a H_s polarizáló tér hatására precesszáló elektron mozgásegyenletéhez jutunk [5]:

$$\frac{\partial \bar{M}}{\partial t} = \gamma (\bar{M}_e \times \bar{H}_s) \quad (5)$$

ahol γ a gyromágneses viszony, vagy más néven a magneto-mechanikai arány

$$\gamma = \frac{\bar{M}_e}{\bar{\pi}} = -g \frac{e}{2mc} = 2,8 \left[\frac{\text{MHz}}{\text{Oe}} \right]$$

Amennyiben h változó mágnesmező is hat és a fizikai lényeg megértése érdekében a ferrit közeget veszteség mentesnek tekintjük, az elektron mozgásegyenlete a következő lesz.

$$\frac{d\bar{M}}{dt} = \gamma (\bar{M} \times \bar{H}) \quad (6)$$

A precesszáló elektront helyezzük az 1. ábra szerinti irányított Descartes-féle koordináta-rendszerbe. A váltakozó áramú mágneses intenzitás komponensei: m_x , m_y , m_z ; a mágneses tér erősségéé pedig: h_x , h_y , h_z .

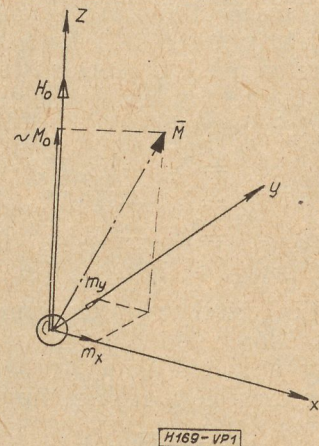
$$\bar{H} = h_x \bar{i} + h_y \bar{j} + H_s \bar{k}$$

$$\bar{M} = m_x \bar{i} + m_y \bar{j} + M_0 \bar{k}$$

A „z” irányú komponensek felírásánál és a továbbiakban is a „kis jel” elméletet tartjuk szem előtt, mely szerint a polarizáló térerősség a mikrohullámúnak sokszorosa (pl. legalább 10^4 -szerese)

$$h_i \ll H_s; \quad m_i \ll M_0$$

$$\sqrt{H^2 - h_x^2 - h_y^2} \approx H_s; \quad \sqrt{M^2 - m_x^2 - m_y^2} \approx M_0$$



1. ábra. A precesszáló elektrorra ható egyen- és váltakozó mágneses mező

Írjuk fel az elektron mozgásegyenletét (6) komponensenként, de úgy, hogy a másodrendűen kicsiny tagokat elhanyagoljuk:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dm_x}{dt} &= \gamma (m_y H_s - h_y M_0) \\ \frac{dm_y}{dt} &= \gamma (h_x M_0 - m_x H_s) \\ \frac{dm_z}{dt} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

A (7) egyenletek rendezése után, m_x -re és m_y -ra nézve a következő differenciálegyenleteket kapjuk

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 m_x}{dt^2} + \gamma^2 H_s m_x &= \gamma^2 H_s h_x M_0 - \gamma M_0 \frac{dh_y}{dt} \\ \frac{d^2 m_y}{dt^2} + \gamma^2 H_s m_y &= \gamma^2 H_s h_y M_0 - \gamma M_0 \frac{dh_x}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Ezen másodrendű, állandó együtthatójú inhomogén differenciálegyenletek homogén részeinek általános megoldásai a tranziens állapotot jellemzik. Az előbb említett általános megoldásokból következik a ferritek mikrohullámú tulajdonságaira jellemző egyik legfontosabb összefüggés:

$$\omega_0 = \gamma H_s \quad (9)$$

Ahol ω_0 a precesszió körfrekvenciája. Mivel $\gamma = 2,8$ MHz/Oe, belátható, néhány ezer Oe nagyságú polarizáló tér esetén az elektron pre-

cesszási frekvenciája a mikrohullámú tartományba esik.

Az előbbi tranzienst megoldás azonban csak végtelen kiterjedésű, homogén ferrit közegre érvényes. A precesszási frekvencia a ferrit-próbatest geometriájától is függ, mivel a lemágnesezési tényezők, melyek a próba belsejében uralkodó effektív télerősséget határozzák meg — igen formafüggőek. Ha egy ferromágneses anyagot mágneses mezőbe helyezünk, akkor az anyag belsejében levő télerősség (h_{ib}) más lesz, mint az anyagon kívüli térben (h_{ik}), mert a próbatest belsejében a külső tér hatására azzal ellentétes értelmű mező áll elő. Az anyag belsejében uralkodó effektív télerősség határozza meg a precesszió frekvenciáját. A belső tér nagysága az x , y , és z irányú lemágnesezési tényezők segítségével fejezhető ki.

$$\begin{aligned} h_{xb} &= h_{xk} - F_x M_x \\ h_{yb} &= h_{yk} - F_y M_y \\ h_{zb} &= h_{zk} - F_z M_z \end{aligned}$$

Ellipszoid alakú test esetén a precesszási frekvencia C. Kittel számításai szerint [6] a következő módon adódik, amennyiben feltételezzük, hogy a kristály-anizotrópia miatt felépő lemágnesezési tényezők elhanyagolhatóak:

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \gamma H_{\text{seff}} = \\ &= \gamma \sqrt{[H_s + (F_y - F_z) M_0][H_s + (F_x - F_z) M_0]} \end{aligned} \quad (10)$$

A képletben H_s a „ z ” irányú előmágnesező tér erőssége, M_0 pedig a telítési mágneses intenzitás.

A három irányú lemágnesezési tényezők összege CGS rendszerben:

$$F_x + F_y + F_z = 4\pi \quad (11)$$

Ezenkívül pedig Kittel számításai szerint, ellipszoid alakú test esetében, az x , y , z irányú lemágnesezési tényezők úgy aránylanak egymáshoz, mint a megfelelő főtengek reciprokértékei.

Vizsgáljunk meg néhány egyszerű geometriai formát, amelyek az ellipszoid határeseteként kezelhetők.

a) Gömb esetében mindhárom főtenget azonos, és így

$$F_x = F_y = F_z = \frac{4\pi}{3}$$

ezt behelyettesítve (10)-be, kapjuk:

$$H_{\text{seff}} = H_s$$

b) Hosszú, kis átmérőjű henger esetében:

$$\begin{aligned} F_z &= 0, \quad F_x = F_y = 2\pi \\ \omega_0 &= \gamma (H_0 + 2\pi M_0) \end{aligned}$$

c) Vékony tárcsa esetében:

$$\begin{aligned} F_x &= F_y = 0; \quad F_z = 4\pi \\ \omega_0 &= \gamma (H_0 + 4\pi M_0) \end{aligned}$$

Ezen kitérő után, vizsgáljuk meg a (8) differenciálegyenletek egy-egy partikuláris megoldását, amely a probléma stacionárius menetére jellemző. Vegyük a h és m változó tereket időben általánosan harmonikusnak, vagyis

$$h(t) = h e^{j\omega t}, \quad m(t) = m e^{j\omega t}$$

A (8) differenciálegyenletek partikuláris megoldásai a következők lesznek:

$$\left. \begin{aligned} m_x &= \frac{\gamma M_0 \omega_0}{\omega_0^2 - \omega^2} h_x - j \frac{\omega \gamma M_0}{\omega_0^2 - \omega^2} h_y \\ m_y &= j \frac{\omega \gamma M_0}{\omega_0^2 - \omega^2} h_x - \frac{\omega_0 \gamma M_0}{\omega_0^2 - \omega^2} h_y \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

A $b = h + 4\pi m$ összefüggést használva, a következő komponensenkénti eredményeket kapjuk

$$\begin{aligned} b_x &= \mu h_x - j\kappa h_y \\ b_y &= j\kappa h_x + \mu h_y \\ b_z &= h_z \end{aligned}$$

ahol

$$\left. \begin{aligned} \mu &= 1 + \frac{4\pi \gamma \omega_0 M_0}{\omega_0^2 - \omega^2} \\ \kappa &= \frac{4\pi \gamma \omega M_0}{\omega_0^2 - \omega^2} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

A fentiek alapján belátható, hogy a ferrit anyagban a permeabilitást egy tenzorral lehet jellemezni.

$$\bar{b} = \bar{\mu} \bar{h}$$

vagyis kiírva

$$\begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu & -j\kappa & 0 \\ j\kappa & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_x \\ h_y \\ h_z \end{bmatrix}$$

Térjünk át a szuszceptibilitás tenzorra a $\bar{\mu} = \bar{1} + \bar{\kappa}_m$ alapján. Ez a tenzor négyelemes lesz.

$$\bar{\kappa}_m = \begin{bmatrix} \kappa & -j\kappa \\ j\kappa & \kappa \end{bmatrix} \quad (14)$$

Ezek után azt kell megvizsgálnunk, hogy mégis milyen esetben lesz a permeabilitás, illetve a szuszceptibilitás skaláris mennyiség, azaz mikor lesz igaz az alábbi egyenlet

$$\begin{bmatrix} \kappa & -j\kappa \\ j\kappa & \kappa \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_x \\ h_y \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} h_x \\ h_y \end{bmatrix} \quad (15)$$

Ha λ értékét mátrix alakban írjuk fel és az egyenletet rendezzük, akkor az eredmény (16) lesz.

$$\begin{bmatrix} \kappa - \lambda & -j\kappa \\ j\kappa & \kappa - \lambda \end{bmatrix} = 0 \quad (16)$$

A (16) tenzor sajátértékét kapjuk meg, ha kifejtjük és megoldjuk a tenzor elemeiből alkotott determinánst. A megoldás kétféle lehet

a) $\lambda = x + \kappa$, ekkor $h_y = +jh_x$

Ekkor a nagyfrekvenciás mező pozitív körösen polarizált.

b) $\lambda = x - \kappa$, ekkor $h_y = -jh_x$

Ebben az esetben a nagyfrekvenciás mező negatív körösen polarizált.

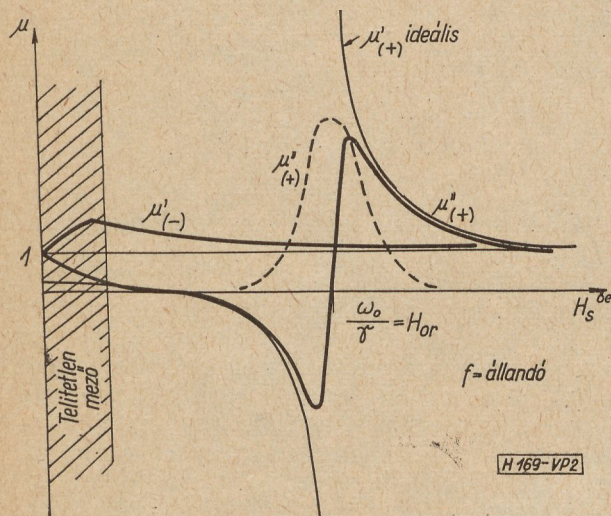
Ha a nagyfrekvenciás mező lineárisan polarizált és merőleges az egyenmágneses mezőre, akkor két irányban keletkezik mágneses indukció az elektronok precesszálása következtében. Ezért kell a permeabilitást tenzor alakban megadni. Mint az előbbieken körösen polarizált nagyfrekvenciás mező esetén kimutattuk, a permeabilitás skalár mennyiséggé fajul el és ebben az esetben lehetőség nyílik a tenzor komponensenkénti meghatározására. A pozitív és negatív forgásirányú körpolarizált hullámok hatásai között lényeges különbség van. A (13) kifejezés alapján írható:

$$\left. \begin{aligned} \mu_{(+)} &= \frac{b_+}{h_+} = \mu + \kappa = 1 + \frac{4\pi M_0 \gamma}{\omega_0 - \omega} \\ \mu_{(-)} &= \frac{b_-}{h_-} = \mu - \kappa = 1 + \frac{4\pi M_0 \gamma}{\omega_0 + \omega} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

A (17) egyenletekből jól látható, hogy a ferromágneses rezonancia csak a pozitív körösen polarizált hullám esetén következik be. Ezt úgy is lehet értelmezni, hogy ekkor egyezik meg a forgó nagyfrekvenciás tér és az elektronok precesszálásának forgásiránya.

Figyelembe véve azt, hogy a ferritközeg veszteséges, ezért a tenzor elemekkel, mint komplex mennyiségekkel kell számolni [7]. Ezek szerint: $\mu = \mu' - j\mu''$; $\kappa = \kappa' - j\kappa''$, ahol a kétvesszős tagok a veszteségeket képviselik.

A 2. ábrán $\mu'_{(+)}$, $\mu'_{(-)}$, $\mu''_{(+)}$ változását szemléltetjük az előmágnesezés függvényében, miközben a frekvencia állandó. $\mu'_{(+)}$ esetében vékony vonallal az elméleti, vastag vonallal pedig a reális, veszteséges esetet ábrázoltuk.



2. ábra. A permeabilitás változása a polarizáló egyenmágneses térerősség függvényében

3. Mikrohullámú üregrezonátorok perturbáció számítása [8], [9]

Ha egy üregrezonátor belsejébe egy kis tárgyat helyezünk, akkor annak önfrekvenciája* az eredeti értékétől különbözni fog. Legyen a kis zavaró test maga a mérendő ferrit és határozzuk meg, hogy a frekvenciaváltozás milyen paraméterek függvénye. A perturbáló test Δ térfogatú. Teljesüljön az a feltétel, hogy $\Delta \ll V$, ahol V az üregrezonátor térfogata.

Perturbálatlan esetben az üregben levő elektromágneses tér a következő egyenletekkel írható le. Ezekben E_0 és H_0 valós mennyiségek.

$$\left. \begin{aligned} \bar{E}_0 &= E_0 e^{j\omega t} \\ \bar{H}_0 &= H_0 j e^{j\omega t} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Perturbált esetben ugyanez a tér a következő módon változik meg:

$$\left. \begin{aligned} \bar{E} &= \bar{E}_0 + \bar{E}_1 = (E_0 + E_1) e^{j(\omega_0 + \delta\omega)t} \\ \bar{H} &= \bar{H}_0 + \bar{H}_1 = (H_0 + H_1) j e^{j(\omega_0 + \delta\omega)t} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Itt $\bar{E}_1$ és $\bar{H}_1$ a zavarás hatására kialakult tér jellemzői, $\delta\omega$ pedig az üreg önfrekvenciájának megváltozása. Ezek után alkalmazzuk a III. és a IV. Maxwell-egyenletet a (19) kifejezésekre.

$$\left. \begin{aligned} j \operatorname{rot} \bar{E}_1 &= \mu_0 \delta\omega \bar{H}_0 + \omega_0 \bar{B}_1 + \delta\omega \bar{B}_1 \\ -j \operatorname{rot} \bar{H}_1 &= \varepsilon_0 \delta\omega \bar{E}_0 + \omega_0 \bar{D}_1 + \delta\omega \bar{D}_1 \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Szorozzuk meg ezen egyenleteket $\bar{H}_0$ -val, illetve $\bar{E}_0$ -val, adjuk össze őket, majd a kapott eredményt integráljuk V térfogatra.

$$\begin{aligned} \delta\omega \int_V \{ \mu_0 |H_0|^2 + \varepsilon_0 |E_0|^2 \} dV &= \\ = -\omega_0 \int_V \{ \bar{H}_0 \bar{B}_1 + \bar{E}_0 \bar{D}_1 \} dV + \\ + j \int_V \{ \bar{H}_0 \operatorname{rot} \bar{E}_1 + \bar{E}_0 \operatorname{rot} \bar{H}_1 \} dV - \\ - \delta\omega \int_V \{ \bar{H}_0 \bar{B}_1 + \bar{E}_0 \bar{D}_1 \} dV \end{aligned} \quad (21)$$

A jobb oldali harmadik integrál azon esetben elhanyagolható, ha $|\bar{B}_1|$ és $|\bar{D}_1|$ túlzottan sehol sem haladja meg $|\bar{H}_0|$ és $|\bar{E}_0|$ értékeit, más szóval, ha a tér az üregben a perturbáció hatására nem torzul el nagyon.

$$\begin{aligned} \operatorname{div}\{(\bar{H}_0 \times \bar{E}_1) + (\bar{H}_1 \times \bar{E}_0)\} &= -\bar{E}_1 \operatorname{rot} \bar{H}_0 - \\ - \bar{H}_0 \operatorname{rot} \bar{E}_1 + \bar{E}_0 \operatorname{rot} \bar{H}_1 + \bar{H}_1 \operatorname{rot} \bar{E}_0 \end{aligned} \quad (22)$$

Amennyiben a (21) egyenlet jobboldalának második integrálját a (22) vektorális azonosság felhasználásával átalakítjuk, és az üregrezonátornál adott határfeltételeket figyelembe vesszük,** akkor a (21) kifejezés új formában írható fel.

*Az önfrekvencián jelen tárgyalásunkban a komplex frekvenciásokon levő vektort értünk, ami a veszteségeket is képviseli.

** $H_n = 0$ és $E_t = 0$, az üreg falánál a mágneses térnek nincs normális, az elektromos térnek pedig nincs tangenciális összetevője.

$$\frac{\delta\omega}{\omega_0} = - \frac{\int_V \{ \bar{H}_0 (\bar{B}_1 - \mu_0 \bar{H}_1) + \bar{E}_0 (\bar{D}_1 - \varepsilon_0 \bar{E}_1) \} dV}{\int_V \{ \mu_0 |\bar{H}_0|^2 + \varepsilon_0 |\bar{E}_0|^2 \} dV} \quad (23)$$

Mivel a Δ tartományon kívül $\varepsilon_0 \bar{E}_1 = \bar{D}_1$, illetve $\mu_0 \bar{H}_1 = \bar{B}_1$, ezért a (23) egyenlet számlálójában levő integrál csak Δ tartomány felett értelmezhető.

Vezessük be a mágneses és az elektromos intenzitást:

$$\begin{aligned} \bar{M} &= \bar{B}_1 - \mu_0 \bar{H}_1 \\ \bar{P} &= \bar{D}_1 - \varepsilon_0 \bar{E}_1 \end{aligned}$$

valamint, ha a Δ zavaró test lineáris méretei a hullámhosszhoz képest elhanyagolhatóak, akkor a (23) számlálójában levő integrál szorzattá fajul el. Vegyük figyelembe azt is, hogy az üregben az elektromos és a mágneses energiák időbeli átlaga megegyezik. Ezek szerint a relatív frekvencia változás a következőképpen írható:

$$\frac{\delta\omega_{\pm}}{\omega_0} = - \frac{(\bar{H}_0 \bar{M} + \bar{E}_0 \bar{P}) \Delta}{2 \int_V \mu |\bar{H}_0|^2 dV} \quad (24)$$

Ha a próbát az üregrezonátor olyan pontján helyezzük el, ahol $H_0 = \text{maximum}$ és $E_0 = 0$; valamint figyelembe vesszük, hogy $\bar{M} = \mu_0 \bar{x}_m \bar{H}_0$, ahol $\bar{x}_m$ a tenzor szuszceptibilitás (14), H_0 a körpolarizált hullám amplitúdója, akkor az egyenlet a következő lesz:

$$\frac{\delta\omega}{\omega_0} = - \frac{\bar{x}_m H_0^2 \Delta}{2 \int_V H_0^2 dV} \quad (25)$$

Mivel körpolarizált hullám esetén $x_m = x \pm \kappa$

$$\frac{\delta\omega_{\pm}}{\omega_0} = - \frac{[x \pm \kappa] H_0^2 \Delta}{2 \int_V |H_0|^2 dV} \quad (26)$$

Ha a próba dielektromos tulajdonságait óhajtjuk megvizsgálni, akkor azt az üreg olyan helyére kell tenni, ahol $H_0 = 0$ és $E_0 = \text{maximum}$. Mivel az elektromos intenzitás értéke $\bar{P} = \varepsilon_0 x_e \bar{E}_0$, ahol x_e az elektromos szuszceptibilitás, a (24) egyenlet a következő alakban írható le:

$$\frac{\delta\omega}{\omega_0} = - \frac{x_e E_0^2 \Delta}{2 \int_V |E_0|^2 dV} \quad (27)$$

A x , κ és x_e mennyiségek komplex alakúak, azaz

$$x = x' - jx'', \quad \kappa = \kappa' - j\kappa''; \quad x_e = x'_e - jx''_e$$

ezért szükséges, hogy $\frac{\delta\omega}{\omega_0}$ is komplex legyen.

A valós és képzetes részek szeparálását egy soros rezgőkör példája segítségével végezhetjük el. A rezgőkör differenciálegyenlete:

$$L\ddot{q} + R\dot{q} + \frac{q}{C} = 0; \quad i = \frac{dq}{dt} = \dot{q}$$

ahol q a töltés és L az induktivitás, C a kapacitás, valamint R a soros veszteségi ellenállás. Ha a rezgőkör veszteségei kicsinyek és így igaz az alábbi egyenlőtlenség:

$$\frac{R}{2L} < \frac{2}{LC} = \omega_r^2,$$

akkor a töltésre nézve a következő megoldást nyerjük:

$$q(t) = q_0 e^{j(\omega_r + j\omega_L)t}$$

A veszteségekre jellemző ω_L átalakítható:

$$\omega_L = \frac{R}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q}$$

Itt Q a rendszer jósági tényezője, ami teljesen általánosan értelmezhető akár a rezgőkörök, akár az üregrezonátorok eseteire.

Alkalmazzuk a fenti hasonlatot a jelen problémára.

$$\begin{aligned} \delta\omega &= \delta\omega_r + j\delta\omega_L = \delta\omega_r + j\delta\left(\frac{\omega_0}{2Q}\right) \\ \frac{\delta\omega}{\delta\omega_0} &= \frac{\delta\omega_r}{\omega_0} + j\delta\left(\frac{1}{2Q}\right) \end{aligned} \quad (28)$$

Ha a (26) és (27) kifejezésekre alkalmazzuk eredményünket (28), megkapjuk a mágneses szuszceptibilitás tenzor komponenseinek meghatározására szolgáló összefüggéseket (29), valamint a dielektromos tulajdonságokra jellemző egyenleteket (30).

$$\begin{aligned} \frac{\delta\omega_{r\pm}}{\omega_0} &= - \frac{[x' \pm \kappa'] H_0^2 \Delta}{2 \int_V |H_0|^2 dV} \\ \delta\left(\frac{1}{Q}\right)_{\pm} &= \frac{[x'' \pm \kappa''] H_0^2 \Delta}{\int_V |H_0|^2 dV} \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \frac{\delta\omega_r}{\omega_0} &= - \frac{x'_e E_0^2 \Delta}{2 \int_V |E_0|^2 dV} \\ \delta\left(\frac{1}{Q}\right) &= \frac{x''_e E_0^2 \Delta}{\int_V |E_0|^2 dV} \end{aligned} \quad (30)$$

4. A perturbációs kifejezések alkalmazása

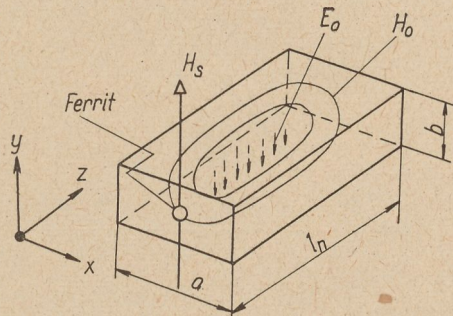
Alkalmazzuk a (29) kifejezéseket egyszerűség kedvéért egy négyszögletes $TE_{11}^{\square}$ módusban rezgő üregre, amelyben gömb alakú ferrit próba van. Ebben az üregben az elektromágneses tér nem körösen, hanem lineárisan polarizált. Mivel a lineárisan polarizált hullám felfogható úgy is, mint két ellentétes irányban forgó, azonos amplitúdójú körösen polarizált hullám eredője, ezért $\mu_{(+)}$ és $\mu_{(-)}$ között különbséget tenni nem tudunk, vagyis a tenzor permeabilitás komponensei helyett, az anyag mágneses tulajdon-

ságaira általánosan jellemző eredményeket kapunk, amelyek nagyvonalakban jellemzik a ferrit-próbatest mikrohullámú viselkedését.

Az üregben a 3. ábra szerint helyezkedik el a ferrit-próbatest. A gömb alakú próbatestet az üreg $x = \frac{a}{2}, y = \frac{b}{2}; z = 0$ pontjára helyezzük.

Az előmágnesező mező merőleges a nagyfrekvenciás tér vonalaira.

TE_{10n} mód esetén az elektromágneses tér egyenletei egységnyi amplitudó mellett a következők:



H 169-VP3

3. ábra. Gömb alakú ferrit-próbatest négyyszögletes üregrezonátorban

$$\left. \begin{aligned} E_y &= \sin \frac{\pi x}{a} \sin \frac{\pi z}{l} \\ H_x &= \frac{a}{\sqrt{a^2 + l^2}} \sin \frac{\pi x}{a} \cos \frac{\pi z}{l} \\ H_z &= \frac{l}{\sqrt{a^2 + l^2}} \cos \frac{\pi x}{a} \sin \frac{\pi z}{l} \\ E_v &= E_z = H_y = 0 \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

A (29) egyenletek számlálójában szereplő H_0 a ferrit helyén értendő, ennek megfelelően

$$H_x = \frac{a}{\sqrt{a^2 + l^2}},$$

ezen a ponton a többi komponens eltűnik. A (29) nevezője a következő módon írható

$$\begin{aligned} \int_V |H_0|^2 dV &= \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b \int_{z=0}^{l_n} (H_x^2 + H_z^2) dx dy dz = \\ &= \frac{1}{4} V, \end{aligned} \quad (32)$$

ahol $V = abln$, az üreg térfogata.

Ha a (32)-t behelyettesítjük a (29) perturbációs formulába, akkor az alábbi eredményeket juk:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\delta \omega_r}{\omega_0} &= -\chi' \frac{\Delta}{V} 2 \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a} \right)^2 \right] \\ \delta \left(\frac{1}{Q} \right) &= \chi'' \frac{\Delta}{V} 4 \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a} \right)^2 \right] \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

A második példánkban alkalmazzuk a perturbációs számítás eredményeit TE_{11n}^0 módusban rezgő hengeres üregben levő gömb alakú ferrit-próbatest esetére.

A 4. ábrán látható a ferrit próba helyzete, valamint a felvett irányok. Az elektromágneses tér az üregben körpolarizált. A polarizáló tér jelen esetben axiális irányú. A mágneses tér komponensei henger koordinátákban (34) szerint írhatók.

$$\left. \begin{aligned} H_r &= \frac{\beta_3}{\beta} J_1'(\beta_1 r) \cos \Theta \cos \beta_3 z \\ H_\Theta &= \frac{\beta_3}{\beta} \frac{J_1(\beta_1 r)}{\beta_1 r} \sin \Theta \cos \beta_3 z \\ H_z &= \frac{\beta_1}{\beta} J_1(\beta_1 r) \cos \Theta \sin \beta_3 z \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

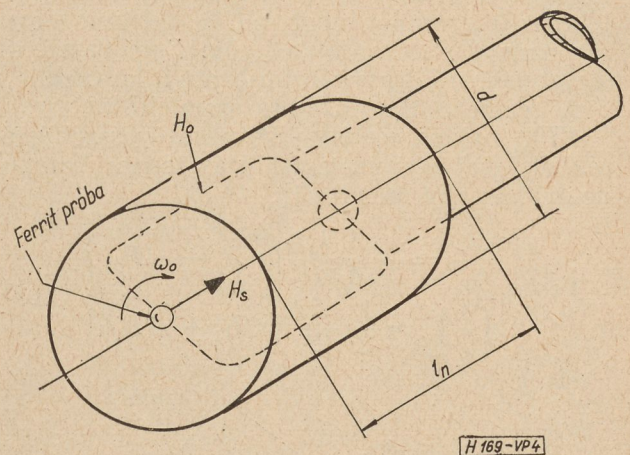
A (34) egyenletekben szereplő mennyiségek:

$$\beta_1 = \frac{a_{11}}{r}, \quad \beta_r = \frac{\pi}{l}, \quad \beta^2 = \beta_1^2 + \beta_3^2$$

$J_1(\beta_1 r)$ az első rendű Bessel-függvény, $a_{11} = 1,8412$, annak első nulla helye; r az üreg sugara.

A ferrit-próbatest az $r = 0, z = 0$ helyen van, azonban $n = 2$ esetén $z = l$ helyen is lehet.

Alkalmazzuk a (29) perturbációs kifejezést erre az esetre is [1].



H 169-VP4

4. ábra. Gömb alakú ferrit-próbatest hengeres üregrezonátorban

$$\begin{aligned} \frac{H_0^2(r=0, z=0)}{2 \int_{r=0}^a \int_{\Theta=0}^{2\pi} \int_{z=0}^{l_n} (H_r^2 + H_\Theta^2 + H_z^2) r dr d\Theta dz} &= \\ &= \frac{26,316 \Delta}{\left[\left(\frac{\pi d}{l_n} \right)^2 + 13,56 \right] (ln)^3} \end{aligned} \quad (35)$$

A végeredmények az alábbiak:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\delta\omega_{\pm}}{\omega_0} &= -[\chi' \pm \kappa'] \frac{26,316}{4\pi + \frac{54,24}{\pi} \left(\frac{\ln}{d}\right)^2 V} \frac{\Delta}{V} \\ \delta\left(\frac{1}{Q}\right)_{\pm} &= [\chi'' \pm \kappa''] \frac{52,632}{4\pi + \frac{54,24}{\pi} \left(\frac{\ln}{d}\right)^2 V} \frac{\Delta}{V} \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

A fentiekben $V = \frac{d^2 \pi}{4} \ln$ az üreg térfogata.

A $\pm$ előjelek a polarizáció forgásirányát jelölik. Egy beállításban négy mérés szükséges a tenzor komponensek teljes meghatározásához. Amennyiben a (36) egyenletek jobboldalán a geometriától függő mennyiségeket b -vel jelöljük, az eredmények (37) szerint adódnak.

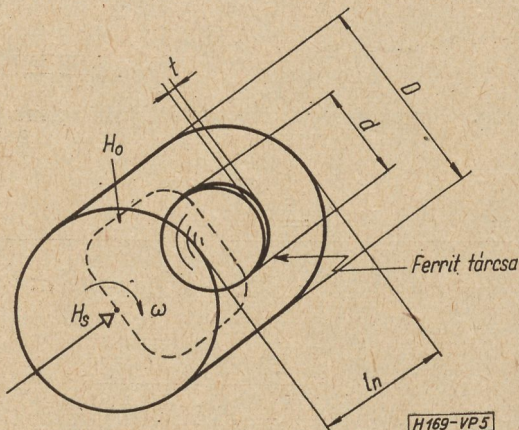
$$\left. \begin{aligned} \chi' &= \frac{1}{2b} \left\{ \left(\frac{\delta\omega_r}{\omega_0} \right)_+ + \left(\frac{\delta\omega_r}{\omega_0} \right)_- \right\} \\ \kappa' &= \frac{1}{2b} \left\{ \left(\frac{\delta\omega_r}{\omega_0} \right)_+ - \left(\frac{\delta\omega_r}{\omega_0} \right)_- \right\} \\ \chi'' &= \frac{1}{4b} \left\{ \delta\left(\frac{1}{Q}\right)_+ + \delta\left(\frac{1}{Q}\right)_- \right\} \\ \kappa'' &= \frac{1}{4b} \left\{ \delta\left(\frac{1}{Q}\right)_+ - \delta\left(\frac{1}{Q}\right)_- \right\} \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

A harmadik példánkban helyezzünk a hengeres üregben vékony tárcsa alakú ferrit-próbatestet. A mérés akkor lesz pontos, ha a tárcsa vastagsága az üreg méreteinél több nagyságrenddel kisebb. Ez a megoldás jobban kiértékelhető eredményeket ad a ferromágneses rezonancia alatt, mint a „gömb” módszer, de a rezonancia környékén fordított a helyzet.

A geometriát az 5. ábra szemlélteti.

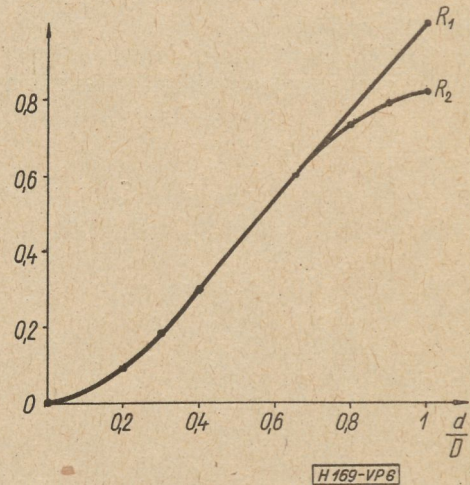
TE_{111}^0 módus esetén a következő összefüggésekkel lehet a szuszceptibilitás tenzor komponenseit meghatározni [2]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\delta\omega_{\pm}}{\omega_0} &= -\frac{1}{4} \frac{\lambda_0^2 t}{l^3} [x' R_1 \pm \kappa' R_2] \\ \delta\left(\frac{1}{Q}\right)_{\pm} &= \frac{1}{2} \frac{\lambda_0^2 t}{l^3} [x'' R_1 \pm \kappa'' R_2] \end{aligned} \right\} \quad (38)$$



5. ábra. Tárcsa alakú ferrit-próbatest hengeres üregrezonátorban

t a tárcsa vastagsága, λ_0 a szabad térben mérhető hullámhossz. R_1 és R_2 korrekciós függvények, melyek abból adódnak, hogy a nagyfrekvenciás mágneses mező nem oszlik el egyenletesen a tárcsa felületén. R_1 és R_2 függését $\frac{d}{D}$ -től a 6. ábrán láthatjuk. Ha $\frac{d}{D} < \frac{1}{2}$, akkor



6. ábra. A tárcsa alakú ferrit-próbatest korrekciós függvényei

R_1 és R_2 közel egyenlőnek vehető.

Ha viszont a próbatest dielektromos tulajdonságait kell meghatározni, akkor azt az üreg olyan pontjára kell helyezni, ahol az elektromos tér maximális, a mágneses tér pedig zérus. Ilyen hely TE_{111}^0 módus esetén az üreg súlypontja. Ebben az esetben a (39) egyenletek szerint kell számolni.

$$\left. \begin{aligned} \frac{\delta\omega}{\omega_0} &= -\chi_e' \frac{t}{l} R_1 \\ \delta\left(\frac{1}{Q}\right) &= 2\chi_e'' \frac{t}{l} R_1 \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

ahol χ_e az elektromos szuszceptibilitás.

5. A mérési módszer ismertetése [10]

A mérés a 4000 MHz-es frekvenciasávban történik és wobbulatoros jellegű, tömbvázlata a 7. ábrán látható.

A klistron oszcillátor (1) izolátoron és 15 db-es iránycsatolón (2) át csatlakozik „bűvös T”-re (3), amely a teljesítményt két részre osztja. A felfelé haladó TE_{10}^0 módus az (5) átmeneten keresztül haladva TE_{11}^0 módussá alakul át. Ezután az eddig lineárisan polarizált hullám körpolarizálttá válik „ $\frac{\lambda}{4}$ ”-es átalakítón (6).

Az átalakítás úgy történik, hogy a lineárisan polarizált jel két, szintén lineárisan poláris összetevőre bomlik. Amennyiben a „ $\frac{\lambda}{4}$ ”-es

átalakító végén a két hullám-rész mind időben, mind térben 90°-os fázisban különbözik egymás-

tól, tisztán körösen polarizált hullámot nyerünk [10], [11].

Ezután egy 10 dB-es körszimmetrikus veszteséges csillapítón (7) keresztül a TE_{111}° , vagy TE_{112}° módusban rezgő mérőüreghez (8) jut a jel, ahol a mérendő ferrit-próbatest van elhelyezve. A polarizáló mágnesmezőt a (9) elektromágnes szolgáltatja. A tenzor komponensek meghatározásához, nem a körpolarizáció forgásirányát változtatjuk, hanem ami azzal teljesen egyenértékű, az irányváltó segítségével az egyenmágneses tér értelmét. A gerjesztő áramot a (15) berendezés szolgáltatja. A ferrit-próba helyén levő axiális irányú egyenmágneses tértesterősséget a T toroid segítségével 0 — 4000 öersted-ig tudjuk folyamatosan változtatni. Ez elegendő is számunkra, mert a ferromágneses rezonancia a 4000 MHz-s tartományban 1000 és 2000 öersted között várható.

A mérőüregbe nyúló szonda jele demodulálás után a (11) szélessávú erősítő, vagy a KF erősítő és szélessávú erősítő közvetítésével jut a két sugaras oszcilloszkóp (14) A csatornájára.

A wobbulatio 50 Hz-es és a modulációt a (10) háromszöggenerátor végzi.

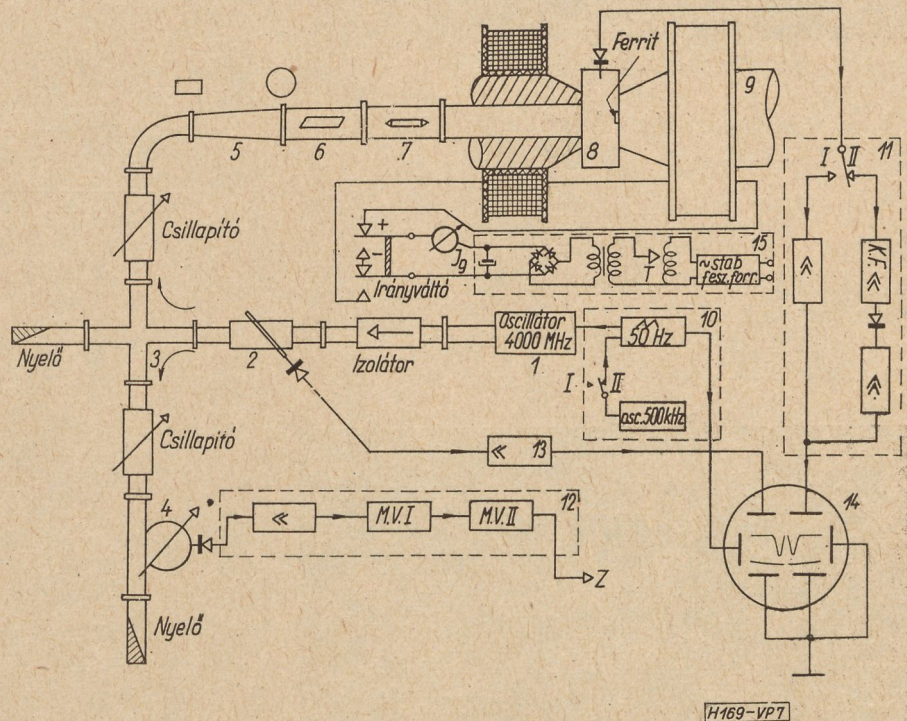
A (2) iránycsatolóról nyert jelet demoduláció után a (13) szélessávú erősítőn keresztül az oszcilloszkóp B csatornájára juttatjuk, ahol az a módus-görbét reprezentálja. Erre azért van szükség, hogy a módus-görbe és mérendő jel szimmetriáját mindenkor ellenőrizni tudjuk.

A frekvencia mérés a lefelé haladó jel segítségével történik. Minden futam során a (4) nagy jóságú és nagy leolvasási pontosságú frekvenciamérőreug egy, azaz másodpercenként 50 impulzust bocsájt ki, a rajta beállított frekvenciának megfelelően. Ezt a (12) elrendezés segítségével igen rövid és nagy amplitudójú kioltó impulzussá alakítjuk át, amely képes az oszcilloszkóp ábráinak folytonosságát megszakítani. Az első monostabil multivibrátorral a kioltójel fázisát, a másodikkal pedig annak szélességét tudjuk változtatni.

A 7. ábrán levő kapcsoló *I.* állásakor a mérő-
üreg rezonanciagörbéje jelenik meg az oszcil-
loszkóp ernyőjén. Sávszélesség mérés esetén a
3 dB-es pontok meghatározása nagy pontatlan-
sággal járna. Ezenkívül a mérésnél a mikro-
hullámú dióda karakterizistikáját is figyelembe

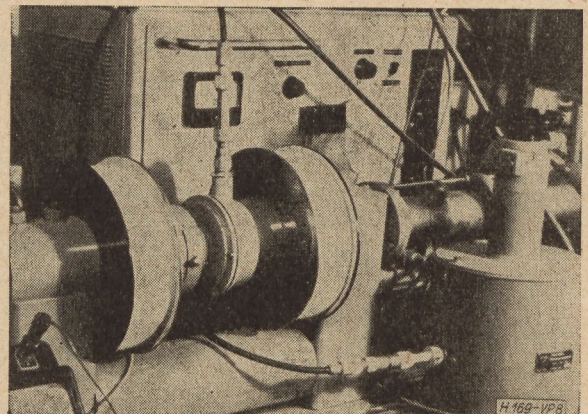
kell venni. A sávszélesség mérést célszerű a kapcsoló *II.* állásában végezni. Ekkor az oszcilloszkóp ernyőjén a rezonanciagörbe deriváltjának abszolútértéke látható. A jel pontos differenciálása közvetlen úton nagyon nehezen oldható meg, ezért erre közvetett módszert választottunk [10].

500 KHz-es generátor jelét a kipp-jellel összegezzük, azon feltétel mellett, hogy az utóbbi az előbbinél több nagyságrenddel nagyobb legyen. Ezen moduláló jel hatására a mérőszondáról

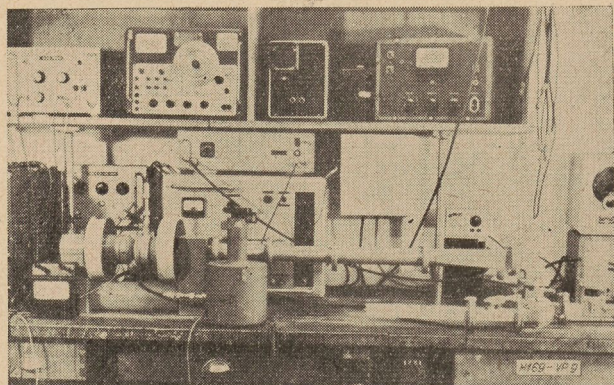


7. ábra. A mérés tömbvázlata

levett mikrohullámú jel demodulálás után egy 500 KHz frekvenciájú AM jellé alakul át, ahol a moduláció formája pont a keresett derivált görbével ekvivalens. Egy ilyen jel látható a 10. ábrán. A két maximum az inflexióspontoknak felel meg, azonban ezek helye nem függ a mikrohullámú demodulátor karakterisztikájától.



8. ábra. A mérőüreg és a polarizáló elektromágnes



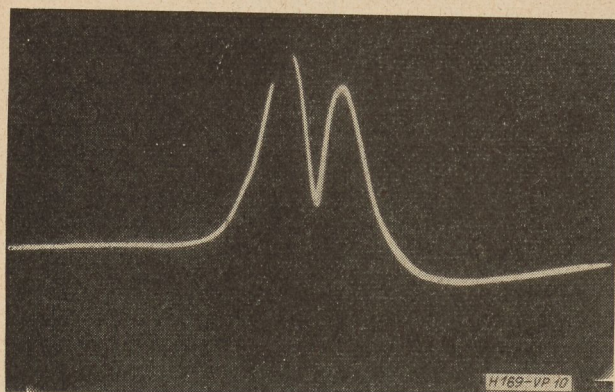
9. ábra. A mérési összeállítás

A mérőüreg jóságát a következő összefüggéssel lehet kiszámítani:

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\omega_0}{\delta\omega_i}$$

A fenti képletben $\delta\omega_i$ az inflexióspontok közötti sávzsélességet jelenti.

A 8. és 9. ábrákon a kivitelezett mérési eljárás elrendezését mutatjuk be.



10. ábra. Az oszcilloszkóp ernyőjén megjelenő kép sávzsélesség mérés esetén

6. Mérési eredmények

Két különböző ferrit anyagból készült gömb alakú próbatest mérési eredményeit közöljük. A 11. ábrán $\mu'_{(+)}$ és $\mu'_{(-)}$, a 12. ábrán $\mu''_{(+)}$ és $\mu''_{(-)}$ értékeit ábrázoltuk a polarizáló egyenmágneses térerősség függvényében. Az első ferrit 30% Mg, 10% Mn, 16% Al és 44% Fe, a második 23% Mg, 6% Mn, 6% Al, 3% Cu és 62% Fe fémösszetételű.

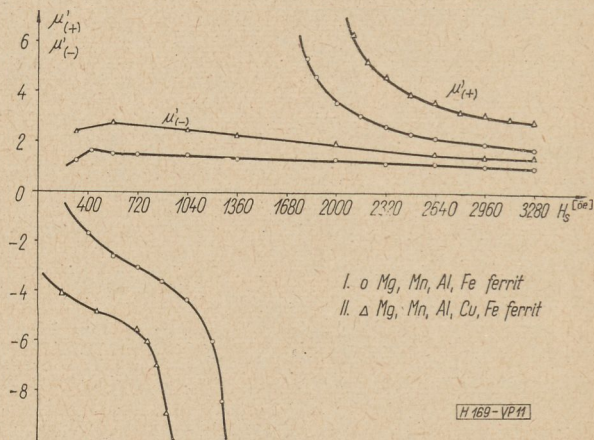
Az ábrákból látható, hogy a két anyag lényegesen különböző mikrohullámú jellemzőkkel bír. A második anyag veszteségesebb, mint az első és rezonancia-sávzsélessége ennek megfelelően lényegesen nagyobb. Viszont a telítetlen mező az első próbánál kiterjedtebb, mint a másodiknál.

A rezonancia környékén a mérőüreg kis jósági tényezője miatt nem volt lehetséges $\mu'_{(+)}$ és $\mu'_{(-)}$ mérése. De a rezonancia pont pontosan meghatározható $\mu'_{(-)}$ vizsgálata segítségével.

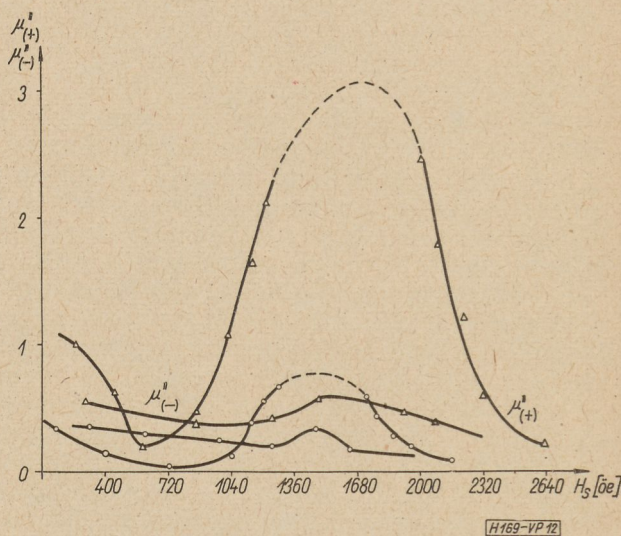
A mérőüreg átmérője 87 mm, $\frac{L}{D}$ pedig 0,5.

Az üreget egy koncentrikus 8 mm átmérőjű körirísen keresztül TE_{111}° módusban gerjesztjük. A közölt méréseket 5 mm átmérőjű ferrit-gömbökkel végeztük el.

A mérőüreg hőmérséklete „on-off” típusú szabályozással $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ pontossággal stabilizálható, a helyiség hőmérsékletétől függően 15 és 60°C határok között. Ez lehetővé teszi a paraméterek hőfokfüggésének kimutatását.

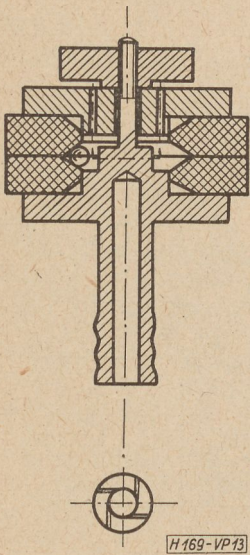
11. ábra. $\mu'_{(+)}$ és $\mu'_{(-)}$ mért értékei

A mérési eredmények a fentiek figyelembevételével 5–10% pontosságúak. A hiba leginkább a frekvenciamérő hitelességének és leolvasási pontosságának függvénye. A jelenleg használatos, magasabb módusszámmal működő

12. ábra. $\mu''_{(+)}$ és $\mu''_{(-)}$ mért értékei

X—E64-es, precíziós üregrezonátor leolvasási pontossága 25 kHz. Kidolgozás alatt áll azonban egy olyan frekvenciamérő, amelyen még 1 kHz frekvencia-különbség is leolvasható lesz, és így lehetővé válik a mérési hiba lényeges csökkentése.

A gömb alakú probatesteket koptatással állítjuk elő [12]. Az itt használatos készülék vázlata a 13. ábrán található. Több tangenciális furaton keresztül 1—2 ata túlnyomású levegő a két koptató korong által közrefogott ferrit-gömböt körbe forgatja. A levegő a fedőlapon lévő furatokon keresztül távozik. A korongok belső élei 45°-os szögben, ferdén vannak levágva úgy, hogy a koptató felület 90°-os kúpnak felel meg. A koptatás SCZ zöld szilíciumkarbid Hk 100—400 μ -os szemcse nagyságú anyagból készült keramia kötőanyagú korongokkal történik. A végső műveletnél sárgaréz gyűrűk kúpos felületeire M3 vagy M1 szemcséjű csiszolópapírokat ragasztottunk és ezt helyeztük a csiszoló korongok helyére.



13. ábra. A ferrit-gömbök előállításánál használt szerszám vázlata

Ezzel a módszerrel 1—5 mm átmérőjű ferritgömböket tudunk készíteni, olyan pontossággal, hogy a főkörök átmérői, kb. 2%-os túréssal, minden irányban megegyeznek.

IRODALOM

1. J. O. Artmann and P. E. Tannenwald: Measurement of Susceptibility Tensor in Ferrites. Journal of Applied Physics, September 1955.
2. Wilhelm von Aulock and John H. Rowen: Measurement of Dielectric and Magnetic Properties of Ferromagnetic Materials at Microwave Frequencies. The Bell System Technical Journal, March 1957.
3. K. H. Gothe: Experimentelle Bestimmung der Komponenten des Permeabilitätstensor und des Spektroskopischen Aufspaltungsfaktor an Mg-Mn Ferriten im Mikrowellengebiet. Annalen der Physik. 1960. Heft. 5—6.
4. Simonyi Károly: Villamosságtan II. Budapest, Akadémiai Kiadó
5. Enzsöl Gyula, Hadusfalvi István, Markó Szilárd: Ferrites mikrohullámú eszközök. Távközlési Kutató Intézet Közleményei, 1961. 4. szám.
6. C. Kittel: Phys. Rev. 73 p. 155. 1948
7. K. H. Reich: Über die Messung der magnetischen Permeabilität von Metallen mittels Hohlraumresonator und die Permeabilität von Eisen im Gebiet der ferromagnetischen Resonanz. Frequenz 1955. Nr 9. és Nr 12, valamint 1956. Nr 1.
8. H. B. G. Casimir: On the Theory of Electromagnetic Waves in Resonant Cavities. Philips Res. Rep. 6. 162—182. 1951.
9. R. A. Waldron: Ferrites. D. Van Nostrand Company LTD. London 1961.
10. Ványai Péter: Ferromágneses anyagok mikrohullámú mágneses és elektromos tulajdonságainak mérési módszere. A M. Tud. Akadémia pályázatára írt dolgozat. Megtalálható a Magyar Tudományos Akadémia könyvtárában.
11. F. E. Ehlers: Lowest Mode in the Waveguide Transitions. M.I.T. 9. kötet.
12. I. E. Gubler: Izgotovlenie ferritovüh szfer malovo diametra. Priborü i Technika Éksperimenta, 1960. szeptember-október.

KÖNYVISMERTETÉS

W. Keister — A. E. Ritchie — S. H. Washburn: **A kapcsoló áramkörök tervezése** (The Design of Switching Circuits; D. Van Nostrand Comp., Inc., New York; VII. kiadás). Magyar nyelven kiadta: Műszaki Könyvkiadó, 467 old., 447 ábra, egész vászon kötés, ára 84,— Ft.

A szerzők, a Bell Telephone Laboratories Inc. munkatársai, a könyvet kifejezetten tankönyvnek írták meg mérnöktovábbképző tanfolyamok számára. Ennek megfelelően — saját és laboratóriumuk szinte egyedülállóan gazdag tapasztalatai alapján — áttekinthető és jól követhető rendszerbe foglalták a kapcsoló áramkörök tervezésének azon alapvető módszereit, amelyek egyszerű vezérlőáramkörökhöz, távbeszélő kapcsolási rendszerekhez, digitális számológépekhez és egyéb nagy vezérlőrendszerekhez alkalmazhatók.

A könyvet a hazai egyetemi oktatásban a híradástechnikai mérnökképzésnél már több év óta vezérlőalként használják.

A mű különösképpen a kétértékű komponensek, elsősorban elektromágneses jelfogók alkalmazásával foglalkozik automatikus vezérlőrendszerekben. Ismerteti a kapcsolókészülékeket, mint az áramkör alkotóit, a jelfogóérintkező-hálózatok tervezésének alapelveit, ideértve a kapcsolási (Bool-féle) algebrát; meghatározott műveletek (számlálás, adattárolás, fordítás, kizárás vagy kiválasztás) végzésére szolgáló alapvető

áramkörök tervezését, valamint ezen funkcionális áramköröknek egy rendszerbe való szintetizálását.

Foglalkozik a könyv a kapcsolási algebra felhasználásával elektronikus áramkörök tervezésével is. Az ismertetett eljárások alkalmazhatók digitális számológépek, automata távbeszélő kapcsolási rendszerek és egyéb rendszerek tervezéséhez, amelyeknél a hatásjel diszkrét bemenő feltételek kombinációjának és sorrendjének függvénye. A szerzők a kérdés tárgyalását inkább a zárt vagy nyitott áramköri utak összefüggésére, mint az elektromos áramkör elméletre alapozzák.

A könyv tükrözi a szerzők jellegzetesen „jelfogós” beállítottságát, noha kétségtelen, hogy a mű első kiadásának megírása idején az elektronikának a kapcsolástechnikában való térhódítása még lényegesen kisebb volt. Erre utal a szerzőknek az a megjegyzése is, hogy „az elektronikus kapcsoló áramkörök tervezése aránylag új és dinamikus művelet, mely napról napra fejlődik és számos fronton tör előre.

A Műszaki Könyvkiadó híven alkalmazkodva népgazdaságunk, s ezen belül gépiparunk fejlesztésének fő irányvonalaihoz, amelyek a híradástechnika számára kiemelt szerepet biztosítanak, egyre több híradástechnikai szakkönyv kiadásával segíti szakembereinket, felsőoktatásunkat, mérnöktovábbképzésünket. A fent ismertetett könyv, melyet a Műszaki Könyvkiadó a műszaki könyvnapok alkalmából adott ki, előkelő helyet foglal el ezek sorában.

Színes televízió képcsővek

NAGY PÉTER

Budapesti Műszaki Egyetem
Vezetéknélküli Híradástechnika Tanszék

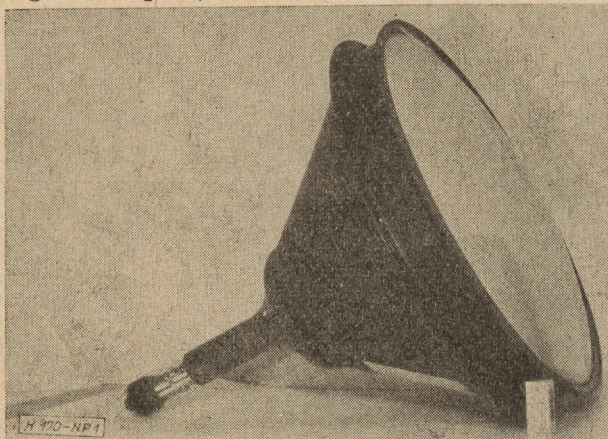
ETO 621.397.132:621.397.621:621.385.832

Bevezetés

A színérzékelés az emberi érzékszervek legmagasabb működési formája. Egyszínű, vagy fekete-fehér kép szemlélésekor a fényeloszlás mennyiségi eloszlása alapján ítélünk. Ebben az esetben a kép bármely részéről érkező fény spektrális teljesítményeloszlása azonos.

Színes kép figyelésekor viszont nemcsak mennyiségi, hanem minőségi megkülönböztetéseket is teszünk. A megfigyelt tárgy alakját a színek eloszlása alapján is meg tudjuk különböztetni, emellett a színes kép fokozott esztétikai élvezetet is nyújt. Mindezt a többletet az átvivő berendezések bonyolultságával kell megfizetnünk. Míg fekete-fehér kép esetén egy információt kell átvinni és ennek alapján reprodukálni a képet, addig a színes kép átviteléhez három független információ szükséges. A kép megjelenítése is jóval bonyolultabb folyamat. E feladat megoldásába a kutatók sok munkát fektettek, igen nagyszámú elv és szerkezet került kidolgozásra és kipróbálásra. Már a kísérletek is sok szerkezetről bebizonyították, hogy tömeges felhasználásra alkalmatlanok. Ilyen berendezés pl. a színszűrős Nipkov-tárcsa, a mezőváltó rendszerű forgó-színszűrős képcső és a mezőváltó rendszerű színes ernyőjű képcső.

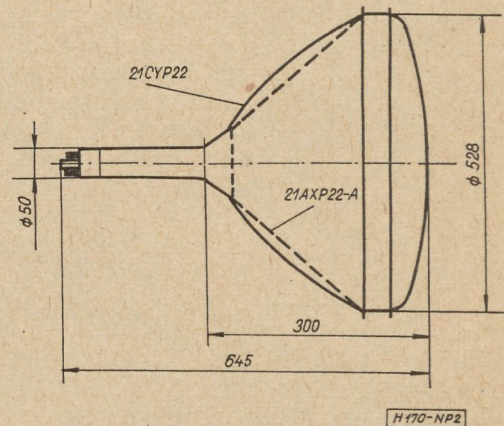
A gyártó cégek is az egységesítésre törekednek pl. az Egyesült Államokban 26 színes képcső változatot 16-ra csökkentették. A változatok számának csökkentése a gazdaságos gyártás és üzemeltetés céljából igen hasznos lépés. Váható, hogy egy-két változat marad forgalomban, ezért az alábbiakban csak a legfontosabb típusokat vizsgáljuk. Eltekintünk a mozgó alkatrészeket tartalmazó képcsővektől („banán cső”, olajfilmes vetítő képcső stb.), valamint a két-színű, négy-színű típusoktól (mint pl. a forgó-sugaras képcső).



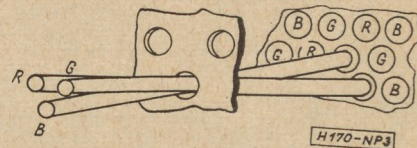
1. ábra. 21AXP22-A típusú képcső

Háromsugaras árnyékmazskos képcső

Legmodernebb változata a 21CYP22 típus jelzésű képcső, melyet 1958-ban bocsátottak ki (Egyesült Államok RCA) és az új vevőkészülékekben kizárólag ezt használják. A 21CYP22 képcső továbbfejlesztett változata a régi 21AXP22 fémballonos képcsőnek (1. ábra), —



2. ábra. 21CYP22 és a 21AXP22-A képcsők főbb méretei

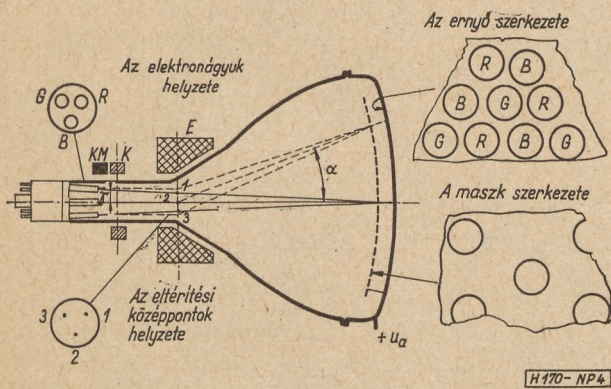


3. ábra. Háromsugaras árnyékmazskos képcső működési elve

üvegballonral készül, fő méretei megegyeznek a régi típus méreteivel, sőt a főbb munkaponti adatai és eltérítési szöge is (70°). A két képcső fő méretei a 2. ábrán láthatók. Az új képcső minden változtatás nélkül a régi helyett használható.

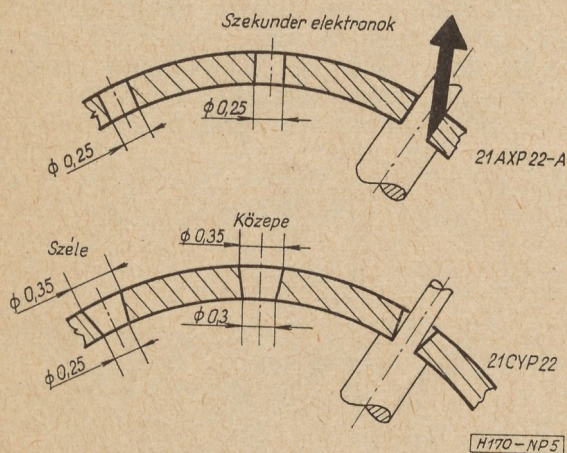
A háromsugaras árnyékmazskos képcső működési elvét a 3—4. ábra alapján érthetjük meg. Az ernyő elektrolumineszcensz foszforokkal mozaikszerűen van borítva. Minden foszfor-pont-hármasba három féle foszfor tartozik; az R jelű piros, a G jelű zöld, a B kék színű fény kibocsátására képes. A foszforpontok átmérője 0,41 mm — valamivel nagyobb, mint ernyő előtt elhelyezett árnyékmazsk nyílásainak átmérője (kb. 0,25—0,3 mm) (5. ábra.) Az ernyő bevonatát fényképezési úton készítik, az ernyőhöz már hozzászerelt saját árnyékmazskot használják negatív gyanánt. Az ernyőkészítés technológiája meglehetősen bonyolult, a gyártó

üzemtől komoly felkészültséget kíván. Első lépésben a gondosan megtisztított ernyőfelületre fényérzékeny bevonatot visznek fel, mely az egyik alapszín foszforanyagát is tartalmazza. Majd az illető alapszín eltérítési centrumába (4. ábra, 1. pont) helyezik a pontszerű megvilágító fényforrást és exponálnak. A megvilágított részekben kicserződik — vízben oldhatatlanná válik — a fényérzékeny anyag, míg a fennmaradó részből vízzel kimossák. Szárítás után a második alapszín foszforpontjait fényképezik (a 2. pontból) ezután a harmadikét (a 3. pontból). A maszk levétele után alumínizálják az ernyőfelületet. Végül a maszkot véglegesen beszerelik.



4. ábra. Háromsugaras árnyékmáskos képcső felépítése

Az ilyen módon elkészített egységet vákuumzáró forrasztással erősítik az üvegballonhoz. Ezután végzik az elektronágyú és egyéb szerkezeti részek szerelését, a leszívást stb.



5. ábra. A 21AXP22 és a 21CYP22 képcsövek maszknyílásai

Minden ponthármassal szemben egy-egy nyílás helyezkedik el. Régebbi típusnál a maszk vékony réznikkel lemezből készült, az újabb típusnál vas. A nyílások száma kb. 360 000, ami egymillió elemi foszforpontnak felel meg. A nyílások osztástávolsága kb. 0,71 mm. Az ernyő felülete kiscsörgőfelületű gömbfelület, mellyel

kb. 25 mm távolságban halad párhuzamosan a maszk. A cső nyakrésze kb. 50 mm átmérőjű, meglehetősen vastag, mivel három elektronágyút kell benne szimmetrikusan elhelyezni. Az elektronágyúk tengelyei az ernyő középpontjában metszik egymást, a cső tengelyéhez képest γ szöggel dőlnek. Minden ágyúban elektrosztatikus úton lehet az elektronnyalábot fókuszálni, de az elektronsugarak eltérítése közös eltérítő rendszerrel történik. Megkívánjuk a csőtől, hogy az ernyő egész felületén a három elektronnyaláb egy pontba tartson (konvergencia). E feladat megoldására a K konvergencia rendszer szolgál. A KM jelű korrekciós mágnes az elektronágyú szerelési pontatlanságát hivatott kiküszöbölni.

A képcső fő elemei — az ernyő, a maszk és az elektronágyú — kölcsönös helyzete olyan, hogy bármelyik elektronnyaláb csak a megfelelő saját foszforát gerjesztheti. A feladat megoldására elektrosztatikus tértől mentes térben haladó elektronnyalábok paralaxisát használjuk fel. A csőben nincs elektrosztatikus tér, mert az ernyő, a maszk, a ballon és az elektronágyú utolsó elektródája azonos — kb. 25 kV-os — feszültségen van.

Az elektronok miután elhagyták az eltérítő rendszert a fénysugarakhoz hasonlóan egyenesen vonalban haladnak, ezért lehet az ernyőt fényképszeti úton készíteni. Ennek ellenére konvergencia rendszert kell használni a sugarak együtttartására, mert az elektronágyúkat nem lehet egymáshoz képest pontosan szerelni, azaz eltérítés nélkül sem tartanának egy pontba a sugarak. Ez kiküszöbölhető állandó mágneses tér alkalmazásával, az ún. sztatikus konvergencia rendszerrel. Ha az ernyő középpontjában biztosítottuk is az elektronnyalábok összetartását, a széleken még sem jó a kép, mert az eltérítés centruma (asztigmatizmusmentes eltérítő rendszer esetén ez valóban egy pont) és az ernyőfelület görbületi középpontja nem esik egybe (4. ábra). Az α szög függvényében a γ szöget nyálanként változtatni kell, amit a dinamikus konvergencia rendszer végez el. E rendszer táplálására kép- és sorfrekvenciás, állítható amplitúdójú parabola és szinusz áramok szolgálnak. A dinamikus konvergencia egység megelőzi az eltérítőrendszert, hatása olyan, mintha az α szögtől függően változna az eltérítési centrum. Ez azt jelenti, hogy fényképezéskor nem pontszerű fényforrással kell az ernyőt megvilágítani. Erre a célra különleges prizmarendszert, vagyis speciális aszimmetrikus optikai lencsét használnak. De van egy másik kellemetlenebb következménye is e jelenségnek, az, hogy az ernyő széle felé a foszforhármak „szétcsúszik”. Ez a régi típusú képcsőben bajok forrása volt. Régen a maszk nyílásainak osztástávolsága az egész felületen azonos volt, ily módon az ernyő szélén a szomszédos foszforhármak pontjai szinte egymáshoz értek, az elektron sugár igen kis pontatlanságok esetén is gerjeszteni tudott nem hozzátartozó foszfort is, elszíneződést okozott.

A képső emiatt igen érzékeny volt a külső mágneses térre, még a Föld mágneses terére is. Helyváltoztatás esetén (a készülék 20–30°-os elfordításakor) az ernyő szélein elhelyezett korrekciós állandó-mágneseket, valamint a dinamikus és sztatikus konvergencia szerveket újra kell állítani, ami nagy gyakorlattal rendelkező szakember számára is legalább három órai munkát jelent. Az új típusú képsőben a nyílások osztástávolságát az ernyő közepén sűrűbbre, míg a széleken, ahol úgysem olyan lényeges a képső felbontása, ritkábbra vették. A nyílások átmérője is változik a hely függvényében, középpen nagyobbak, a szélek felé fokozatosan kisebbednek, míg a foszforpontok átmérője közel állandó. Az új képső kevésbé érzékeny a külső mágneses térrel szemben ezért a lágy-mágneses fémballont üvegballonnal lehetett helyettesíteni. A keltett alapszínek az egész ernyőn szépek, tiszták.

A képső fényhatásfokát is megjavították, részben a maszk fedési tényezőjének kismértékű csökkentésével (85%-ról 80%-ra csökkent), másrészt maguk a foszforok is jobb összhatásfokúak. Mint ismeretes az emberi szem érzékenysége viszonylag kicsi a piros fénytartományban. E tartományban működő foszforok energetikai hatásfoka is kicsi. Így a legrosszabb fényhatásfokú foszfor mindig piros. Emiatt a másik két foszfor hatásfokát „le kell rontani” a képső helyes színműködésének érdekében. Az új típusú képsőben új piros foszfort is alkalmaznak, mely jobb az előzőnél.

A régi képsőben a maszkból kilépő szekunder elektronok az ernyőre juthatnak és a sötét képrészletek általános kivilágosodására vezetnek, azaz a kontrasztosság elromlik. Ezen a bajon úgy segítenek, hogy a maszk nyílásait kúposra képezik ki (5. ábra). A fent vázolt fogásokkal elérték, hogy a maximális fényesség és a kontrasztosság közel kétszeresére nőtt. Míg a régi képsővel épült készülék nappali világítás mellett egyáltalán nem, villanyvilágítás mellett éppen hogy csak használható, addig az új képsőves készülék villanyvilágítás mellett jó, nappal még élvezhető képet biztosít.

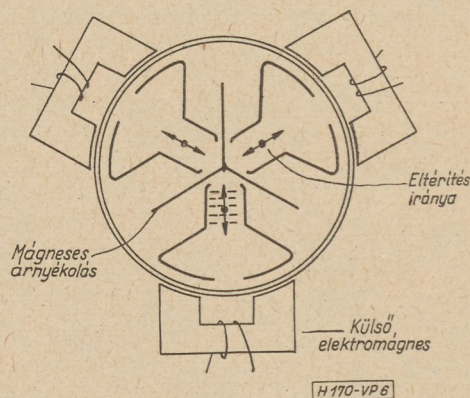
A konvergencia rendszeren is hajtottak végre kisebb módosításokat, megfelelőbb alakot adtak a csőnyakba épített mágnessaruknak, és ami igen lényeges, a konvergencia mágnesköröket mágnesesen árnyékolták egymástól (6. ábra). Eddig a beállítás legfőbb nehézsége a három konvergencia mágnes egymáshatása volt.

A 21CYP22 típusú háromsugaras árnyékmáskos képső kidolgozásával úgy látszott e képsőtípus tovább nem fejlődhet, annak ellenére, hogy a régi képsőtípusnál meglevő fő hiányosságok szinte teljes egészében megmaradtak:

1. a képső szerkezet bonyolult, nagy az önköltsége,
2. az árnyékoló maszk nagy fedési tényezője miatt rossz az energetikai hatásfoka, viszonylag kicsi az ernyő maximális fényessége.

3. a nagy gyorsítófeszültség miatt a röntgensugárzás ellen fokozottan kell védekezni.

Az ernyő fényességének növelésére a CSB (Egyesült Államok) még 1956-ban kidolgozott egy fókuszáló árnyékmáskos konstrukciót, aminek az a lényege, hogy a maszk potenciálját az ernyő potenciáljának felére csökkentették, így a maszk—ernyő közötti elektromos tér

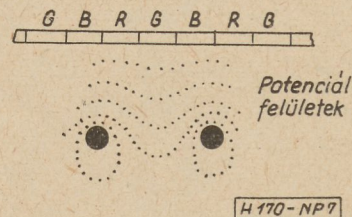


6. ábra. A 21CYP22 képső konvergencia rendszere

fókuszáló hatást fejt ki, (lásd a fókuszmaszkos képsővet), tehát a maszkon levő nyílások méretét — azonos osztástávolság mellett — meg lehetett növelni 0,4 mm-re. A potenciálok alkalmas megválasztása esetén ebben a képsőben is fényképezéssel vihető fel az ernyő.

Vonalazott ernyőjű háromsugaras fókuszmaszkos képső

A háromsugaras fókuszmaszkos képső kísérleti példányát a General Electric dolgozta ki. Működésének elve a következő. A foszforokat kisgörbületű hengeres ernyőre keskeny függőleges sávokban viszik fel. Egy foszforhármast kb. 0,9 mm szélességű csík. Az ernyővel párhuzamosan 0,08 mm átmérőjű huzalból felépített fókuszáló maszk van. A fókuszálást a maszk és az ernyő között kialakuló anomorf elektromos lencsék végzik (7. ábra). A három elektron-

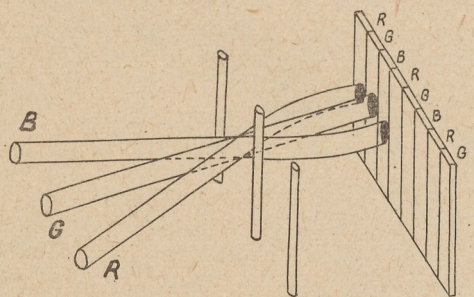


7. ábra. Fókuszmaszkos képső elektronlencséje

nyalábokat három elektronágyú állítja elő (8. ábra), de ezek az ágyúk egy síkba vannak szerelve, így függőleges irányban a sugarak az ernyő egyetlen pontjában sem tartanak szét. A dinamikus konvergencia rendszer tehát nagymértékben egyszerűsödik (9. ábra). A középső elektronágyú a képső tengelyébe esik, tehát

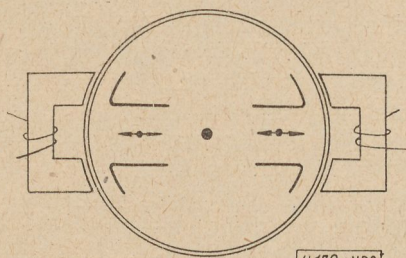
csak a két szélső elektronsugár útját kell módosítani az eltérítési szög függvényében.

A 21CYP22 képcsővel szemben e csőnek több előnye van. Mindenekelőtt az, hogy a fókuszáló rácshoz fedési tényezője mindössze 10% (szemben a 80%-kal), tehát azonos sugáráram esetén a fényesség mintegy hétszeres! Függőleges irányban nem kényes a szerelési pontatlanságokra. A függőleges raszter rendszer nem interferálhat a sorokkal. Előnynek számít az is, hogy a fénycső a függőleges elektronsugár hatásaként függőleges helyzetű ellipszis. (Nagyobbik mérete



H 170-NP 9

8. ábra. Háromsugaras fókuszmaszkos képcső működési elve



H 170-NP 9

9. ábra. Háromsugaras fókuszmaszkos képcső konvergencia rendszere

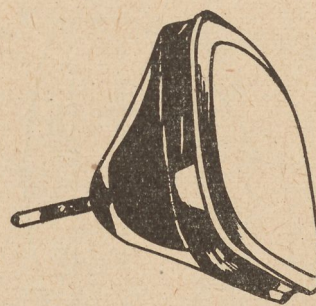
0,9 mm, kisebbik mérete kb. 0,1 mm.) Az elektronoptika helyes működése érdekében a fókuszáló rácshoz potenciálja kb. 6,3 kV — ha az ernyő potenciálja 25 kV —, ami kellemetlen, mert a fókuszáló rácshoz szigetelni kell az ernyőtől, másrészt a rácshoz kilépő szekunder elektronok az ernyőre juthatnak. E hatás csökkentése végett a ballon belső bevonatát kb. 300 V-tal magasabb potenciálra kötik (6,6 kV-ra). A vékony, huzalból épített rácshoz mechanikai okokból is hátrányos, mikrofónia forrása lehet. Hátrányt jelent az is, hogy az ernyő fényképezésénél nem használható közvetlenül a fókuszáló rácshoz negatívja gyanánt. Viszont a rácshoz és a foszforsávok kölcsönös helyzete a működés helyességét döntően befolyásolja.

Potenciál és nélküli tér kialakítása végett az elektronsugár utolsó elektródját a bevonat potenciáljára (6,6 kV) kell kötni. A kis gyorsító feszültség miatt nehézkes az elektronsugár fókuszálása, emiatt különleges többfokozatú elektronsugár rendszerrel kell alkalmazni.

E képcső típus tömeggyártásáról ez idáig nem érkezett hír, de az előnyöket és hátrányokat mérlegelve megállapítható, hogy a háromsugaras árnyékmáskos képcső egyenrangú társa.

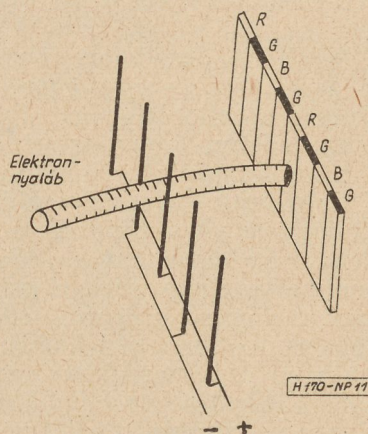
Egysugaras, fókuszmaszkos képcső (Kromatron)

A képcső (10. ábra) működési elvét vázlatosan a 11. ábra mutatja. Az előző képcsővektől eltérően csak egy elektronsugarat használ. Az ernyőre vízszintes foszforsávokat visznek fel. Alaphelyzetben (12. ábra) az U_1 és U_2 feszültség egyenlő, tehát a rácshoz egyaránt $+U_r$ (kb.



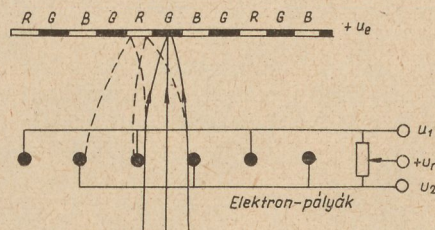
H 170-NP 10

10. ábra. Egysugaras fókuszmaszkos képcső (kromatron)



H 170-NP 11

11. ábra. Egysugaras fókuszmaszkos képcső (kromatron) működési elve



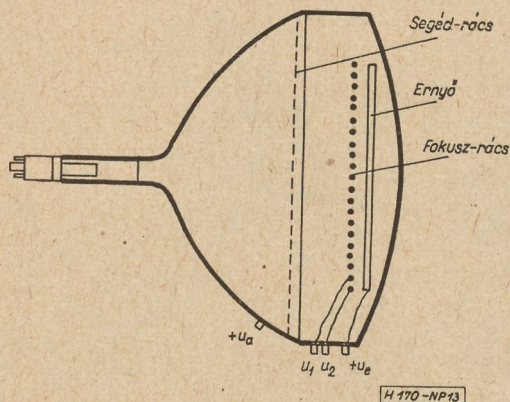
H 170-NP 12

12. ábra. A kromatron kapcsolása

4 kV) feszültség jut. Az ernyő potenciálja; U_e kb. 18 kV. Ily módon az ernyő és a rácshoz között kialakuló hengeres elektronsugár az elektronsugárutató fókuszálja, csak a zöld (G) foszforsávok engedi az elektronokat jutni. Az ernyő ilyenkor

zöld fényt bocsát ki. Ha az U_1 feszültséget növeljük, és az U_2 -t csökkentjük, akkor a villamos tér oly módon torzul el, hogy az elektronnyaláb csak a piros (R) foszforokra juthat. Ha a feszültségeket ellenkező értelemben változtatjuk az ernyő kék fényt fog kibocsátani. Viszont, ha az U_1 -et és U_2 -t egyidejűleg növeljük, akkor fókuszáló hatás csökken, mindhárom foszfor gerjesztve lesz, azaz fehér fényt kapunk.

A képcső szerkezeti felépítését a 13. ábra szemlélteti. A rajzból kitűnik, hogy az ernyő szerelvényétől eltekintve, igen hasonlít a szokásos fekete-fehér képcsőhöz. Egyetlen elekt-



13. ábra. A kromatron felépítése

ronagyút és eltérítő rendszert tartalmaz. Az ernyő és a fókuszrács egy egységet képez, készítésük nem a ballonban történik. Az ernyő sík üveglap, melyre nyomdatechnikai úton viszik fel a foszfor-sávokat. Nagysorozat szempontjából feltétlenül gazdaságosabb a fényképszeti eljárásnál. A vezérlő fókuszrács készítése meglehetősen körülményes. Jellemzőadatai nagyvonalakban megegyeznek a háromsugaras fókuszmaszkos képcső rácsának adataival. A vezérlő fókuszrácsot még a ballonba forrasztás előtt véglegesen összeszerelik az ernyővel.

A segédrács beépítése a szekunder elektronok hatásának megszüntetése érdekében történt. A segédrács más vonatkozásban is előnyös, mert a fókuszrács szerelési pontatlanságait a segédrács feszültségének kismértékű változtatásával semlegesíteni lehet. Potenciálja (U_a) néhány száz voltal nagyobb a fókuszrács potenciáljánál. Újabban az elektronagyú fókuszáló tulajdonságának javítása végett az ágyú utolsó elektrodája, és a belső bevonat potenciáljának növelésére törekednek, változatlan segédrács potenciál mellett.

Jelenleg három típus (PDF22-4, PDF21-210a és PDF21-3) adatai állnak rendelkezésünkre. Az ernyő átmérője 540–575 mm, a maximális eltérítés szöge 65–72°. Az ernyő feszültsége 18 kV, a fókuszrács feszültsége 3,5–6 kV. A fókuszrácsok közötti kapacitás 1400–2000 pF, meglehetősen nagy. A maximális színvezérlés 400–500 V. Az utóbbi két adatból kitűnik, hogy a színjel-erősítő végfokozatának meglehetősen szélsőséges követelményeket kell kielé-

gítenie. E képcsőnek az előbbiekkal szemben sok előnye van.

1. Egyetlen elektronagyút alkalmazunk, amely többé-kevésbé megegyezik a hagyományos elektronagyúval.

2. A szokásos eltérítő rendszer alkalmazható.

3. Az ernyő nyomtatással készíthető, és emellett önálló szerelvényt alkot.

4. A fókuszrács szerelési pontatlansága elektromos úton ellensúlyozható.

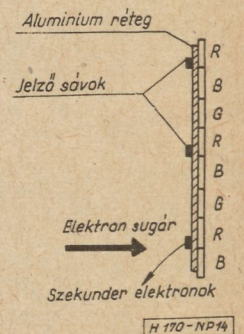
Hátrányai közé tartozik a mechanikai hatásokra kényes huzalrács alkalmazás. Felbontóképessége is kisebb, mint a háromsugaras képcsőé. Igen nagy hátrány, hogy nagyteljesítményű végerősítő fokozat kell a fókuszrácsok táplálásához.

Sugárjelző képcső (Apple-eső)

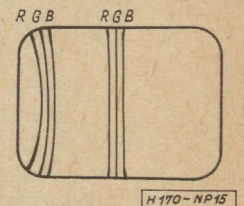
Ezt a képcsövet a Philco cég dolgozta ki. Működési elvének lényege a következő (14. ábra): A képernyő függőleges foszforcsík csoportokból áll. Minden csoport három foszfort (pirosat, zöldet, kék) tartalmaz. A szekunder emisszió csökkentése végett az ernyőt aluminizálják. Minden piros foszforcsík fölött „kijelölő” csík helyezkedik el. A kijelölő csík nagy szekunder emissziójú magnéziumalapú borítás. Az elektronnyaláb pillanatnyi helyzetére vonatkozó információt szolgáltatja oly módon, hogy a szekunder elektronok az anódra jutva feszültség impulzusokat állítanak elő. Ezzel a jellel gyorsműködésű elektronkapcsolót vezérelnek, mely a kívánt időpillanatban az elektronagyú vezérlő elektrodájára az illető alapszínhez tartozó vezérlő feszültséget kapcsolja, tehát az impulzus megjelenésekor a piros (R) videojelet, egy idő eltelte után a zöldet (G) stb. A fentiekből következik, hogy a képcső csak akkor működik helyesen, ha az elektronsugár az eltérítési szög-től függetlenül azonos idő alatt halad át a foszforcsíkokon.

A képcső üvegballonos négyszögletes ernyőjű kivitelben is készül (átmérője 54 cm). Eltérítési szöge 74°. Az ernyő felülete enyhén hengeres. Az eltérítési középpont és a görbületi középpont nem esik egybe.

Emiatt az ernyő szélén nagyobb sebességgel halad az elektronsugár, mint az ernyő közepén, tehát az osztástávolságot a széleken nagyobbra kell venni (15. ábra). Az ernyő közepén 0,25 mm egy-egy foszforcsík szélessége, mely a szélek



14. ábra. Sugárjelző képcső működési elve



15. ábra. Sugárjelző képcső ernyőjének szerkezete

felé fokozatosan növekszik. A foszforcsíkok között, a helyes működés érdekében, 0,25 mm-es sötét hézagok vannak, melyek megakadályozzák, hogy a 0,5 mm átmérőjű elektronnyaláb több foszfort egyidejűleg gerjesszen.

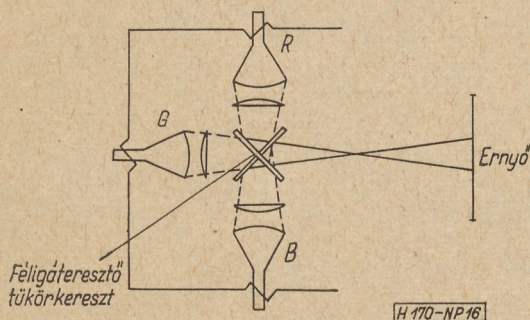
Az ernyő készítésének technológiája meglehetősen nehézkes; öt lépésben kell fényképezni. Minden lépéshez más-más negatívot használnak, emellett a fényképező rendszer beállításához mikroszkóppal kell dolgozni. Ez a technológia tömeggyártásra szinte alkalmatlan.

Az elektronágyú felépítése is eltér a szokásos képcsövekben alkalmazott berendezésektől. Egy elektronágyú két elektronnyalábot bocsát ki, egy nagyáramút (kb. 1500 μA) és egy kisáramút (kb. 50 μA). A nagyáramú „fő elektronnyaláb” feladata a kép kirajzolása, a kisáramú ún. jelölő elektronnyaláb feladata a kijelölő impulzus előállítása. A jelölő elektronnyaláb a sötét képrészlet kismértékű kivilágosodását okozza, aminek következtében a maximális fényességkontraszt valamivel gyengébb, mint a háromsugaras árnyékmaszkos képcsőben. A fő elektronnyalábnak a kijelölő impulzusra gyakorolt zavaró hatását frekvencia transzponációval oldották meg. A fő elektronnyaláb által okozott zavar spektruma 30 MHz felett elenyésző. Ebből kifolyólag a jelölő elektronnyalábot kb. 42 MHz frekvenciájú jellel modulálják. A kijelölő impulzus kiválasztására sáverősítőt használnak.

Megjegyzendő, hogy igen komoly problémát jelent megfelelően fókuszált nagyáramú elektronnyaláb előállítása. A fókuszálás nemcsak a felbontást, hanem a reprodukált szín helyességét is nagymértékben befolyásolja. A felbontás növelésére ellipszis keresztmetszetű elektronnyalábot igyekeznek létrehozni. Az eddig készült példányok vízszintes irányban kb. 270 színes képelem létrehozására képesek, ami meglehetősen kevés.

Háromképcsöves vetítőrendszer

A rendszer működési elvét az alábbi ábrán ismertetjük (16. ábra). A három videojellel (R, G, B) három különböző foszforbevonatú vetítő képcsövet vezérelünk. A kapott három képet vagy egyszerűen összevetítjük, vagy félig áteresztő tükrökkel egyesítjük.



16. ábra. Háromképcsöves vetítőrendszer elvi felépítése

Ez a rendszer az előbb felvázoltakhoz képest döntő előnyökkel rendelkezik:

1. Érzéketlen a helyváltoztatásra.
2. Jó kontrasztosságot biztosít.
3. Felbontóképessége kielégíti a 625 soros szabvány követelményeit is.
4. Kapcsolása, valamint az alkatrészek hagyományosak.
5. Nagyméretű képek állíthatók elő.
6. A képcsövek önköltsége viszonylag alacsony.
7. Röntgen-sugárzásra jól árnyékolható.

Hátrányai:

1. A képcsövek rövid élettartamúak (néhány-száz óra).
2. Három Schmit lencserendszer és esetleg tükröskereszt kell a működéshez.
3. Az eltérítő egység teljesítménye háromszoros.
4. A nagy képméretű változat nappali világítás mellett nem élvezhető.

A képcsövek összehasonlítása

Az 1. táblázat adatai szerint minőségi összehasonlítást tehetünk az egyes képcsövek között. A táblázatban a + jel előnyt a – jel hátrányt jelent.

1. táblázat

Típus	Három-sugaras árnyék maszkos	Három-sugaras fókusz maszkos	Kromatron	Apple-cső	Vetítő rendszer
Felületi fényesség	—	++	+	++	—
Beállíthatóság	—	—	+	+	+
Technológia	jól kidolgozva	—	—	—	+
Kontraszt	++	—	—	+	+
Képméret nagy ...	+	—	—	+	++
Felbontás	+	+	—	—	+

A táblázat alapján a sugárjelölő cső, valamint a projekciós rendszer látszik a legkedvezőbbnek. Ennek ellenére világszerte a háromsugaras árnyékmaszkos képcsövet gyártják sorozatban.

A Szovjetunióban és az NDK-ban is készítenek háromsugaras árnyékmaszkos képcsövet (a szovjet képcső típusjelzése 53JK4II). Ezzel a képcsővel készülnek a „Padra” színes televíziós készülékek. E képcsövek önköltsége meglehetősen nagy, és így a vevő készülékek önköltsége három-négyszerese a fekete-fehér készülék előállítási költségeinek. A háromsugaras fókuszmaszkos képcső nagysorozatban eddig nem készült és így tapasztalatok sincsenek az árára vonatkozóan.

A kromatron is csak kissorozatban gyártják. Kísérleti vevőkben, valamint katonai célra használják.

A sugárjelölő cső kísérleti példányait nyugaton és a Szovjetunióban is elkészítették. A tapasztalatok sajnos negatív értelműek vol-

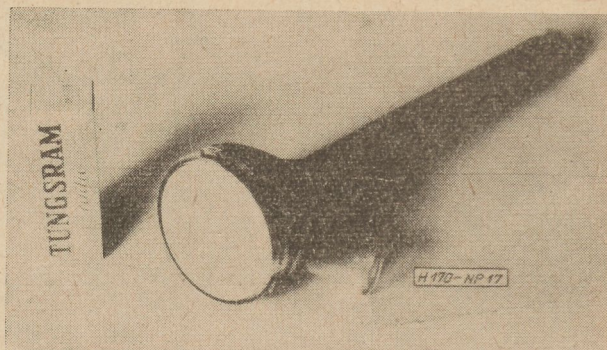
tak; a készülék drágább és bonyolultabb volt, mint a háromsugaras árnyékmazkos képcsővel épült vevő. Vetítős készülékeket eddig jobbra ipari és tudományos célokra, klubbokban stb. használták. Újabban megjelent a szobai használatú változat is. Alábbiakban a Szovjetunióban kidolgozott vetítős készülékek főbb adatait ismertetjük (2. táblázat):

2. táblázat

A készülék típusa	ИЗУМ- РУД 202	ИЗУМ- РУД 205	ИЗУМ- РУД 201	ИЗУМ- РУД 201*
Ernyőméret cm	48 × 36	65 × 48	120 × 90	160 × 120
Felbontás az ernyő közepén				
függ.	550	550	550	500
vízzs.	450	500	500	500
Felületi fényesség				
Irányított ernyő nyt.	110	80	30	15
Diffúz ernyő nyt.	—	16	—	—
Kontraszt	15 : 1	25 : 1	25 : 1	25 : 1

A készülékekben piros (6ЛК1П); zöld (6ЛК1И); kék (6ЛК1А) ernyőjű projekciós képcsöveket alkalmaztak.

Azt megjósolni, hogy a versenyfutásból melyik képcsőtípus kerül ki győztesen, ma még nem lehet. Mindenesetre tény az, hogy a készülék



17. ábra. Színes ernyőjű vetítő képcső

lékek túlnyomó többsége árnyékmazkos képcsővel készül.

Hazai viszonylatban eredményként könyvelhető el az, hogy az egyik kutató intézetünk évekként ezelőtt kidolgozta a színes vetítő képcsövek mintapéldányait (17. ábra), de tömeggyártásra még nem került sor.

IRODALOM

1. Г. И. Бялик: Цветное телевидение. Москва 1960.
2. Ангафоров: Современные приёмные трубки для цветного телевидения. "Техника кино и телевидения." 1962 № 2.
3. D. G. Fink: Television Engineering Handbook New York 1957.
4. Л. Н. Шверник: Проекционные приёмники цветного телевидения. "Техника кино и телевидения." 1961. № 8.
5. Acta Electronica. Paris, 1957. Vol. 2. No. 1—2.

Intermodulációs torzításmérés

JANOVICS SÁNDOR

Méréstechnikai Központi Kutató Laboratórium

ETO 621.317.352.3

Hangfrekvenciás készülékeinknél a valóság-hoz hű, tiszta, torzítatlan hangvisztaadásra törekszünk. Ennek elérésére a különféle torzításokat (frekvencia, fázis, tranzienst és harmonikus, ill. nonlinearis) igyekszünk a lehető legkisebb értékre csökkenteni. Az egyik legkellmetlenebb torzítás a *nonlinearis vagy harmonikus torzítás*. Keletkezésének oka az, hogy a bemenő és kimenő jel közötti összefüggést leíró átviteli karakterisztika nem egyenes. Ilyenkor a kimenő és a bemenő hullámforma eltér egymástól, s a kimenő jel spektrumában olyan kombinációs komponensek is fellépnek, amelyek a bemenő jelben még nem voltak meg. Nagy kivezérléseknél minden rendszer eltér a lineáristól, a rendszerben alkalmazott elektroncső, félvezető eszközök, vasmasos tekercs, feszültség, vagy áram függő ellenállás stb. következtében.

Nonlinearis torzítás jellemzésére leggyakrabban a harmonikus torzítási tényezőt használják. Mérése úgy történik, hogy a vizsgált átviteli

rendszer bemenetére tiszta szinuszos feszültséget kapcsolunk és a kimeneten mérjük a felharmonikusok, valamint az alappkomponens effektív értékét. A kettő hányadosa a harmonikus torzítási tényező:

$$k = 100 \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n U_k^2}}{U_1} \% \quad (1)$$

A harmonikus torzítási tényezőnek, mint torzítási mérőszámnak azonban több hátránya van. Nem veszi figyelembe pl. a fül fiziológiai tulajdonságait. A fül ugyanis kevésbé érzékeny a harmonikusokra, melyek az alappal kellemesen összecsengenek (konszonánsak), viszont sokkal inkább kényes az olyan torzítási komponensekre, amelyek frekvenciái nincsenek egész számú viszonyban az alappal és ezért disszonánsok. Ilyen ún. kombinációs frekvenciák akkor jelentkeznek, ha kettő, vagy kettőnél több szinuszos komponenst tartalmazó vizsgálójelet használunk. Ez felel meg tulajdonképpen

a gyakorlatnak is, mert zene vagy beszéd közvetítésekor egyidejűleg igen sok frekvenciájú komponens van jelen.

A nemlineáris torzításnak torzítási tényezővel való jellemzését, a frekvencia függőség is megnehezíti. Ezt harmonikus torzításméréssel nem igen lehet figyelembe venni, sőt ha nem járunk el kellő gonddal, mérési eredményeinket jelentősen meg is hamisíthatják. Pl. vizsgáljunk olyan erősítőt, amelynek frekvenciatartománya 150–15 000 Hz-ig terjed. Ha vizsgálójel frekvenciáját magasabbra helyezzük, mint a frekvenciatartomány fele, akkor a ténylegesen fennálló torzításnál kisebb értéket mérünk, mivel a harmonikusok már a felső vágási tartományba esnek. Ha viszont az alapfrekvencia az alsó vágási tartományba esik, akkor a ténylegesnél nagyobb torzítást mérhetünk.

Mindezeket a hiányosságokat kiküszöbölni az intermodulációs torzítás mérés. Ennél a mérési módszernél olyan vizsgálójel alkalmaznak, amely nem egy, hanem két különböző frekvenciájú komponensből áll. A nemlineáris torzítás következtében a harmonikusok mellett kombinációs frekvenciák is fellépnek, ezek szabják meg tulajdonképpen a torzításra jellemző intermodulációs tényező értékét. Ez a tényező — a tapasztalat szerint — már sokkal inkább figyelembe veszi a fül fiziológiai tulajdonságait. Pl. ha az intermodulációs torzítás 10%-ról 20%-ra növekszik, akkor a fül a torzítás kétszerezését észleli. A harmonikus és intermodu-

intermodulációs torzítás görbéje meredekebben emelkedik. Ebből levonhatjuk azt az általános érvényű következtetést, hogy az intermodulációs torzítási tényező sokkal érzékenyebben reagál a nagyobb mértékű torzításra, mint a harmonikus torzítási tényező.

Intermodulációs torzítási tényező

Intermodulációs torzítás mérésekor a vizsgált berendezés bemenetére egyidejűleg két különböző frekvenciájú vizsgáló jelet bocsátunk.

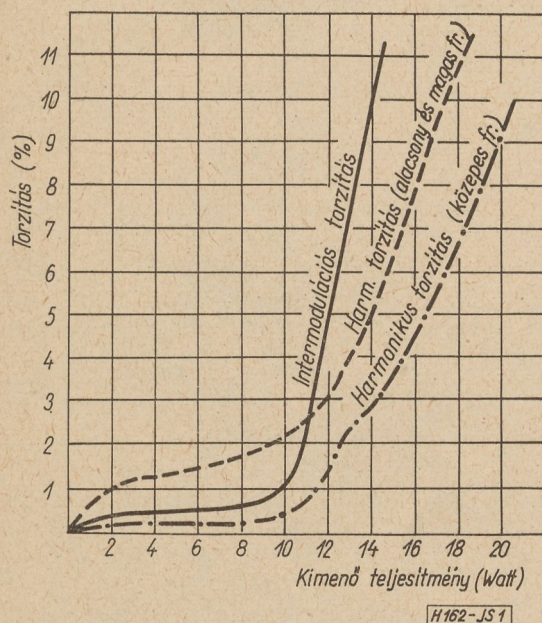
$$u_{be} = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t \quad (2)$$

a frekvencia arány általában $\omega_1/\omega_2 = 10-100$ között van. Tételezzük fel az egyszerűség kedvéért, hogy egy feszültség-erősítőt vizsgálunk, amelynél a bemenő feszültség (u_{be}) és a kimenő feszültség (u_{ki}) közötti kapcsolat nem lineáris (ez különösen akkor okoz torzítást, ha túlvezéreljük az erősítőt). Ilyenkor az átviteli karakterisztikát hatványsorral írhatjuk le.

$$u_{ki} = b_0 + b_1 u_{be} + b_2 u_{be}^2 + \dots + b_n u_{be}^n \quad (3)$$

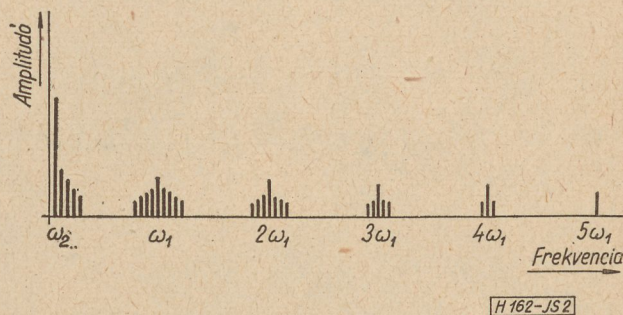
A kimenő feszültség értékét megkapjuk, ha a bemenő feszültség (1) kifejezését behelyettesítjük a (2) hatványsorba.

A számítást elvégeztük egy ötödfokú polinomra s az eredményt feltüntettük az 1. táblázatban. A táblázatból kitűnik, hogy mindkét jel harmonikusain kívül rengeteg különböző frekvenciájú kombinációs frekvenciájú komponens lép fel ($m\omega_1 \pm n\omega_2$; ahol n és m pozitív egész szám). A kimenő jel spektruma a 2. ábrán látható. Ez a spektrum tulajdonképpen több amplitudomodulált hullám képe, ahol az egyes vívő frekvenciák ω_1 , $2\omega_1$, $3\omega_1$, $4\omega_1$, és $5\omega_1$.



1. ábra. A harmonikus és intermodulációs torzítási tényezők változása a kivezérlés függvényében

lációs torzítási tényezők alakulásának jellegét a kivezérlés függvényében az 1. ábra mutatja. Láthatjuk, hogy kis kivezérléseknél alacsony torzításnál, mind a harmonikus, mind az intermodulációs torzítás kicsi, míg nagyobb kivezérlések felé, amikor a torzítás növekszik, az



2. ábra. Intermodulációs torzítás mérésekor a vizsgált nemlineáris karakterisztikájú rendszer kimenetén felépő jel frekvenciaspektruma

SMPTE módszer

Jelenleg még nem alakult ki teljesen egységes eljárás az intermodulációs torzítás mérésére. Az egyik legelterjedtebb eljárás az SMPTE (Society of Motion Picture and Television Engineers) módszer. Ennél a legelső amplitúdomodulált sávot választják ki a spektrumból és az intermodulációs tényezőt (K_{im}) a harmonikus torzítási tényező mintájára a következőképpen definiálják

$$K_{im}(\%) = \frac{\text{oldalsávok effektív értéke}}{\text{vívóhullám effektív értéke}} \times 100 \quad (4)$$

A 3. ábra jelölései alapján az intermodulációs tényező kifejezése

A kifejezést átalakíthatjuk, ha bevezetjük a modulációs tényező fogalmát. A modulációs tényező, mint ismeretes, a moduláló hullám és a vívó hullám amplitúdóinak aránya, értéke rendszerint egynél kisebb. Esetünkben a burkoló görbe minden felharmonikusára — a vívó

$$K_{im} = \frac{\sqrt{(A_1 + A_{-1})^2 + (A_2 + A_{-2})^2 + (A_3 + A_{-3})^2 + \dots}}{A_v} \quad (5)$$

1. táblázat

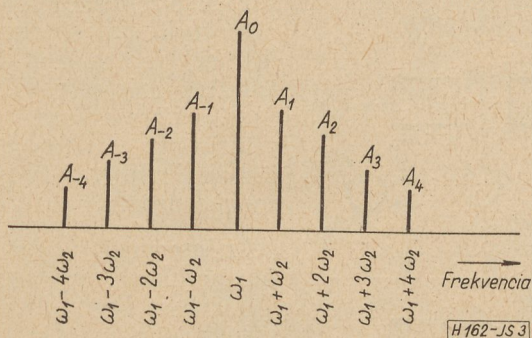
$$\begin{aligned}
 U_{k1} = & \frac{1}{2} b_2 U_1^2 + \frac{1}{2} b_2 U_2^2 + \frac{3}{8} b_4 U_1^4 + \frac{3}{8} b_4 U_2^4 + 3b_4 U_1^2 U_2^2 + \\
 & + \left(b_1 U_1 + \frac{2}{3} b_3 U_1 U_2^2 + \frac{3}{4} b_3 U_1^3 + \frac{15}{8} b_5 U_1 U_2^4 + \frac{15}{4} b_5 U_1^2 U_2^3 + \frac{5}{8} b_5 U_1^5 \right) \cos \omega_1 t \\
 & + \left(b_1 U_2 + \frac{3}{2} b_3 U_1^2 U_2 + \frac{3}{4} b_3 U_2^3 + \frac{15}{8} b_5 U_1^4 U_2 + \frac{15}{4} b_5 U_1^2 U_2^3 + \frac{5}{8} b_5 U_2^5 \right) \cos \omega_2 t \\
 & + \left(\frac{1}{2} b_2 U_2^2 + 3b_4 U_1^2 U_2^2 + \frac{1}{2} b_4 U_1^4 \right) \cos 2\omega_1 t \\
 & + \left(\frac{1}{2} b_2 U_2^2 + 3b_4 U_1^2 U_2^2 + \frac{1}{2} b_4 U_2^4 \right) \cos 2\omega_2 t \\
 & + \left(\frac{1}{4} b_3 U_1^3 + \frac{5}{4} b_5 U_1^3 U_2^2 + \frac{5}{16} b_5 U_1^5 \right) \cos 3\omega_1 t \\
 & + \left(\frac{1}{4} b_3 U_2^3 + \frac{5}{4} b_5 U_1^2 U_2^3 + \frac{5}{16} b_5 U_2^5 \right) \cos 3\omega_2 t \\
 & + \frac{1}{8} b_4 U_1^4 \cos 4\omega_1 t \\
 & + \frac{1}{8} b_4 U_2^4 \cos 4\omega_2 t \\
 & + \frac{1}{16} b_5 U_1^5 \cos 5\omega_1 t \\
 & + \frac{1}{16} b_5 U_2^5 \cos 5\omega_2 t \\
 & + \left(b_2 U_1 U_2 + \frac{3}{2} b_4 U_1 U_2^3 + \frac{3}{2} b_4 U_1^3 U_2 \right) \cos (\omega_1 \pm \omega_2) t \\
 & + \left(\frac{3}{4} b_3 U_1 U_2^2 + \frac{5}{4} b_5 U_1 U_2^4 + \frac{15}{8} b_5 U_1^3 U_2^2 \right) \cos (\omega_1 \pm 2\omega_2) t \\
 & + \frac{1}{2} b_4 U_1 U_2^3 \cos (\omega_1 \pm 3\omega_2) t \\
 & + \frac{5}{16} b_5 U_1 U_2^4 \cos (\omega_1 \pm 4\omega_2) t \\
 & + \left(\frac{3}{4} b_3 U_1^2 U_2 + \frac{15}{8} b_5 U_1^2 U_2^3 + \frac{5}{4} b_5 U_1^4 U_2 \right) \cos (2\omega_1 \pm \omega_2) t \\
 & + \frac{3}{2} b_4 U_1^2 U_2^2 \cos (2\omega_1 \pm 2\omega_2) t \\
 & + \frac{5}{8} b_5 U_1^2 U_2^3 \cos (2\omega_1 \pm 3\omega_2) t \\
 & + \frac{1}{2} b_4 U_1^3 U_2 \cos (3\omega_1 \pm \omega_2) t \\
 & + \frac{5}{8} b_5 U_1^3 U_2^2 \cos (3\omega_1 \pm 2\omega_2) t \\
 & + \frac{5}{16} b_5 U_1^4 U_2 \cos (4\omega_1 \pm \omega_2) t
 \end{aligned}$$

hullám amplitudójára vonatkoztatva — megadhatunk egy-egy modulációs állandót. Az átalakítást elvégezve az intermodulációs tényező

$$K_{im} = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 + m_3^2 + \dots} \quad (6)$$

CCIF módszer

Az előbbi torzításméréshez hasonló a CCIF (International Telephonic Consultative Committée) intermodulációs torzításmérés. A vizsgálójel némileg eltér az előbbiektől, itt is két különböző frekvenciájú komponensnek használnak mérőjelként, de frekvenciaeltérés (Δf) kicsi, kb. 40–200 Hz. A két komponens frekvenciáját álta-



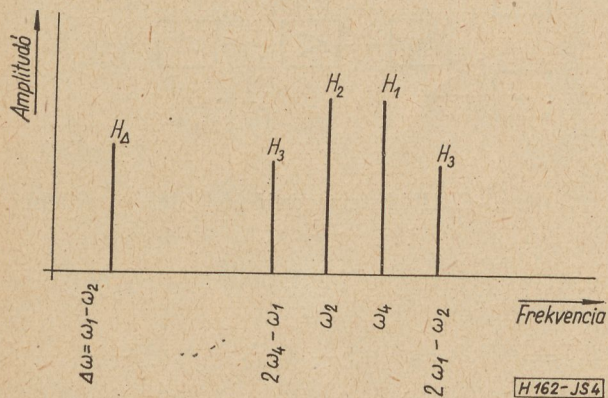
3. ábra. SMPTE módszerű intermodulációs torzítás mérésénél a kimenő jel spektrumából kiválasztott frekvenciasáv

lában úgy választják meg, hogy a vizsgált készülék frekvencia tartományának felső részébe essék. Ha az átviteli függvényt leíró hatványsor legfeljebb harmadfokú, a kimenő jel spektruma a 4. ábra szerinti. A torzítási tényezőket külön szokásos definiálni másod- és harmadfokú torzításra. Négyzetes torzításnál (a 4. ábra jelöléseivel)

$$K'_{im(2)} = \frac{H_4}{H_2 + H_1} 100\% \quad (7)$$

harmadfokú torzítás esetén

$$K'_{im(3)} = \frac{H_{-3} + H_3}{H_2 + H_1} 100\% \quad (8)$$



4. ábra. A vizsgált berendezés kimenő jelének frekvenciaspektruma CCIF módszerű intermodulációs torzítás mérésénél

Az intermodulációs torzítási tényezők mérése

Az intermodulációs torzítás SMPTE módszer alapján való mérésére az 5. ábra szerinti elrendezés alkalmas. A torzításmérő tulajdonképpen két egységre különíthető. Az első egység a jeladó, míg a második egység az analízátor.

A jeladó tartalmaz két oszcillátort, ezek szolgáltatják a vizsgáló jelet. A hullámformának nem kell olyan kis torzításúaknak lenniük, mint a harmonikus torzításmérésnél. Az oszcillátorok közül mégis ajánlatos az alacsonyabb frekvenciájú oszcillátort kisebb torzításúra készíteni. A méréshez használt jelek frekvenciái általában 40, 60, 70, 100, 150, 400 és 600, ill. 3000, 4000, 6000, 7000 és 15 000 Hz. A két jel amplitudó arányát az SMPTE módszer szerint

$$A_{\text{alacsony}}/A_{\text{magas}} = 4/1$$

(ritkában 1/1) arányúra választják. Modern intermodulációs torzítást mérő készülékekben folyamatosan hangolhatóvá, ill. változtathatóvá készítik mind a frekvenciákat, mind az amplitudókat. A két jel szuperpozícióját és az oszcillátorok elválasztását végzi a keverő. Erre a célra igen alkalmas a hibridáramkör, vagy közös anódenállással ellátott két különálló cső. A jeladó kimenő fokozata rendszerint katódkövető, hogy a vizsgáló jel a kis kimenő-impedancián legyen kiadható.

Az intermodulációs-mérőkészülék második része az analízátor. Ennek bemenetéhez csatlakoztatjuk a mérendő készülék kimenetét. Az első fokozat egy osztó, amellyel beállítjuk a méréshez szükséges feszültség szintet. A következő fokozat szelektív erősítő, ez választja ki a legelső amplitudó modulált sávot a spektrumból. Megvalósítása történhet pl. egy erre a tartományra hangolt sávszűrővel. A sáv szélesség (Δf) megválasztásánál az alábbi követelményre kell tekintettel lenni:

$$2[f_1 - f_2(n-1)] > \Delta f$$

ahol f_2 az alacsonyabb frekvencia,
 f_1 a magasabb frekvencia,
 n pedig az átvitelt leíró hatványsor legmagasabb előforduló kitevője.

Ehhez szükséges, hogy az alacsonyabb frekvenciájú jel legmagasabb előforduló harmonikusa is kisebb legyen, mint a legelső oldalsáv legalacsonyabb frekvenciájú komponense.

$$nf_2 < f_1 - (n-1)f_2$$

Ha a frekvenciaviszony f_1/f_2 alacsonyabb, mint pl. 400 és 4000 Hz-es komponensű vizsgálójel esetében, akkor meredekebb levágású szűrőkre van szükség, ilyenkor célszerű átviteltechnikai szűrő használta.

A demodulálást végezhetjük akár B osztályú (lineáris) vagy C osztályú (csúcs) demodulátorral. Az utóbbinál ügyelni kell arra, hogy közel 100% modulációt is torzítatlanul demodulálhassunk. A demodulátor munkaellenállásán működés közben megjelenik a vívőfrekvenciás

jel amplitudójával arányos egyenfeszültség, valamint a burkoló görbével arányos váltófeszültség. Az egyenfeszültséget közvetlenül mérhetjük egyenfeszültségű csővoltmérővel, míg a váltófeszültséget először alul áteresztő szűrőn bocsátjuk át, hogy a zavaró vívőfrekvenciás komponenszt eltávolítsuk. A szűrő kimenetén megjelenő feszültséget négyzetes karakterisztikájú műszerrel, hangfrekvenciás csővoltmérővel mérjük. Az itt előforduló kis teljesítmények mérésére igen alkalmas a kuprox-egyenirányítós

ségét $W_{\sim \text{eff}}$). Az intermodulációs torzítási tényező

$$K_{im} = \frac{W_{\sim \text{eff}}}{D \cdot W_{=}} \cdot 100\% \quad (9)$$

ahol D az alul áteresztő csillapítása az áteresztő tartományban.

A legpontosabb torzításmérési módszer természetesen az, ha a vizsgált berendezés kimenő jelének komponenseit hullámanalizátorral végigmérjük.

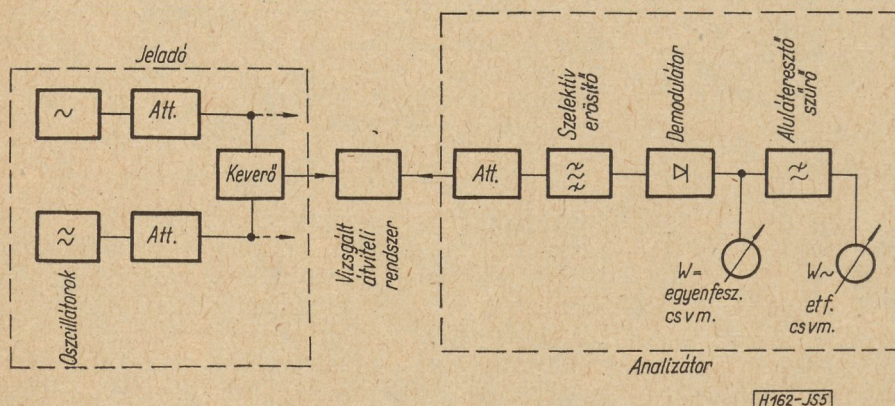
A CCIF intermodulációs torzítás lációi tényező mérésére alkalmas készülék elrendezését a 7. ábra mutatja. Az összeállítás csak másodfokú torzítás mérésére alkalmas, a harmadfokú torzítási tényezőt csak hullámanalizátorral tudjuk meghatározni.

Az intermodulációs és harmonikus torzításmérés összehasonlítása

Mindhárom torzítás mérési módszer, a harmonikus és a két inter-

modulációs, tulajdonképpen ugyanarra a nonlinearitásra ad egy-egy jellemző szám adatot. Ezek a számértékek kis torzítású rendszereknel — ha a frekvencia torzítás elhanyagolhatóan kicsi — csak egy állandóban különböznek egymástól.

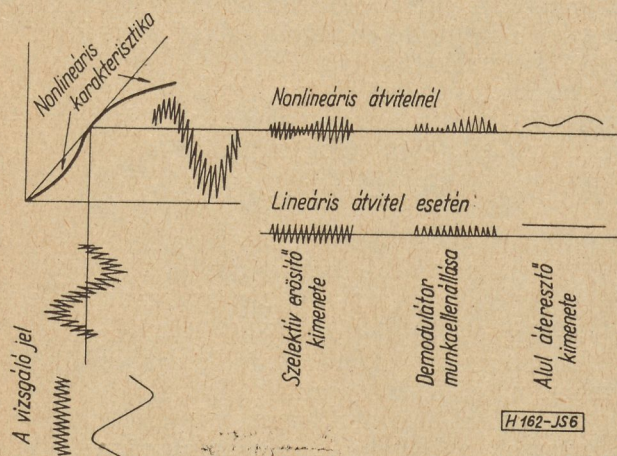
Átviteli rendszereknel a frekvenciatorzítás vagy más néven lineáris torzítás akkor lép fel, ha az átviteli jellemzők (erősítés vagy csillapítás, fázis forgatás) frekvencia függőek. Eredménye, hogy a kimenőjel egyes komponenseinek amplitudóaránya és fázisa más, mint a bemenő jelnél volt. Vizsgáljunk meg pl. egy olyan rend-



5. ábra. SMPTE intermodulációs torzításmérő blokk vázlata

Deprez-műszer, amelynek a karakterisztikája a 0,2—0,9 V tartományban jó közelítéssel négyzetes.

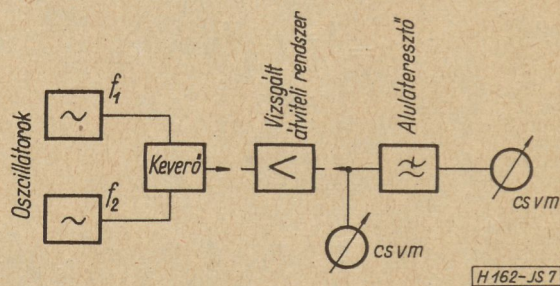
A hangfrekvenciás csővoltmérőt átkapcsolhatóvá szokták készíteni, hogy az összetett mérőjelet és az amplitudó arányt is mérni lehessen



6. ábra. Hullámformák a torzításmérő készülék egyes fokozataiban

vele. A 6. ábrán feltüntetettük a készülék egyes fokozataiban látható jellegzetes hullámformákat.

Az intermodulációs torzítási tényező mérése ezek után úgy történik, hogy a jeladó mérőjével vezéreljük a mérendő készüléket (pl. erősítőt). A készülék kimenetét pedig összekapcsoljuk az analizátorral és — miután az osztóval beállítottuk a szükséges mérőfeszültséget —, a csővoltmérőkkel lemérjük a demodulátor egyenfeszültségét ($W_{=}$), ill. a szűrő kimenő feszült-



7. ábra. CCIF intermodulációs blokk vázlata

szert, amely negyedfokú polinommal helyettesíthető.

$$u_{ki} = f(U_{be}) = b_1 u_{be} + b_2 u_{be}^2 + b_3 u_{be}^3 + b_4 + u_{be}^4 \quad (10)$$

A vizsgált feszültség pedig az előbbiek szerint

$$u_{be} = U_1 \cos \omega_1 + U_2 \cos \omega_2 t$$

A kimenő feszültségből kiválasztjuk a legelső amplitúdómodulált sávot (az SMPTE mód szerszerint)

$$u_{ki} = U_1 \left[b_1 + \frac{3}{4} b_3 (2 U_2^2 + U_1^2) \right] \cos \omega_1 t + U_1 U_2 \left[b_2 + \frac{3}{2} b_4 (U_1^2 + U_2^2) \right] \cos (\omega_1 \pm \omega_2) t + \frac{3}{4} b_3 U_1^2 U_2^2 \cos (\omega_1 \pm 2\omega_2) t + \frac{1}{2} b_4 U_1 U_2^3 \cos (\omega_1 \pm 3\omega_2) t \quad (11)$$

Az intermodulációs tényező az (5) kifejezés szerint

$$K_{im} = 2 U_2 \frac{\sqrt{\left[b_2 + \frac{3}{2} b_4 (U_1^2 + U_2^2) \right]^2 + \frac{9}{16} b_3^2 U_2^2 + \frac{1}{4} b_4^2 U_1^2}}{b_1 + \frac{3}{4} b_3 (U_1^2 + 2 U_2^2)} \quad (12)$$

Írjuk fel ugyanerre az átviteli függvényre a harmonikus torzítási tényező kifejezését is. A vizsgáló jel

$$u_{be} = U' \cos \omega t$$

a kimenőjel

$$u_{ki} = U' \left(b_1 + \frac{3}{4} b_3 U'^2 \right) \cos \omega t + U'^2 \left(\frac{b_2}{2} + \frac{b_4}{2} U'^2 \right) \cos 2\omega t + U'^3 \frac{b_3}{4} \cos 3\omega t + U'^4 \frac{b_4}{8} \cos 4\omega t \quad (13)$$

a harmonikus torzítás tényezője

$$k = \frac{U'}{2} \frac{\sqrt{(b_2 + b_4 U'^2) + \frac{1}{4} U'^3 b_3^2 + \frac{1}{16} b_4^2 U'^4}}{b_1 + \frac{3}{4} b_3 U'^2} \quad (14)$$

ahhoz, hogy a két különböző módon mért torzítási tényezőt összehasonlíthassuk, szükséges, hogy a vizsgáló jelek csúcsfeszültségei megegyezzenek.

$$U' = U_1 + U_2$$

Ilyenkor a vizsgálójelek teljesítményaránya egytől különböző. A szokásos $U_2/U_1 = 4/1$ amplitúdóarányt választva a vizsgálójelek teljesítményaránya

$$P_{harm}/P_{im} = 1,47$$

U_1 és U_2 értéke kifejezhető U' -vel, valamint b_1^2 és b_2^2 értékét elhanyagolva b_1^2 és b_2^2 értékhez képest, a két torzítási tényező

$$K_{im} \approx \frac{8}{5} \frac{U' (b_2 + b U'^2)}{b_1 + b_3 U'^2} \quad (16)$$

$$k \approx \frac{1}{2} \frac{U' (b_2 + b_4 U'^2)}{b_1 + 3/4 b_3 U'^2} \quad (17)$$

A két torzítási tényező egymástól csupán egy állandóban különbözik.

$$\frac{K_{im}}{k} \approx \frac{8/5}{1/2} = 3,2$$

Ha a torzítás tényezők értékét túlvezérlésnél akarjuk vizsgálni, ahol az átviteli karakterisztika törésponttal rendelkezik, akkor a hatványsorral már nem célszerű számolni; Az ilyen karakterisztikákat trigonometrikus függvényekkel szokásos közelíteni, a torzítási tényező megadásához ilyenkor már a Bessel-függvények is szükségesek.

A gyakorlatban a frekvenciatorzítás egyáltalán nem hanyagolható el, ez azt eredményezi, hogy a nemlineáris torzítás frekvenciafüggő. Ezért, ha egy készüléket alaposan meg akarunk vizsgálni, akkor tanácsos a teljes frekvencia tartományban megvizsgálni a torzítási tényező értékét. Az SMPTE és a CCIF módszer a frekvenciatartomány különböző részében méri a nemlineáris torzítást. Az SMPTE módszer az alacsonyfrekvenciás vizsgálójelének megfelelően az alsó, míg a CCIF módszer szintén a jelfrekvenciáktól függően a felső frekvenciatartomány nemlineáris torzításáról ad felvilágosítást. Ezek alapján belátható, hogy az ideális specifikáció tulajdonképpen az lenne, ha egy készülékre egyidejűleg mind a három torzítási tényező értékét megadnánk.

Végül közlünk néhány — közismert minőségű hangfrekvenciás erősítőre jellemző — intermodulációs torzítási tényező értéket.

Igen jó minőségű HiFi erősítő	jobb mint 2%
HiFi erősítő	jobb mint 4%
Jó minőségű erősítő	jobb mint 8%
Közepes minőségű erősítő	jobb mint 20%

IRODALOM

- W. J. Warren—W. R. Hewlett: An Analysis of the Intermodulation Methode of Distortion Measurement Proc. IRE. 1948. ápril. 457—466. old.
Milton S. Snitzer: Intermodulation Distortion Electronics World. 1960. febr. 66—67. old.
McWind: Handbook of Electronic Measurement Polytechnic Institute of Brooklyn. 1955. 11—17. old.
H. Söding: Über die strenge Begründung eines Verfahrens zur Messung nichtlinearer Verzerrungen auf Frequenz. 1953. Nr. 3. 127—133. old.

Szolenoid tekercsek menetszámának közvetlen számítása

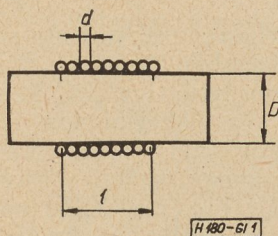
GOBBI ISTVÁN
Elektroakusztikai Gyár

ETO 621.396.662.212.001.24

A rövid- és ultrarövidhullámú adó-, valamint vevőkészülékek rezgőkörökben ma is gyakori a szolenoid tekercsek alkalmazása. Ezek önindukció értéke és menetszáma közötti kapcsolatra számos empirikus képletet állítottak fel, sőt grafikus eljárásokat is kidolgoztak, melyek többé kevésbé meg is felelnek a valóságnak. Ilyen, gyakorlatilag pontos ($< 3\%$) összefüggés pl. a következő [1]:

$$L = \frac{10 \cdot n^2 D}{0,45 + \frac{l}{D}} \cdot 10^{-9} \text{ [H]} \quad (1)$$

Itt D a tekercs közepes átmérője, l a tekercs hossza (1. ábra). Ezek egysége cm, az önindukcióé pedig H.



1. ábra

Bár az (1) összefüggéssel számított önindukcióérték közepes hosszúságú ($0,3 < l/D < 5$) szolenoidok esetében a mért értékkel igen jó egyezik, az egyenletet menetszámok meghatározására még abban az alakjában sem alkalmazhatjuk, ahogyan erre példát is találunk a szakirodalomban [2]:

$$n = \frac{\sqrt{L(0,45 D + l)}}{D} \cdot 10^4$$

Ennek az összefüggésnek a jobb oldalán ui. változatlanul szerepel a menetszámtól megszabott tekercshosszúság (l), melynek értékét csak a kész tekercsről állapíthatjuk meg, vagy többszöri előzetes becsléssel számíthatjuk. Méretezésnél azonban lehetőség szerint közvetlen meghatározást biztosító képletek szükségesek. Ezért az (1) egyenletet helyesen az alábbi egyszerű megfontolással alakítjuk át.

Sűrűn tekercselt egysoros szolenoid menetszámának meghatározása

A tekercs hossza a huzal átmérőjének menet-szám-szorosa:

$$l = n \cdot d$$

Ha pedig az (1) egyenletben l helyébe nd szorzatot helyettesítjük be, összefüggésünk így alakul

$$L = \frac{10n^2 D}{0,45 + \frac{nd}{D}} \cdot 10^{-9} \text{ [H]} \quad (1/a)$$

Mivel ez az összefüggés a keresett menetszám értékét első és második hatványán is tartalmazza, az egyenlet zérusra redukált alakját a következőképpen írhatjuk fel:

$$n^2 \cdot 10D^2 - nLd \cdot 10^9 - 0,45 LD \cdot 10^9 = 0 \quad (2)$$

Ennek együtthatói pedig:

$$\begin{aligned} p &= 10D^2 \\ q &= -Ld \cdot 10^9 \\ r &= -0,45LD \cdot 10^9 \end{aligned}$$

Ezeket az értékeket a vegyes másodfokú egyenletek megoldását adó képletbe helyettesítve a közepes hosszúságú szolenoid tekercs menetszáma így határozható meg:

$$n = \frac{Ld \cdot 10^9 \pm \sqrt{(Ld \cdot 10^9)^2 + 18D^3 L \cdot 10^9}}{20D^2} \quad (3)$$

A számítás végezetével $l = nd$ által figyelembe kell még vennünk képletünk érvényességi határait:

$$0,3 < l/D < 5$$

(L egysége ez esetben is H, a közepes tekercs-átmérő egysége cm, a huzalvastagságé is cm.)

Ritkán tekercselt (kapacitásszegény), egysoros szolenoid menetszáma

Előbbi gondolatmenetünk szerint az URH és RH rezgőkörökben alkalmazott nagy menetemelkedésű tekercsek önindukciójának összefüggéséből ugyancsak meghatározható a szükséges menetszám. Kiindulásul az alábbi egyenlet szolgál [2]:

$$L = \left(\frac{10n^2 D}{0,45 + \frac{l}{D}} + 2\pi n \cdot D \ln \frac{a}{d} \right) \cdot 10^{-9} \text{ [H]} \quad (4)$$

(A betűk jelentését lásd még a 2. ábrán). Az egyenlet akkor érvényes, ha menetemelkedés nagyobb a huzalvastagságnál, tehát

$$a > d \text{ és így } \ln a/d > 1$$

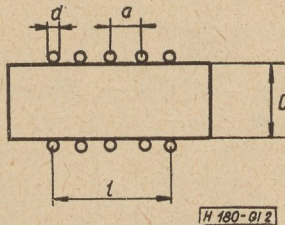
A (4) egyenlet zérusra redukált alakjából adódó együtthatók:

$$p = \left(10D + 2\pi e \ln \frac{e}{d} \right)$$

$$q = \left(2,82 D \ln \frac{e}{d} - L \frac{e}{D} \cdot 10^9 \right)$$

$$r = -0,45 L \cdot 10^9$$

A hosszúság dimenziójú mennyiségek egysége itt is cm, az önindukcióé ugyancsak H; p , q és r numerikus értékeit a vegyes másodfokú egyenlet oldóképletébe helyettesítve n kiszámítható.



2. ábra

(A fizikai realitásnak megfelelően negatív diszkrimináns nem adódhat s a gyököt mindig pozitív értékével vesszük figyelembe.) A megoldás érvényességének feltétele most is:

$$0,3 < l/D < 5$$

A közölt egyenletek kizárólag „légmagos” tekercsre vonatkoznak. Ferro-, vagy ferrimágneses magok alkalmazása esetén azonban L -re vonatkozó egyenlet (1/a) jobb oldalát az alkalmazott mag effektív permeabilitásának (μ_{eff}) értékével kell megszorozni. Ennek előzetes megállapítása azonban, — különösen hosszabb magok (pl. ferritantenna esetén) — nehézségekbe ütközik, mivel a szabadvégű magok effektív permeabilitása az inhomogén téreloszlás miatt a tekercs hosszúságától is függ (3. ábra) [3].

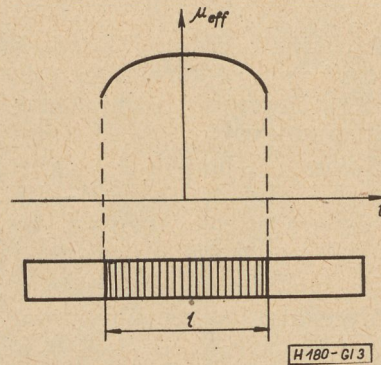
Rövidebb, pl. csavarmagok alkalmazásánál, ahol azok hossza a tekercs hosszával megközelí-

tően egyezõ, μ_{eff} értékét előzetes mérés alapján is számításba vehetjük s ezáltal a kapacitáshegény (RH, ill. URH) tekercsek menetszáma a következő együtthatókkal határozható meg:

$$p = \left(10 \mu_{\text{eff}} D + 2 \pi a \ln \frac{a}{d} \right)$$

$$q = \left(2,82 D \ln \frac{a}{d} - L \frac{a}{D} 10^9 \right)$$

$$r = -0,45 L \cdot 10^9$$



3. ábra

A szabatos méretezés utolsó követelménye a tekercs jósági tényezőjének ellenőrzése, melyre újabb megállapítások nincsenek. Ennek elvégzése pl. az idézett szakirodalom szerint történhet.

IRODALOM

1. F. Benz: Bevezetés a rádiótechnikába. Műsz. Könyvkiadó. 1959. 101. old.
2. Barta: Rádiókészülékek és erősítők. Tankönyvkiadó 1956. 138. old. (más jelölésekkel)
3. Hengeres ferritantennák effektív permeabilitása a „Radio und Fernsehen” 1962. évf. 21. számában megjelent képlet és adatok alapján számítható ki.

KÖNYVISMERTETÉS

Lányi — Magyari: Elektrotechnika

Műszaki Könyvkiadó, 1962.; ára 56,— Ft.

A könyv az elektrotechnika alaptörvényeinek, a villamosság és mágnesség alapfogalmának ismeretébe középfokon vezeti be az olvasót. Értékes vonása, hogy a fizikai mennyiségek meghatározásánál következetesen alkalmazza az MKSA mértékrendszer és a definíciókkal együtt megadja az elvi mérési módszereket is. Műszaki szakirodalmunk a könyv kiadásával értékes művel gazdagodott és nagymértékben hozzájárult középfokú elektrotechnikai szakirodalmunk tekintetében fennálló hiányosságok megszüntetéséhez.

Zimkovszkij — Bogatov: Az űrhajózás rádiótechnikája Műszaki Könyvkiadó, 1962.; ára 9,70 Ft.

Mindenki érdeklődéssel figyeli az űrkutatás előrehaladását, az újabb és újabb mesterséges égitestek felbocsátását. A nagyszerű eredményeket szemlélve,

felmerül a kérdés, hogy milyen elektrotechnikai — főleg rádiótechnikai — apparátus szükséges a mesterséges égitestek pályára vezérléséhez, és a kétoldali rádióösszeköttetéshez. Ezekre a kérdésekre ad választ ez a könyv.

Írói népszerű módon ismertetik a kozmikus összeköttetés különleges viszonyait, és sok, a földi koordinátarendszerben szokatlan problémát vetnek fel. Leírják az űrkutatás — és ezzel kapcsolatban az űrhajózás rádiótechnikájának fejlődését. Különösen érdekesek azok a fejezetek, melyek a Hold túlsó oldalának lefényképezését, és a híradástechnikai mesterséges holdakat tárgyalják. A könyv az űrhajózást 1961 őszéig ismerteti, így sajnos nem kerülhetett sor olyan érdekes problémák tárgyalására, mint a Voszok 3 és 4 egymás közötti összeköttetése, vagy a Telstar leírása.

A könyv az „Új technika” sorozatban, 143 oldal terjedelemben, 42 szövegtáblával és ábrával jelent meg.

íj. B. P.

Virág—Pollák emlékérmek kiosztása*

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület f. év. november hó 9-én tartott ünnepi elnökségi ülésén ez alkalommal másodszor került sor a Virág — Pollák emlékérmek kiosztására. A bírálóbizottság és a szerkesztőség által előterjesztett javaslat alapján az elnökség az Egyesület tudományos lapjának, a HÍRADÁSTECHNIKA-nak XI. (1960) évfolyamában megjelent cikkek szerzői közül az alábbiakban felsoroltakat részesítette a figyelemre méltó kitüntetésben:

Komarik József „A számláló diszkriminátor méretezése” című cikkének [XI. (1960), 5. sz., 161—162.] tömörségével és magas tudományos színvonalával;

Pataki Balázs a „Mangán-cink ferritek” című cikkének [XI. (1960), 3. sz. 104—107.] tömörségével és eredeti tudományos tartalmával érdemelte ki az oklevelet és a vele járó díjat.

Az elnökség a bírálóbizottság és a szerkesztőség jelentése alapján megállapította, hogy a HÍRADÁSTECHNIKA XI. (1960) évfolyamában még számos kimagasló értékű cikk jelent meg, amelyeknek szerzői azonban nem voltak díjazhatók, mert a cikkek az alapítólevél egyik-

másik, így pl. a tömörségre, terjedelemre, önálló tudományos eredményre stb. vonatkozó fel-tételének nem feleltek meg. Ezen ugyancsak értékes cikkek szerzőit az elnökség oklevéllel tüntette ki. Így

Győri Tibor a „Generátor és fogyasztó illesztése veszteséges elemeket tartalmazó négy-pólusokkal” című cikkének [I. — II. rész, XI. (1960), 5. sz., 188—193. és 6. sz., 223—229.];

Kemény Ádám és Saujert János a „Tranzistoros feszültségstabilizátorok” című cikk [I. — II. — III. rész, XI. (1960), 3. sz. 81—90, 4. sz. 141—150., 5. sz. 176—184.]

aktuális tárgyválasztása, eredeti tudományos eredményei alapján;

Hargitai Endre a „Mágneses anyagok fejlődési irányai” című cikkének [XI. (1960), 6. sz. 201—222.]

összefoglaló jellege és a továbbképzést kitűnően szolgáló tartalma és felépítése alapján részesült kitüntető oklevélben.

Végül az elnökség hangsúlyozta, hogy

Molnár Pál „Közös vezérlés alkalmazása közepes nagyságú crossbar központokban” című cikke [XI. (1960), 1. sz. 1—5.]

egyik tényezője volt annak, hogy az Egyesület a koordináta rendszerű központok tervezése során szerzett kimagasló érdemeiért a Puskás Tivadar-díjban részesítette.

Az elnökség a kitüntetetteket meleg ünnepségben részesítette.

* A Híradástechnikai Tudományos Egyesület 1960-ban emlékérmet alapított, amellyel az egyesület tudományos lapjának, a HÍRADÁSTECHNIKA-ban megjelent kiemelkedő értékű cikkeket kívánja kitüntetni. Az emlékérmek kiosztására évenként kerül sor. Az alapítólevelet lapunk XII. (1961) évf. 1. számában (12. old.) közöltük.

S Z A B A D A L M I S Z E M L E

Az Országos Találmányi Hivatal javaslatára lapunkban új rovatot nyitunk, amelyben kivonatossan közöljük azokat a legújabbban megadott magyar szabadalmakat, amelyek a híradástechnikai szakemberek széles körének érdeklődésére tarthatnak számot. Reméljük, hogy ezzel jó szolgálatot teszünk a műszaki fejlesztés ügyének. A Szabadalmi Szemle új gondolatokat ébreszthet új találmányok kidolgozásához, hozzásegíthet problémák korszerű megoldásához, és nem utolsósorban a találmánynak a gyakorlatban történő széleskörű elterjesztéséhez.

Fel kell hívnunk a figyelmet arra, hogy a szabadalmi oltalomban részesített találmányt az oltalmi idő fennállása alatt csak a szabadalom tulajdonosának egyetértésével lehet gyakorlatba venni.

A közölt találmányokról mindennemű felvilágosítást az Országos Találmányi Hivatal Műszaki Fejlesztési Osztályán Lénárd László főmérnök ad. (Telefonszám: 313—300; 117—174.)

Kérjük olvasóinkat, hogy észrevételeiket a közölt szabadalmakkal kapcsolatban az Országos Találmányi Hivatalhoz juttassák el.

Televízió szinkrongenerátor

Bejelentette: Koller László okl. villamosmérnök (Budapest), 1960. július. 29-én (149 827; 21 a¹ 13—18)

A TV szinkrongenerátorok az adás és vétel közötti szinkronkapcsolatot biztosítják. A találmány szerinti szinkrongenerátornál nincs szükség külön 2,5 H-s (H = soridő = 64 n/s) késleltető és 2,5 H-s kapu-jelet képező fokozatokra, mert a különlegesen kiképzett lépcsős frekvenciaosztólánccal és „csonkalépcsőképző” áramkör beiktatásával az osztó áramkörből közvetlen kiemeléssel, tehát az eddigieknél stabilab-

ban és egyszerűbben képezhető a 2,5 H-s képszinkronjel szakasz. Nincs szükség külön képszinkronjel komponensek előállítására, mert a képszinkronjelet megszakítással „befűrészeléssel” állítja elő az előző, kiemelt 2,5 H-s szakaszból. Nincs szükség külön sorszinkronjel- és kiegyenlítőjelképző fokozatokra, mert ezeket időmodulációval azonos fokozatban állítja elő és elmaradnak a késleltető művonalak is, mert az alapvezérlőjelek szélessége a szükséges késleltetést tartalmazza. Mindezt azzal éri el, hogy az osztólánc egységei közé két — egyenként két és félszeres soridő szélességű — lépcsőfokozatból

álló, 1250 Hz ismétlődési frekvenciájú csonka lépcsőt előállító csonkalépcsőképző áramkört iktat be, amelynek kimenete a csonkalépcsőjel második szakaszát leválasztó és továbbengedő egység 50 Hz ismétlődési frekvenciájú kimenőjével kapuzott szelektorra csatlakozik. A szelektor kimenetéről vezérelt, és ennek kimenőjelét az alaposzcillátor 31250 Hz-es ismétlődési frekvenciájú jelével befűrészelő, vágó és fázisfordító áramkör állítja elő a szabványoknak megfelelő két és félszeres soridő szélességű vertikális képszinkron jelet. A Híradástechnikai KTSZ a találmány szerinti szinkrongenerátort sorozatban gyártja, export célokra is.

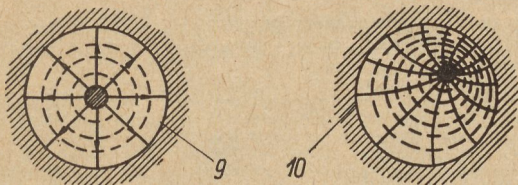
Központos tápvonalból kialakított fázistoló és változtatható csillapító

Bejelentette a Távközlési Kutató Intézet, 1961. július 28-án (149 919; 21 a⁴ 64—77).

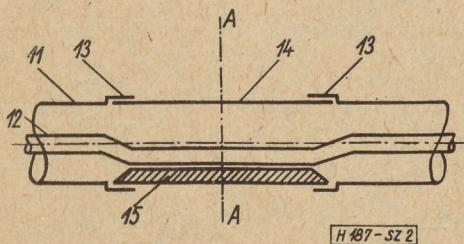
Koaxiális tápvonalból eddig még nem sikerült olyan egyszerűen kialakítani a fázistolót és a változtatható csillapítót, mint a négyszög vagy körkeresztmetszetű hullámvezető esetében. Ennek az az oka, hogy a központos tápvonal TEM hullámmódusa tökéletesen körszimmetrikus. Ezért a találmány szerint a központos tápvonal keresztmetszetét a

$$W = e^{i\theta} \frac{Z - Z_0}{1 - Z_0^* Z}$$

konform leképzéssel a $9w$ síkból $10z$ síkba viszi át. Ez a lineáris tört függvény, mint ismeretes, a $|z| < 1$ kört a $|w| < 1$ körbe viszi át. A leképzett tápvonal 10 módusképe már nem körszimmetrikus,



1. ábra



2. ábra

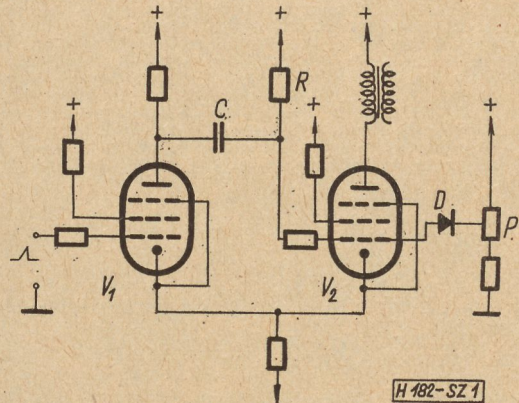
és így a 11, 12 központos tápvonalról átmeneti szakasz közbeiktatásával a leképzett tápvonal szakaszra átvérve a 14, 15 fázistoló, vagy változtatható csillapítás könnyen kialakítható. A fázis, ill. a csillapítás a 14 tápvonalszakasz és a hozzá rögzített 15 lemez elforgatásával változtatható. Fázistoló esetén a 15 lemez kis veszteségszögű dielektrikum, változtatható csillapító esetén pedig valamilyen ellenállás réteget tartalmazó nagy veszteségszögű dielektrikum. A szerkezet egyszerű, olcsó és tartós.

Komparátor-áramkör

Bejelentette az Elektronikus Mérőkészülékek Gyára 1961. március 30-án (149 818; 21 a⁴ 1—13).

Adott feszültségkülönböztető elérését jelentő pillanat meghatározására szolgáló áramkör, amely különösen feszültségkomparátorként használható fűrészfog-

feszültséggel átfutási időpontjának meghatározására, valamelyik beállítható feszültségen. Az eddig ismert megoldások, a két elektroncsöves katódcsatolású monostabil multivibrátorok nem adtak kielégítő eredményt, és pedig egyrészt a csatolókapacitátor értékével, másrészt a rendszernek a komparáló feszültség-szintet beállító áramkörre gyakorolt terhelő hatásával kapcsolatos okból. A találmány szerinti komparátor áramkörnél ki van küszöbölve a hibás működés és



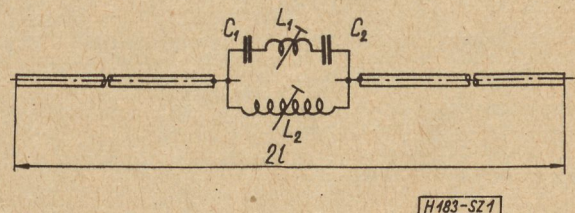
3. ábra

lehetővé teszi kellő nagyságú kondenzátor (C) alkalmazását MHz nagyságrendtől 1 Hz alatti értékig ismétlődő akár gyors, akár lassú jelekre. A V_1 elektroncső rácsára adja a komparálandó fűrészfeszültséget, az anódkörében levő munkaellenállás pedig a V_2 cső rácsával kapacitív csatolásban van. A találmány lényege, hogy a D dióda anódjával a V_2 cső rácsára, katódjával pedig a komparáló feszültséget szolgáltató P potenciométerre csatlakozik, valamint, hogy a pozitív tápfeszültségű pont és a V_2 cső rácsa közé az R Mohm nagyságrendű ellenállást helyezi.

Irányított antenna két frekvenciájára

Bejelentette a Budapesti Rádiótechnikai Gyár, 1961. április 5-én (149 810; 21 a⁴ 46—60).

Az irányított antennák általában egy táplált antennaelemből és egy, vagy több parazita irányító elemből állnak. Parazita irányítóelemekkel több frekvenciasávon működő antennát eddig csak úgy tudtak készíteni, hogy a parazita irányító elemek mindegyike csak egy frekvenciasávon működött. A találmány szerinti irányított antenna mindkét parazita elem mindkét frekvenciasávon hatásos; az eddigiekkel szemben ezek egymásra zavarólag nem hatnak, az üzemi frekvenciasávok és azok távolsága egymástól szabályozható. A találmány a kitűzött feladatot a parazita irányítóelem megszakításával nyert parazita kapcsoláshoz csatlakozó hangolható, koncentrált reaktanciákból álló rezgőkörrel oldja meg. A parazita



4. ábra

elem hossza a nagyobbik frekvencián körülbelül megegyezik a hullám-hossz felével. A parazita kívánt fázisa a kisebbik frekvenciasáv közepén L_2 , a nagyobbik frekvenciasáv közepén L_1 , vagy C_1 és C_2 hangoló elemekkel állítható be. A találmány szerinti antennát a BRG sorozatban gyártja.

Tartalmi összefoglalások

Обобщения

ETO 621.395.33:621.395.344.6

Budai L.:

BHG gyártmányú 400 vonalas crossbar alközpont

HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 6. sz.

Második éve üzemben van az első hazai gyártású crossbar alközpont. A központban magyar szabadalom szerint gyártott koordináta kapcsológép került alkalmazásra. A központ mellékutas kapcsolási módszerrel egyetlen vezérlő áramkörrel dolgozik. A vezérlés elektromechanikai. A központtípus 100–400 vonalas kiépítésben 100-as lépcsőkben készül. A bejövő hívások kezelőhöz futnak a kimenő hívások városi hálózatba, vagy más alközpontba automatikusan kapcsolódnak. A központ kivitele korszerű, az állványsor sima két-szárnyú ajtókkal zárt. Ezzel a központtal a BHG hivatalok, gyárak, üzemek, üzletek számára korszerű kevés karbantartással üzemeltethető központot alkotott. — Az ismertető egy cikksorozat bevezetője, mely részletesen tárgyalja a központnál alkalmazott megoldásokat.

ETO 621.372.54.001.24

Radvány J.:

Veszteségek kiegyenlítése az üzemi paraméteres szűrő-méretezésben

HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 6. sz.

Ez a közlemény folytatása a szerző e folyóirat XIII. (1962) 3. számában megjelent „Üzemi paraméteres szűrőméretezés” című cikkének. Jelen dolgozatban a szerző a veszteségek hatásának figyelembevételével való szűrőméretezést tárgyalja. A módszer lényege az, hogy a szűrő összes reaktanciáját azonos veszteségűnek tekintik, ami átlagolás esetén kielégítő pontosságu, és lényeges számolási egyszerűsítéshoz vezet. Egy szűrőtervezési példát is közöl a módszer bemutatására.

ETO 621.318.134.029,64.001.4

Ványai P.:

Mikrohullámú ferritek vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 6. sz.

A cikkben tárgyalt mérési módszer lehetővé teszi a mikrohullámú ferritek anyagjellemzőinek meghatározását a 4000 MHz-es frekvenciatartományban. A mérési módszer lényege az, hogy a vizsgálandó ferrit anyagot üregrezonátorban helyezzük el, amelynek önfrekvenciája és jósági tényezője ennek hatására megváltozik. A változások nagyságából az anyag mikrohullámú mágneses és elektromos tulajdonságai kiszámíthatók.

ETO 621.397.132:621.397.621:621.385.832

Nagy P.

Színes televízió képesővek

HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 5. sz.

A cikk néhány fontosabb színes televízió képeső rövid leírását tartalmazza. A háromsugaras árnyékmáskos, a háromsugaras fókuszmaszkos és a sugárjelző képesőről, valamint a vetítő rendszerről ír a szerző. A cikk befejező részében összehasonlítást ad az egyes képesővekről.

ETO 621.317.352.3

Janovics S.:

Intermodulációs torzításmérés

HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 6. sz.

A szerző cikkében kimutatja, hogy a nonlinearis torzítás — figyelembe véve a fül fiziológiai tulajdonságait is — az intermodulációs torzítási tényezővel jobban jellemezhető, mint a harmonikus torzítási tényezővel. Foglalkozik az intermodulációs torzítási tényező mérésének két módszerével, majd összehasonlítja a harmonikus és intermodulációs torzítási tényezőket.

ETO 611.396.662.212.001.24

Gobbi I.:

Szolenoid tekercsek menetszámának közvetlen számítása

HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 6. sz.

Nagyfrekvenciás szolenoid tekercsek önindukció értékének megállapítására a szakirodalomban megfelelő összefüggések találhatók, melyekből azonban a menetszám közvetlenül nem állapítható meg. Ebben a közleményben az ismert összefüggés olyan megoldását mutatjuk be, mellyel RH és URH rezgőkörök méretezésénél a szolenoid tekercs menetszáma közvetlenül kiszámítható.

DK 621.395.33:621.395.343.6

Л. Будаи:

Координатная АТС 400 линий производства ВНГ

(ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIII. (1962) № 6.

Координатная АТС венгерского производства находится в эксплуатации два года. В АТС применен МКС изготовлен по венгерскому патенту. АТС работает по методу одной рабочей линии с одной цепью управления электромеchanического типа. АТС производится в исполнениях с лестничными на 100 линиям. Входящие вызовы идут к оператору. Исходящие вызовы соединены автоматически к другим АТС или к городской сети. АТС имеет современное исполнение, ряд стоек закрыт двойными дверями. ВНГ разработал с этой АТС современную аппаратуру для учреждений, заводов, магазинов, требовавшую малого ухода. Статья является введением серии статей, которые подробно описывают решения примененные в АТС.

DK 621.372.54.001.24

Й. Радвань:

Компенсация потерь при проектировании фильтров по рабочим параметрам

(ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIII. (1962) № 6.

Эта статья является продолжением статьи автора с названием «Расчет фильтров по рабочим параметрам», опубликованной в № 3 XIII/1962. этого журнала. В настоящей статье трактуется проектирование фильтров с учетом влияния потерь. Основой метода является то, что все реактивности фильтра считаются имеющими одинаковые потери, которое предложение является в среднем удовлетворительно точным и дает возможность значительного упрощения расчета. Показывается пример проектирования фильтра данным методом.

DK 621.318.134:029.64.001.4

П. Ваняи:

Испытание микроволновых ферритов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIII. (1962) № 6.

Метод измерения описанная в статье дает возможность для определения параметров материала микроволновых ферритов в диапазоне частот 4000 МГц. Основой метода измерения является помещение ферритового материала для испытания в объемном резонаторе, собственной частота и коэффициент добротности которого изменится. Из величин изменений вычисляются магнитные и электрические свойства материала для микроволн.

DK 621.397.132:621.397.621:621.385.832

П. Надь:

Электронно-лучевые трубки для цветного телевидения

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIII. (1962) № 6.

В статье находятся описания некоторых важных электронно-лучевых трубок для цветного телевидения. Трехлучевые трубки с маской тени, трехлучевые трубки с маской фокуса и трубки с сигнализацией луча описаны. Наконец дано сравнение различных электронно-лучевых трубок.

DK 621.317.352.3

Ш. Янович:

Измерение искажений взаимной модуляции

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIII. (1962) № 6.

Показывается, что нелинейные искажения можно характеризовать лучше коэффициентом взаимной модуляции, чем коэффициентом искажения гармоник, имея в виду физиологические свойства уха. Даны два метода измерения коэффициента взаимной модуляции, потом сравнение коэффициентов гармонических и взаимных искажений.

DK 621.396.662.212.001.24

И. Гобби:

Непосредственный расчет числа витков однослойных катушек

ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIII. (1962) № 6.

Специальная литература содержит соответствующие формулы к определению величины индуктивности высокочастотных однослойных катушек, но число витков не можно непосредственно определить из этих соотношений. В статье показывается такое решение известного соотношения, с помощью которого число витков может быть непосредственно вычислено при расчете контуров КВ и УКВ.

Zusammenfassungen

Résumés

DK 621.395.33:621.395.344.6

L. Budai:

Crossbar Vermittlungsstelle mit 400 Linien, Fabrikat BHG

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) № 6.

Seit zwei Jahren ist die in Ungarn hergestellte Crossbar-Vermittlungsstelle im Betrieb. In dieser Zentrale wurde eine nach ungarischen Patent hergestellte Koordinatenschaltmaschine angewendet. Diese Zentrale arbeitet mit einer Nebenstellenschaltmethode mit einem einzigen Steuerstromkreis. Die Steuerung ist elektromechanisch. Dieser Zentralentyp wird mit einem 100–400 Linienausbau in Stufen zu 100 hergestellt. Die eintreffenden Rufe laufen zu dem Operateur ein, die ausgehenden Rufe schliessen sich automatisch an das Stadtnetz, oder an andere Vermittlungsstellen an. Die Ausführung der Zentrale ist zeitgemäss und die Gestellreihe ist mit ebenflächigen zweiflügeligen Türen abgesperrt. Mit dieser Zentrale hat BHG eine zeitgemässe, nur wenig Wartung erfordernde Zentrale für Ämter, Fabriken, Betriebe und Geschäfte geschaffen. Dieser Aufsatz ist die Einleitung einer Artikelreihe die, die bei der Zentrale angewandten Lösungen eingehend erörtert.

DK 621.372.54.001.24

J. Radványi:

Ausgleichen der Verluste bei der betriebsparametrischen Filterberechnung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) № 6.

Dieser Artikel ist die Fortsetzung des früheren Artikels des Verfassers „Filterberechnung nach der Betriebsparametertheorie“ welcher in dieser Zeitschrift Vol. XIII. (1962) Nr. 3 erschienen ist. In diesem Artikel beschreibt der Verfasser die Filterberechnung mit Berücksichtigung der Wirkung der Verluste. Das Wesen der Methode ist, dass sämtliche Reaktanzen des Filters mit gleichem Verlust betrachtet werden, welche im Falle der Mittelwertbildung genügend genau ist und die Berechnung wesentlich vereinfacht. Für die Veranschaulichung der Filterberechnung wird ein Beispiel angegeben.

DK 621.318.134.029.64.001.4

P. Ványai:

Prüfung der Ferriten für Mikrowellen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 6.

Die im Artikel beschriebene Messmethode ermöglicht die Bestimmung der Materialeigenschaften der Mikrowellenferrite im 4000 MHz Frequenzbereich. Das Wesen der Messmethode ist, dass das zu prüfende Ferritmaterial in einen Hohlraumresonator gesetzt wird, dessen Eigenschwingungszahl und Güteverhältnis demzufolge sich verändert. Von der Grösse der Veränderung sind die magnetischen und elektrischen Mikrowelleneigenschaften des Materials zu berechnen.

DK 621.397.132 :621.397.621 :621.385.832

P. Nagy:

Farbenfernsehbildröhren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 6.

Der Artikel enthält eine kurze Beschreibung der wichtigeren Farbenfernsehbildröhren, usw. beschreibt er die Strahlbländeröhre, die Farbbländeröhre von Maskentyp, die Strahlindexröhre und den Projektionssystem. Am Ende des Artikels wird eine Vergleichung zwischen den einzelnen Röhren gemacht.

DK 621.317.352.3

S. Janovics:

Intermodulationsverzerrungsmessung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 6.

Der Verfasser macht in seinem Artikel bekannt, dass die nicht lineare Verzerrung auch — die Eigenschaften des Ohres auch in Betracht nehmend — mit den Intermodulationsverzerrungsfaktor besser charakterisiert werden kann, als mit dem harmonischen Verzerrungsfaktor. Er beschäftigt sich mit zwei Messmethoden des Intermodulationsverzerrungsfaktors, ferner vergleicht er die Harmonische- und Intermodulationsverzerrungsfaktoren.

DK 621.396.662.212.001.24

I. Gobbi:

Unmittelbare Berechnung der Windungszahl von Solenoidspulen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) № 6.

Zur Bestimmung der Selbstinduktionswerte von Hochfrequenz-Solenoidspulen sind in der Fachliteratur viele Zusammenhänge zu finden aus welchen jedoch die Windungszahl unmittelbar nicht zu bestimmen ist. Im vorliegenden Artikel wird die Lösung solcher gekannter Zusammenhänge beschrieben, mittels welcher die Windungszahl der Solenoidspule bei der Bemessung der Kurzwellen und UKW-Schwingungskreise unmittelbar möglich wird.

CDU 621.395.33:621.395.344.6

L. Budai:

Crossbar central de transmit secondaire de 400 lignes de marque BHG

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) № 6.

Depuis deux années le premier crossbar central de transit secondaire de marque hongroise est en fonction. Dans le central un appareil de commutation coordonnées construit sur la base d'un brevet hongrois était mise en service. Le central travaille après une méthode de commutation secondaire avec un seul circuit de commande. La commande est électromécanique. Le type du central est construit pour 100–400 lignes en unités de 100 lignes. Les appels arrivent entrant à l'opératrice. Les appels de sortie se rattachent automatiquement à un réseau urbain ou aux autres centraux secondaires. La façon du central est moderne, la série des support est fermée de porte à deux battants pleins. Avec ce central le BHG a construit pour les bureaux, les fabriques, les usines et les magasins un central moderne qu'on peut exploiter avec peu de frais d'entretien. Cet article d'information est une introduction d'une série des articles qui présentera en détail les solutions appliquées dans le central.

CDU 621.372.54.001.24

J. Radványi:

Égalisation des pertes dans le calcul paramétrique des filtres

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) № 6.

Cet article est la suite de l'article écrit par le même auteur «La calcul des filtres sur le principe de la perte d'insertion» publié dans notre revue Vol. XIII. (1962) Nr. 3. Dans cet article l'auteur présente le calcul des filtres considérant les influences des pertes. Le principe de la méthode est, qu'il regard toutes les réactances du filtre ayant la même perte, qui est en cas d'un moyen d'une précision satisfaisante et qui conduit à une réduction des calculs considérables. Pour illustrer la méthode il présente un exemple de projection d'un filtre.

CDU 621.318.134.029.64.001.4

P. Ványai:

Essai de ferrite à microonde

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 6.

La méthode de mesurage décrite dans l'article rend possible la détermination des caractéristiques de la matière des microferrites dans la zone de fréquence de 4000 MHz. Le principe de mesurage est, qu'on met le ferrite à analyser dans la cavité résonnante sur l'influence duquel sa fréquence propre et son coefficient de surtension se changent. De la grandeur des déviations les propriétés électriques et magnétiques à microonde de la matière peuvent être calculées.

CDU 621.397.132 :621.397.621 :621.385.832

P. Nagy

Tubes de télévision de couleur

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 6.

L'article présente un bref aperçu sur quelques tubes de télévision. Il décrit le tube à masque, à toris canons, le tube à grille de focalisation à trois canons, de «apple tube» et des dispositifs à projection. Dans la dernière partie de l'article il compare les singles tubes.

CDU 621.317.352.3

S. Janovics:

Mésurage de distorsion à intermodulation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 6.

L'auteur prouve dans son article que la distorsion non-linéaire — prenant en considération les propriétés physiologiques des oreilles aussi — peut être mieux caractérisée avec le facteur de la distorsion à l'intermodulation comme avec le facteur de distorsion harmonique. Il s'occupe de deux méthodes du mesurage de facteur de distorsion à intermodulation, puis il fait la comparaison entre des facteurs harmoniques et des facteurs de torsion à intermodulation.

CDU 621.396.662.212.001.24

I. Gobbi:

Caleul direct des nombres de spires des bobines solénoïdes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) № 6.

Dans la littérature spéciale on peut trouver des rapports appropriés pour déterminer des valeurs des auto-inductions des bobines solénoïdes à haute fréquence, mais de ces rapports on ne peut pas déterminer les nombres de spires directement. Dans cet article nous présentons la telle solution du rapport bien connu à l'aide duquel on peut directement calculer les nombres des spires des bobines solénoïdes pour les circuits d'ondes courtes et ultra courtes.

Summaries

UDC 621.395.33:621.395.344.6

L. Budai:

BHG Made 400 Line Crossbar Sub-Exchange

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) № 6.

The home made crossbar sub-exchange is in service since two years. In the exchange a coordinate switching machine made according to a Hungarian patent is applied. The exchange works with a side way switching system with a single control circuit. The control is electromechanical. This type of exchange is made with 100—400 lines in 100 lined units. The incoming calls enter to the operator. The outgoing calls link up with the urban network or with other sub-exchanges automatically. The construction of the exchange is up to date, the rack bay is closed with two-leaved doors. With this exchange the BHG constructed for offices, factories, plants, workshops and shops an exchange to be operated with slight maintenance.

UDC 621.397.132 :621.397.621 :621.385.832

P. Nagy

Colour Television Picture Tubes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 6.

The paper presents a brief description of some important colour television picture tubes. The three-gun-shadow-mask tubes, the three-gun focus grid tubes, the beam-indexing tubes and the projecting displays are discussed. In the last part of the paper the author compares the different tubes with one another.

UDC 621.396.662.212.001.24

I. Gobbi:

Direct Calculation of the Number of Turns of Solenoid Coils

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) № 6.

There are appropriate relations to be found in the technical literature to determine the value of self-induction for highfrequency solenoid coils, but from these the number of turns is not to be determined directly. In this paper we give such a solution of the relation, by which the direct determination of number of turns for solenoid coils is made possible for dimensioning short wave and ultra short wave circuits.

UDC 621.372.54.001.24

J. Radványi:

Equalization of Losses in the Parametric Design of Filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) № 6.

This article is the continuation of a former paper of the author: "Design of Filters According to Insertion Loss" published in Vol. XIII. (1962) Nr. 3. of this periodical. In the present paper the author deals with the design of filters taking into consideration the influence of losses. This method is based on the assumption that all reactances of the filter have the same loss, which is in case of averaging precise enough and leads to an essential reduction of calculations. For illustration of the method he presents a filter design example.

UDC 621.317.352.3

S. Janovich

Intermodulation Distortion Measurement

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 6.

The author reveals in his paper that the non-linear distortion — taking into consideration the physiological properties of the ear — may be characterised better with the intermodulation distortion factor, than with the harmonic distortion factor. He deals with two intermodulation distortion measurement methods, further he compares the harmonic and intermodulation distortion factors.

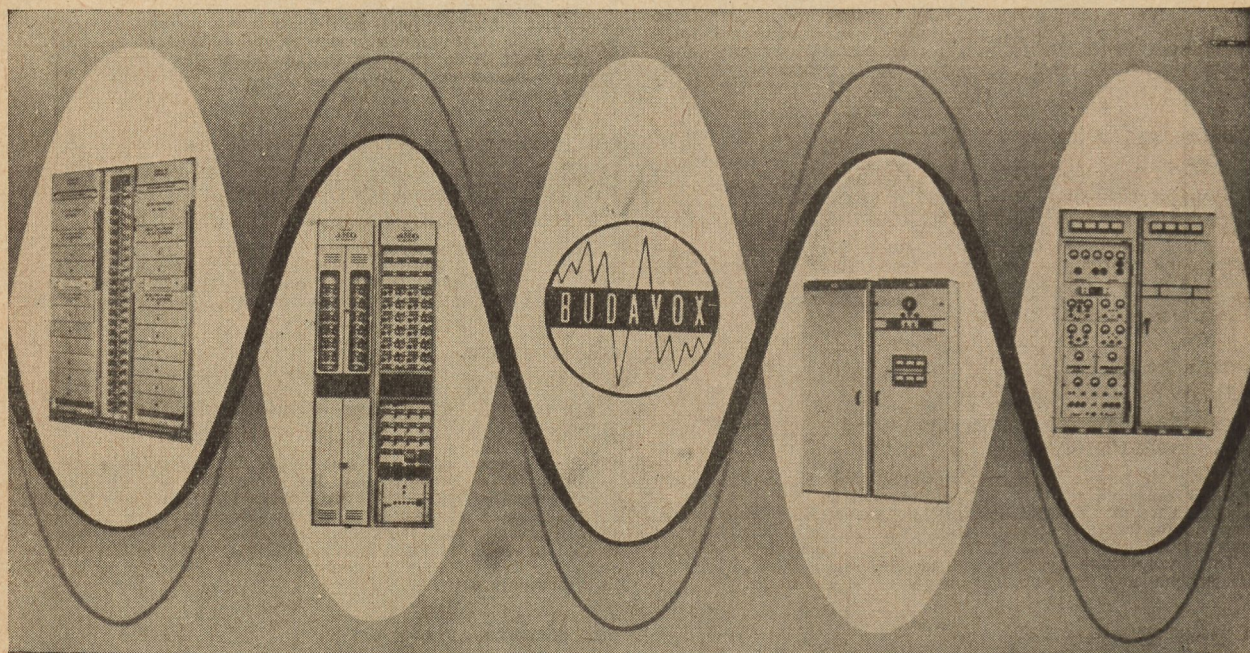
UDC 621.318.134.029.64.001.4

P. Ványai:

Microwave Ferrite Test

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 6.

The measuring method discussed in the paper enables the determination of the material characteristics for microwave ferrites in a field of 4000 MHz(c/s) frequency. The basis of the measuring method is, to put the ferrite to be tested in a cavity-resonator under the influence of which its selffrequency and Q-factor changes. From the magnitude of the changes the microwave magnetic and the electrical properties of the material, can be calculated.



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

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

BUDAVOX

BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT

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



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



VILLTESZ

AUTÓVILLAMOSSÁGI ÉS MŰSZERÉSZ KISIPARI SZÖVETKEZET

Szövetkezetünk határidőre vállalja kis

EGYENÁRAMÚ RELÉK

gyártását: 6, 12, 24, 48, és 220 V gerjesztő
egyenfeszültségre. Az érintkezők ezüst vagy
wolfram kivitelben készülnek a 3 morse- és
annál kisebb számú érintkező által adott variá-
ciós lehetőségek kihasználásával. Teljesítmé-
nyük 100 W (max. feszültség 110 V ~, 45 V =)
Kapcsolási osztály: 10⁶

BUDAPEST, VII., DEMBINSZKY UTCA 21

TELEFON: 428-571, 228-608, 428-151

GYÁRTMÁNYAINK:



TV és URH vevőantennák

Antennaszerelvények, szigetelők

Központi antennák és erősítők

Híradástechnikai csatlakozók

Fényjelző, személyhívó berendezések

*TELINFORM vezeték nélküli személyhívó
berendezés*

Vészlámpák (üzemekhez, raktárakhoz stb.)

Feszültség szabályozó berendezések

Tranzisztoros transzverterek

Telefontechnikai töltőberendezések

Szikraforgácsoló tápegységek

Különleges száraz egyenirányító berendezések

HÍRADÓTECHNIKAI VÁLLALAT BP. XI., DARÓCZI ÚT 13

A HÍRADÁSTECHNIKAI ANYAGOK GYÁRA

Vác, Zrínyi utca 17

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

Felvilágosításokat szívesen ad a gyár Műszaki és Kereskedelmi Osztálya

ÁTVITELTECHNIKAI MÉRŐKOCSI

Műszaki adatok :

Nagyfrekvenciás generátor

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

Vivőfrekvenciás vevő

Szélessávú vétel
Frekvenciatartomány I 0,3–10 kHz
II 4 – 620 kHz
Leolvasható szintek –70 dB (–8 N)-től + 20 dB (+2N)
Szint pontosság $\pm 0,2$ dB (2 cN)
Bemenő impedancia 0,3– 60 kHz között ≥ 10 kohm
4–320 kHz között ≥ 5 kohm
320–620 kHz között $\geq 2,5$ kohm
Kapcsolható lezárások 125–150–600 ohm $\pm 5\%$
Selektív vétel
Frekvenciatartomány 04–620 kHz
Leolvasható szintek – 110 dB (–12N) + 20 dB (+2N)
Bemenő impedancia 10–150 kHz között ≥ 10 kohm
04–320 kHz között ≥ 5 kohm
320–620 kHz között $\geq 2,5$ kohm
Kapcsolható lezárások 135–150–600 ohm
Impedancia mérés
Frekvenciatartomány 4– 320 kHz
Mérési tartományok 50– 300 ohm
100– 600 ohm
500–3000 ohm
Pontosság $\pm 10\%$

Reflexiós- és szimmetria-eszillapítás mérés :

Frekvenciatartomány 4 – 320 kHz
Mérési tartomány 40 dB
Mérési pontosság ± 1 dB

Hangfrekvenciás generátor 0,2–4 kHz

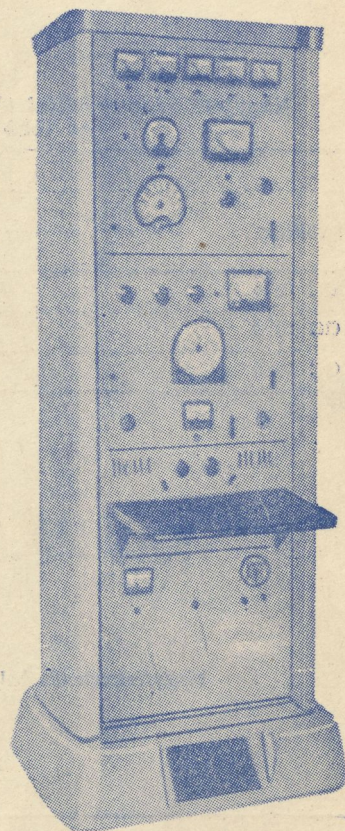
Frekvencia pontosság $\pm 1\%$
Torzítás 1%
Szintkapcsoló állásai + 20, + 5, 0, –4, –6, –10, –15
–20, –25, –30 dB
Kimenő impedancia 600 ohm

Szűrőegység

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

Méretek

A mérőkocsik teljes magassága kb 1900 mm
szélessége kb 600 mm
mélysége kb 370 mm





TUNGSRAM

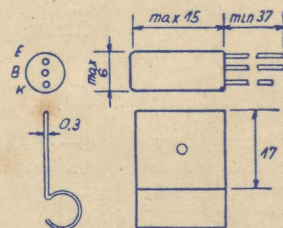
tranzisztor típusok

OC 1074, OC 1079 és OC 1080 tranzisztorok adatai

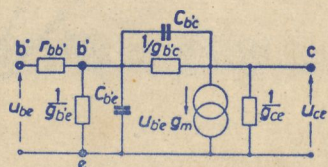
Beállítások	Határértékek												Visszáramok		$-U_{CB} = -6\text{ V}$	$-U_{CE} = -6\text{ V}$
															$I_E = -50\text{ mA}$	$I_F = -5\text{ mA}$
Jelölések	$-U_{CB}$	$-U_{CBM}$	$-U_{CE}$	$-U_{CEM}$	$-V_{EB}$	$-U_{EBM}$	$-I_O$	$-I_{CM}$	I_E	I_{EM}	$-I_B$	$-I_{BM}$	$-I_{CBO}$	I_{-EBO}	f_{ae}	F
Mértékegység	V	V	V	V	V	V	mA	mA	mA	mA	mA	mA	μA	μA	kHz	dB
OC 1074	20	—	20	—	6	—	300	600	310	600	—	—	10	6	>15	<30
OC 1079	—	—	26	26	6	6	300	600	310	600	—	—	10 ⁺	4,5	>20	<15
OC 1080	32	32	—	—	20	—	300	600	340	630	40	200	10 ⁺	6	>12	—

Nagyjelű áramerősítési tényező az OC 1074, OC 1079 és 1080 típusoknál

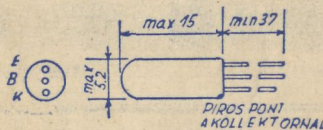
Beállítás	$-U_{CE}$	h_{21E}	h_{21F}	h_{21E}
	I_E	6 V	6 V	1 V
		5 mA	50 mA	300 mA
OC 1074		60	100	65
OC 1079		—	60	—
OC 1080		—	180	—



OC 1074, OC 1079 és OC 1080 tranzisztorok külrajzai



Nagyfrekvenciás helyettesítőkép



OC 1044 és OC 1045 tranzisztorok külrajzai

OC 1044 és OC 1045 tranzisztorok adatai

Beállítások	Határértékek								Visszáramok		$-U_{CE} = -6V$ $I_E = 1mA$	A nagyfrekvenciás helyettesítőkép elemei							
									$-U_{CE} = -2V$	$-U_{EE} = -2V$									
Jelölések	$-U_{CB}$	$-U_{CEM}$	$-U_{CE}$	$-U_{CEM}$	$-U_{BE}$	$-U_{EBM}$	$-I_C$	$-I_{CM}$	$-I_{CBO}$	$-I_{EBO}$	f_{ae}	$C_{b,e}$	$C_{b,e}$	$g_{b,e}$	$g_{b,e}$	g_m	g_{ce}	$r_{bb'}$	
Mértékegység	V	V	V	V	V	V	mA	mA	μA	μA	kHz	pF	pF	μS	μS	mA/V	μS	Ω	
OC 1044	15	15	15	15	12	12	5	10	0,5	0,4	>75	410	10,5	390	0,5	39	40	100	
OC 1045	15	15	15	15	12	12	5	10	0,5	0,4	>60	1000	10,5	760	0,5	39	15	75	