

VI F1879

Magyar
HÍRADÁSTECHNIKA



1

Magyar

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Felelős szerkesztő:

Balogh Pál
VI., Eötvös u. 11/a
Telefon: 420-536

Szerkesztő:

Boglár Gyula
XI., Fehérvári út 70.
Telefon: 268-940/158

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:

<i>Molnár Pál:</i> Közös vezérlés alkalmazása közepes nagyságú cross-bar központokban.....	1
<i>Huszty Dénes:</i> Adalék a hangszugárzás elméletéhez	6
<i>Nemes László:</i> 110°-os televízió vevőképcső eltérítési technikája ...	10
<i>Pál Gaszton:</i> Negatív impedanciák alkalmazása áramkörök kéthuzalozal erősítésére (II. rész).....	17
<i>Bitó János:</i> Alacsony nyomású gázkisülések egyes jelenségeinek vizsgálata	23
<i>Gerenday László:</i> Tranzisztoros oszcillátorok rezgési feltétele	26
<i>Kertész Ferenc:</i> Hidegfolytatás és hideghegesztés	31
Egyesületi Hírek.....	35
Szemle	36
Könyvismertetés	36
Обобщение на русском языке	39
Résumés des articles en langue française	39
Summaries in english	40
Zusammenfassungen in deutscher Sprache	40

F 1879

F

1989

Magyar

1879

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOMJEGYZÉK
XI. évfolyam (1960)

	Szám	Oldal		Szám	Oldal
<i>Berceli Tibor</i> : Haladóhullámú erősítők	3	108	<i>Nemes László</i> : 110°-os televízió vevőképeső eltérítési technikája		
<i>Bitó János</i> : Alacsony nyomású gázkisülések egyes jelenségeinek vizsgálata	1	23	I. rész	1	10
<i>Csurgay Árpád</i> : Mozgó pontok jelátviteli problémájáról	4	151	II. rész	2	52
<i>Frischmann Gábor</i> : Vezetékes híradástechnikai létesítmények földelési és érintésvédelmi problémái	4	121	III. rész	5	194
<i>Gerenday László</i> : Tranzisztoros oszcillátorok rezgési feltétele	1	26	<i>Orgoványi L. és Gáti J.-né</i> : Alumínium ezüstözése és ezüstözött alumínium híradástechnikai felhasználhatósága	4	137
<i>Győry Tibor</i> : Generátor és fogyasztó illesztése veszteséges elemeket tartalmazó négy-pólusokkal			<i>Pataky Balázs</i> : Mangán-cink ferritek	3	104
I. rész	5	188	<i>Pál Gaszton</i> : Negatív impedanciák alkalmazása áramkörök kéthuzalos erősítésére (II. rész)	1	17
II. rész	6	223	<i>Radvány J. és Abonyi I.-né</i> : Szigorú előírású váltószűrők tervezése	2	43
<i>Harqitai Endre</i> : Mágneses anyagok fejlesztési irányai	6	201	<i>Dr. Somogyi J. és Tichelka F.</i> : Hibrid tetszőleges számú vonalra	6	236
<i>Haskó Ferenc</i> : A nyomtatott huzalozás gyártásának mai helyzete	3	115	<i>Villányi Ottó</i> : Televízió képadó minőségi jellemzőinek mérése	5	166
<i>Horváth L. és Vörös A.</i> : Módszer az átviteli karakterisztika kialakítására	3	97	<i>Z. Nagy Lajos</i> : Ultravákuum	5	185
<i>Husztly Dénes</i> : Adalék a hangszugárzás elméletéhez	1	6	<i>Zakariás Gábor</i> : Nyomtatott áramkörök konstrukciós alkalmazása	6	230
<i>Katona János</i> : Kondenzátorok és ellenállások élettartam vizsgálatai	2	63			
<i>Kemény Á. és Saufert J.</i> : Tranzisztoros feszültségstabilizátorok			K Ö N Y V I S M E R T E T É S E K		
I. rész	3	81	<i>V. P. Szigorszkij</i> : Négy-pólusok elmélete ..	1	36
II. rész	4	144	<i>ACTA IMECO 1958.</i>	1	38
III. rész	5	176	<i>Nozdoviczky László</i> : A televízió	3	90
<i>Kertész Ferenc</i> : Hidegfolytatás és hideghegesztés	1	31	<i>M. G. Golubcov</i> : Elektromechanikus rádiófrekvenciás szűrők	3	90
<i>Kincses István</i> : Híradástechnikai iparunkról felszabadulásunk 15. évfordulóján	2	41	Híradástechnikai alkatrész katalógusok	5	193
<i>Komárik József</i> : Számláló diszkriminátor méretezése	5	161			
<i>Konkoly Tihamér</i> : Újszerű kapcsolási megoldások az AM—FM szignálgenerátorban	2	74	E G Y É B		
<i>Kovalóczy Gy. és Vágó J.</i> : A szentesi TV adóállomás	3	91	Német műszaki könyvek kiállítása a Technika Házában	1	9
<i>Lajkó Sándor</i> : BO—12 típusú 12 csatornás légvezetékű vivőáramú távbeszélő berendezés	4	128	Beszámoló a „Mikrohullámú összeköttetések” kollokvium előadásairól	1	35
<i>Molnár Pál</i> : Közös vezérlés alkalmazása közepes nagyságú crossbar központokban	1	1	Nemzetközi műszaki könyvkiállítás	2	61
			Megemlékezés Halmágyi Tiborról és Zelenka Lászlóról	2	62
			A Híradástechnikai Tudományos Egyesület közgyűlése	6	225
			Klubnap Kilinszki Antoni professzor részvételével	6	237
			A Műszaki és Természettudományi Egyesületek Szövetségének V. közgyűlése	6	238



1989

Közös vezérlés alkalmazása közepes nagyságú crossbar központokban

MOLNÁR PÁL, BHG

A crossbar központok tervezése során döntő jelentőségű a vezérlés technikájának gondos kiválasztása. A közös vezérlési módszer igen sok előnnyel rendelkezik a fokozatonkénti vezérléssel szemben, de egyszerű és gazdaságos formában a jelenlegi elektromechanikus jelzőkkel csak kb. 2000 vonal alatti központokban valósi ható meg. A közepes nagyságú központokat feltétlenül érdemes közös vezérléssel tervezni. A 2000 vonalas felső határ az elektronikus kapcsolóelemek bevezetésével nagyobb érték felé tolódik el és így a közös vezérlés nagyközpontokban is bevezethető lesz.

Bevezetés

A crossbar rendszerű telefonközpontok fejlesztése során végzett vizsgálatok és számítások azt mutatják, hogy a közepes nagyságú központok külön figyelmet érdemelnek a típusorozat megtervezésekor. A közepes nagyságú központokkal nemcsak széleskörű alkalmazási területük miatt érdemes külön foglalkozni, hanem a crossbar rendszer sajátágaiból eredő helyzetüknél fogva is. Az az általánosnak mondható tapasztalat, hogy nem vezet gazdaságos megoldásra, ha a kis, közepes és nagyközpontok azonos felépítésűek, a crossbar rendszerben fokozott mértékben fenáll, különösen ha a vezérlés technikáját is tekintetbe vesszük. A kapcsolófokozatok közös vezérlésének egyszerű és gazdaságos formája ugyanis a központ nagyságának a felső határát is megszabja és emiatt határozott befolyása van a központtípusok kialakítására. Várható, hogy a közös vezérlés, amely egyszerű és gazdaságos közepes nagyságú központokban, a nagyközpontok számára nem használható.

Az európai országok nagy részében ma is a kis- és közepes központokban van a legnagyobb igény, ami az egész szükségletnek mintegy 60%-a. Ezt a tényt a kisvárosok és falvak telefonhálózatának egyre nagyobb mértékű automatizálásával és a nagyvárosi hálózatok központjainak decentralizálására irányuló törekvéssel lehet magyarázni.

Az alábbi néhány fejezet a közös vezérlés technikájának alkalmazási lehetőségével és módjával foglalkozik a közepes nagyságú központok típusainak kialakítása szempontjából.

A közös vezérlés fogalma

Közös vezérlésen a kapcsolások felépítésének olyan módját kell érteni, amikor több, egymásután következő kapcsológépfokozat beállítása egy közös vezérlő szerv által történik. Ilyen módon el lehet érni, hogy az egymásután

következő fokozatok kapcsológépei nem egymástól függetlenül dolgoznak, hanem az első fokozat csak olyan szabad vonalat kapcsolhat, amelynek van továbbjutási lehetősége a további fokozatokban. Elvileg már két fokozatnak is lehet közös vezérlése, a crossbar rendszerben azonban ez a fogalom mindig kettőnél több fokozatra vonatkozik. Ennek az az oka, hogy — tekintettel a crossbar gépek kis ívpontkapacitására — legalább két fokozatot mindig közösen kell vezérelni, és tulajdonképpen egy két fokozatból álló egység tekinthető egyenértékűnek a klasszikus, forgógépes rendszerek egy kapcsológépfokozatával. Pontosabb meghatározáshoz jutunk, ha a közös vezérlés fogalmát nem kapcsoljuk össze a fokozatok számával, hanem azt mondjuk, hogy a közös vezérlés egy kapcsolat összes fokozatának a fenti értelemben történő közös beállítását jelenti.

A telefonközpontokban általában háromféle — híváskereső, csoportválasztó és vonalválasztó — kapcsolat lehetséges. Ennek megfelelően a közös vezérlőszervnek is háromféle funkciója lehet, aszerint, hogy milyen kapcsolást kell létrehozni. A különböző típusú kapcsolások adott vonalszám esetén nem egyforma számú fokozatot igényelnek, tehát a közös vezérlés fogalma nem függ össze a fokozatok számával. Nem függ a közös vezérlés fogalma attól sem, hogy egy bizonyos típusú kapcsolat vezérlésére az egész központban egyetlen, vagy több vezérlő berendezés van-e. A közös vezérlő berendezésnek a kapcsolatban résztvevő összes fokozat minden egyes gépével kapcsolatot kell tudni létesíteni, és erre a célra nagymennyiségű kapcsolószerv (konnektor) szükséges. Több vezérlő berendezés alkalmazása esetén mindegyiket el kell látni egy készlet konnektorral, ami bizonyos határon túl a közös vezérlés gazdaságosságát kétségessé teszi, de műszakilag megvalósítható. Egy vagy több vezérlő-berendezés alkalmazásának a kérdése inkább gazdasági kérdés.

Egyetlen közös vezérlő áramkör alkalmazásának lehetőségei

A közös vezérlés alkalmazásának nagy előnye, hogy növeli a kapcsológépek forgalomátteresztőképességét, vagyis végeredményben olcsóbb kapcsolómező, kevesebb kapcsológép szükséges egy adott feladat megoldására, mint fokozatonkénti vezérlés esetén. Ez az előny azonban csak akkor használható ki teljesen, ha a közös vezérlő áramkör egyszerű, üzembiztos és olcsó.

Nyilvánvaló, hogy leggazdaságosabb az a megoldás, ha a központban minden kapcsolást egyetlen vezérlő áramkör épít fel. Ez a megoldás, azon túl, hogy csak egy készlet konnektorra van szükség, további nagy előnyöket is jelent. Nem kell tartani a vezérlő áramkörök egyidejű működése esetén előálló keveredéstől, egyszerű konnektorokat lehet használni, nincs gond az információknak a vezérlő áramkörbe való irányításával stb. Ezek a lehetőségek olyan csábító egyszerűsítéseket ígérnek az egyébként bonyolultnak mondható közös vezérlési technikában, hogy az egyetlen vezérlő áramkör alkalmazásának gondolatát érdemes erőltetni látszólagos hátrányai ellenére is.

Ha elfogadjuk az egy vezérlő áramkör alkalmazásának a gondolatát, meg kell vizsgálnunk, hogy ez milyen korlátozásokat jelent és milyen lehetőségeket nyújt.

A vezérlő áramkör teherbírása mind a forgalom, mind az alkatrészek megengedett igénybevétele szempontjából határt szab a központ nagyságának. Feltéve, hogy a vezérlő áramkörben elektromágneses jelfogókat alkalmazunk, amelyeknek a működési ideje 0,015 mp, és a vezérlés folyamata átlagosan 20 lépésben végezhető el, akkor a vezérlő áramkör tartási ideje egy kapcsolás számára 0,3 mp. A vezérlő áramkör egy hívás kiszolgálására általában kétszer kapcsolódik (híváskeresés és vonalválasztás), úgyhogy egy hívás a vezérlő áramkört 0,6 mp-re veszi igénybe. A veszteség megengedett értéken való tartása miatt a vezérlő áramkör terhelése a forgalmas órában nem lehet több 0,6 Erlang-nál, tehát a forgalmas óra alatt legfeljebb

$$0,6 \cdot 3600 / 0,6 = 3600$$

hívást tud kiszolgálni. Ha a forgalmas órában minden előfizető kétszer hív, akkor a központban 1800 vonalnál több nem lehet.

Majdnem ugyanerre az eredményre jutunk, ha a megengedett igénybevétel kérdését vizsgáljuk. Ha a jelfogók élettartama 100 millió működés és napi 8 forgalmas órával számolunk, akkor 20 éves üzem esetén egy forgalmas órára

$$\frac{10^8}{365 \cdot 20 \cdot 8} = 1750$$

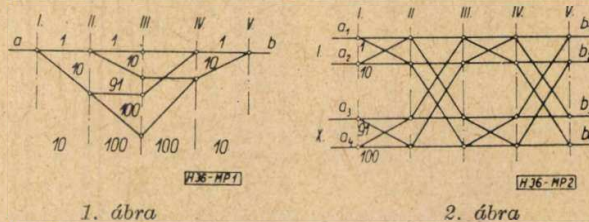
működés jut. A vezérlő áramkör egy jelfogója átlagosan minden ötödik kapcsolásban vesz részt, ami a forgalmas órában 8750 megengedett kapcsolást, illetve a fenti adatokkal 2200 vonal maximális kapacitást jelent.

Mindezek a számítások a jelenleg használt elektromágneses jelfogókra vonatkoznak. Korszerűbb elemek, pl. gyors jelfogók, vagy kontaktus nélküli kapcsolóelemek alkalmazása a vonalszám felső határát nagymértékben növelheti nem csak a gyorsabb működés, hanem ezen elemek várhatóan nagyobb élettartama miatt is.

Egyszerű közös vezérlés megvalósításának feltételei

A vezérlés alapvető funkciói a kapcsolás felépítése során a rendelkezésre álló szabad összeköttetések számbavétele, ezek közül egynek a kiválasztása, majd a megfelelő kapcsológépek működtetése. Arra kell törekedni, hogy ezeknek az alapvető funkcióknak az elvégzéséhez a lehető legkisebb mennyiségű információra legyen szükség. Nyilvánvaló, hogy a kapcsolatban résztvevő fokozatok számának a növekedésével a kapcsolási utak áttekinthetősége csökken, a kiválasztáshoz pedig sok adatra van szükség. A közös vezérlés egyszerű formája tehát korlátozást jelent a fokozatok számában, végső fokon a központ legnagyobb vonalszámát illetően.

Kimutatható, hogy ez a felső határ — az általánosan alkalmazott 10 ívpontos Crossbar



1. ábra

2. ábra

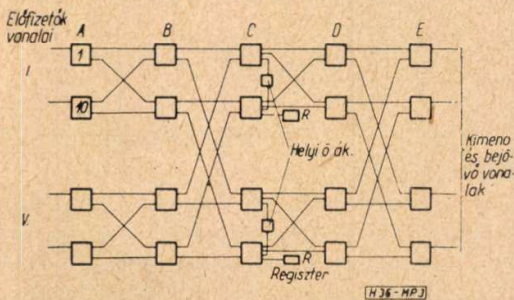
gépek és az általános használatú elektromágneses jelfogók alkalmazása esetén — ugyancsak 2000 vonal körül van. Induljunk ki abból, hogy két adott vonal között kell kapcsolást létesíteni úgy, hogy a szabad út meghatározásához elegendő legyen a kiinduló és végződő fokozatok vizsgálata. Az 1. ábrából látható, hogy ilyen feltételek mellett a kapcsolatban öt fokozatnál több nem lehet. Öt fokozat esetén még teljesíthető az a feltétel, hogy ha az I—II és IV—V fokozatok közötti 10—10 összeköttetés (link) közül egy-egy ki van választva, ezzel egyértelműen meg van határozva a közbelső fokozatok 100 kapcsolási útja közül egy. A vezérlő áramkör ilyen feltételek mellett fel tudja építeni a kapcsolást a kezdő és végződő linkekre vonatkozó információk alapján. 10 ívpontos Crossbar gépek alkalmazása esetén 5 fokozaton át a szokásos megengedett veszteség mellett kb. 2000 vonal érhető el egy adott vonalról.

A fenti vezérlési séma az egymásután következő fokozatok összekapcsolását illetően bizonyos szimmetriát kíván. A 2. ábra mutatja a gépek és gépcsoportok összekapcsolásának módját. Az ábrában minden kis karika egy Crossbar gépet jelent, melynek 10 hídja és hidanként 10 ívpontja van. A gépen belül a megfelelő ívpontok multiplikálva vannak. Az ábrán csak az első és utolsó gépcsoport, valamint a csoportok első és utolsó gépei vannak feltüntetve. A jelölés szerint az I fokozat minden gépe össze van kötve egy csoporton belül a II fokozat minden gépével, a II fokozat minden gépe össze van kötve a III fokozat minden csoportjával, és ez a kapcsolási rendszer ismét-

lódik a további fokozatokban. Ilyen elrendezésben a bemenő a_1, a_2, a_3 és a_4 , valamint a kimenő b_1, b_2, b_3 és b_4 vonalak közül egy-egynek tetszőleges kombinációjára felrajzolható az 1. ábra szerinti vezérlési séma.

Kapcsolási vázlat és vezérlési sémák

Az előzőekben ismertetett alapelvek felhasználásával készült a 2000 vonalas központ kapcsolási vázlata, amelyet a 3. ábra mutat. Az előfizetők vonalai az A fokozat gépeire vannak bekapcsolva. Az A fokozat gépei 4:1 koncentrációt tesznek lehetővé, úgy, hogy egy 10 gépből álló csoport 400 előfizetői vonalat tartalmaz. Az egymásután következő fokozatok gépei



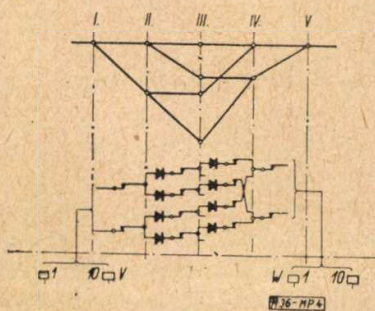
3. ábra

a 2. ábra szerint vannak összekapcsolva. Az összekötő áramkörök és regiszterek a C fokozat gépeire, a be- és kimenő vonalak az E fokozat gépeire vannak bekapcsolva. A D és E jelű fokozatokat csak a ki-, illetve bemenő forgalom terheli, a gépek száma ezekben a fokozatokban kevesebb, mint az A B és C fokozatokban.

A közös vezérlő áramkörnek az alábbi típusú kapcsolásokat kell végeznie:

- a) 3 fokozaton át híváskeresés (regiszter kapcsolása)
- b) 4 fokozaton át csoportválasztó kapcsolás (kimenő vonal)
- c) 5 fokozaton át vonalválasztás (helyi kapcsolás és bejövő hívások kapcsolása.)

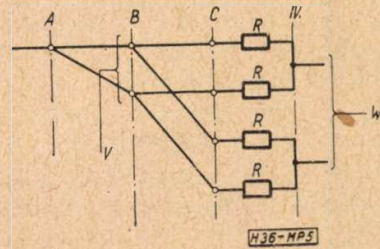
A fenti kapcsolások vezérlése minden esetben az 1. ábra szerinti vezérlési séma mintájára történik. A vezérlő áramkör az 1. ábra alapján a szabad út kiválasztása céljából csak a kezdő és végződő fokozatok linkjeihez kapcsolódik. A vezérlési sémának megfelelő hálózat, amelyen a szabad utak vizsgálata történik, a kapcsológépek alapállás-érintkezőire van felépítve. Minden egyes linkhez tartozik egy alapállás érintkező, amely a kérdéses link állapotát jelzi;



4. ábra

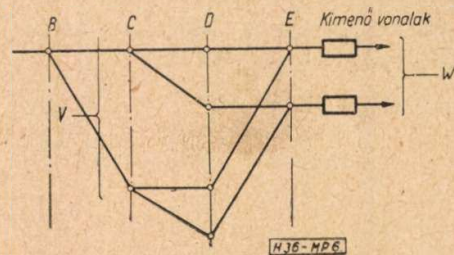
szabad linknek zárt, foglaltnak pedig nyitott érintkező felel meg. Az így felépített hálózat ki- és bemeneteire kapcsolódik a vezérlő áramkör V és W vizsgáló jelfogókkal. V és W jelfogók áramkörei olyan elsőbbségi áramkörök, amelyekben több egyidejű szabad út esetén is csak egy V és egy W jelfogó működhet. V_i és W_j jelfogó működése után a 4. ábra szerint a kiválasztott szabad út egyértelműen meg van határozva. Mivel a különféle szabad utak az egyes fokozatokban egymással összeköttetésben állnak, a vizsgáló áramkörökbe egyenirányítót kell beiktatni, a hurok-képződés elkerülése végett.

A 4. ábra mintájára bármelyik típusú kapcsolás vezérlési sémája megszerkeszthető. Az 5. ábrán a három fokozatos regiszterkapcsolás van ábrázolva. Ebben az esetben a harmadik C jelű és egy negyedik, nem létező fokozat közötti linkeket alkotják a regiszter áramkörök. Az azonos csoportba tartozó regiszteráramkörök vizsgáló vezetőit egymással össze kell kötni, mintha ezek egy negyedik fokozatra csatlakoznának.



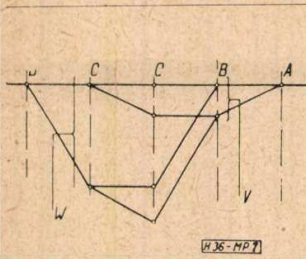
5. ábra

A vezérlőáramkör ebben a hálózatban V jelfogójával egy szabad A—B linket, W jelfogójával pedig a kiválasztott regisztercsoportot jelöli ki. Ezzel azonban, amint az 5. ábrán is látható, egyetlen regiszteráramkör is ki van választva.

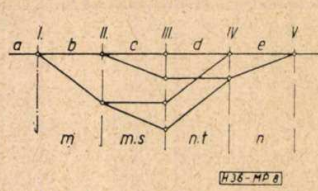


6. ábra

A négy fokozatos kimenő hívás mint csoportválasztó típusú kapcsolás, mindig visszavezethető öt fokozatos vonalválasztó kapcsolásra. Az utolsó IV. és V. fokozatok közötti linkeket maguk a kimenő vonalak alkotják. (6. ábra). A kimenő hívás kapcsolása mindig regiszterkapcsolás után történik, ezért a kimenő vonalat a hívó félnek A—B linkjére kell rákapcsolni, amelyen a regiszter kapcsolva van. Emiatt a kimenő hívás kapcsolása B fokozatból indul. Ugyanez a helyzet öt fokozatos helyi vonalválasztás esetén, amelynek vezérlési sémáját a 7. ábra mutatja.



7. ábra



8. ábra

Egyszerű közös vezérlés hatása a forgalomáteresztő képességre

Közös vezérlés lehetővé teszi a kapcsológépek, illetve linkek terhelésének növelését azáltal, hogy nagy csoportok közül választja ki a szabad utat. Az 1. ábra szerint II—III—IV. fokozatokban 100 lehetőség közül lehet választani, vagyis 100 link van közös csoportban.

A közös vezérlés azonban további lehetőségeket is nyújt a forgalomáteresztő képesség növelésére. Ha az 5. ábra V és W elemei áramérzékenyek és az elsőbbségi sorrendet a működésben az határozza meg, hogy melyik elem kap nagyobb áramot, akkor mindig az az elem fog működni, amelynek a legtöbb szabad útja van a kívánt irányban. Ilyen megoldás módot nyújt a forgalom irányítására oly módon, hogy az új hívások a kevésbé terhelt csoportok felé irányíthatók. Tekintettel arra, hogy az irányított forgalom kisebb veszteséggel bonyolódik le, mint a véletlenszerű forgalom, emelni lehet a gépek terhelését, illetve csökkenteni lehet a gépek számát.

Részben a vezérlési sémának 1. ábrán vázolt felépítési módja, részben a forgalom irányításának a lehetősége, aránylag egyszerű számítási módszer bevezetését teszi lehetővé, a veszteség, ill. forgalomáteresztő képesség kiszámítására.

Az ötfokozatos vonalválasztó típusú kapcsolás a 8. ábra jelöléseivel a következő egyszerűsített méretezési eljárással számítható; a blokkirozás valószínűsége a Jacobus által javasolt ismert összefüggés szerint

$$H(m-p) = \sum_{r=0}^n \binom{n}{r} e^r (1-e)^{n-r} \cdot (c+d-cd)^{(n-r)(m-p)\frac{t}{n}} = \left[e + (c+d-cd)^{(m-p)\frac{t}{n}} - e(c+d-cd)^{(m-p)\frac{t}{n}} \right]^n$$

és a veszteség valószínűsége

$$E = \sum_{p=0}^m \binom{m}{p} b^p (1-b)^{m-p} \left[e + (c+d-cd)^{(m-p)\frac{t}{n}} - e(c+d-cd)^{(m-p)\frac{t}{n}} \right]^n$$

Ez a kifejezés nemcsak a belső, hanem a teljes veszteséget adja akár öt fokozatos vonalválasztó, akár négy fokozatos csoportkereső típusú kapcsolásra.

Fenti összefüggés alapján végzett számítások azt mutatják, hogy a közös vezérlés a gépek számának mintegy 15—20%-kal való csökkentését teszi lehetővé, a fokozatonként vezérelt központhoz viszonyítva.

$$E = \sum_{p=0}^m G(p) \cdot H(m-p)$$

Ez az összefüggés nemcsak két, hanem több fokozatú link kapcsolásokra is érvényes.

Legyen

$$G(p) = \binom{m}{p} b^p \cdot (1-b)^{m-p}$$

annak valószínűsége, hogy az A—B linkszakaszban m számú link közül éppen p számú foglalt. A 8. ábrán b, c, d és e az egyes szakaszok egy linkre eső terhelését jelentik Erlangban.

Hasonlóképpen a D—E szakaszra nézve

$$H(r) = \binom{n}{r} e^r (1-e)^{n-r}$$

legyen annak a valószínűsége, hogy n számú link közül r foglalt.

Az $m \cdot t$ számú B—C és $n \cdot s$ számú C—D linkek csak egymással összefüggésben vehetők igénybe; minden B—C linkhez csak egy C—D link tartozhat. Annak a valószínűsége, hogy az $(n-r)$ számú szabad D—E linkhez tartozó továbbmenő utak foglaltak

$$H'(n-r) = (c+d-c \cdot d)^{(n-r)s}$$

Egy szabad D—E linkről kiinduló s számú lehetőség közül csak azok jöhetnek szóba, amelyek az $(m-p)$ számú szabad A—B linkekhez vezetnek, úgy hogy

$$H'(n-r) = (c+d-cd)^{(n-r)(m-p)\frac{t}{n}}$$

mivel

$$m \cdot t = n \cdot s \text{ és } s = m \frac{t}{n}$$

Az az összetett valószínűség tehát, hogy a szabad A—B linkekhez tartozó továbbmenő utak mind foglaltak:

A közös vezérlésű központtípus kiválasztása

Az eddigiekben nem volt még szó az üzembiztonság kérdéséről. Kétségtelen, hogy egyetlen vezérlőáramkör az üzem zavartalansága szempontjából nem előnyös megoldás. Meg kell azonban gondolni azt, hogy a vezérlőáramkörben levő jelfogók hibája sohasem idézi elő az egész vezérlőáramkör kiesését, hanem egyes kapcsolási lehetőségek, vagy legfeljebb egyes kap-

csolási fázisok szünetelnek. Mindenesetre gondoskodni kell a kényesebb pontokon állandó készenléti tartalékról. Az üzembiztonság fokozását szolgálja az is, hogy a vezérlőáramkör szerelvényei dugaszolható sávokon vannak elhelyezve, és így bármikor cserélhetők. Végül az egész vezérlőberendezés el van látva automatikus hibaregisztráló- és jelzőberendezéssel, amely a hiba természetéről bőséges adatokat szolgáltat.

A közös vezérlőáramkör egy 2000 vonalas központban — nem számítva a konnektorokat — kb. 150 jelfogót tartalmaz. A harmadik fejezetben kiszámított adatokkal havonta $3600 \times 8 \times 864\,000$ kapcsolást végez a vezérlőáramkör, és mivel egy jelfogó átlagosan minden ötödik kapcsolásban vesz csak, részt egy jelfogóra havonta kb. 170 000 kapcsolat jut. Ez azt jelenti, hogy egy jelfogónak $170\,000 \times 150/2 = 13$ millió kapcsolást kell hiba nélkül teljesítenie ahhoz, hogy a vezérlőáramkörben havonta csak egy hiba forduljon elő. Ez a követelmény a jelenlegi jelfogókra nézve igen szigorú. Az elektromágneses jelfogók alkalmazásával közös vezérlőáramkört 2000 vonalnál nagyobb központokban az üzembiztonság szempontjából sem célszerű alkalmazni.

Általános törekvés minden crossbar rendszerű központban a vezérlő szervek centralizálása még akkor is, ha nem közös vezérlést alkalmaz-

nak. A kapcsolószervek üzembiztonságát tehát mindenféleképpen növelni kell. Ma is vannak üzemben közös vezérlésű jelfogós áramkörök még nagyobb központokban is, azonban a jövőben valószínűleg a kontaktus nélküli elemek alkalmazása fog elterjedni a vezérlőáramkörben a nagyobb üzembiztonság miatt.

Összefoglalva az eddigi vizsgálatok eredményeit, megállapíthatjuk, hogy a közös vezérlés alkalmazásának egyszerű és gazdaságos felső határa kb. 2000 vonalas központnál van. Ezt bizonyította a terhelhetőség, az élettartam, a kapcsolástechnika és az üzembiztonság kérdésében végzett vizsgálat. A közös vezérlés egyszerű formája mind a gépek számában, mind a vezérlő szerelvényekben kb. 15—20%-os megtakarítást eredményez a fokozatonkénti vezérlésű központokhoz viszonyítva. Ezek után természetesen látszik, ha olyan közepes központtípust alakítunk ki, amely közös vezérléssel 2000 vonalas felső határig építhető ki.

Meg kell jegyezni, hogy a kontaktus nélküli elemek bevezetése a közös vezérlés alkalmazását nagyobb központokban is indokolttá fogja tenni. Az egyszerű vezérlés alapelvei ebben az esetben is fenntarthatók, ha a vezérlést több lépésben végzi az áramkör. A lépések számának a növekedése az elemek gyors működése miatt nem jelenti egyúttal a vezérlőáramkör tartási idejének lényeges növekedését.

**HIRADASTECHNIKAI
ANYAGOK
?**

Ellenállások
Kondenzátorok
Potenciométerek
zománc és ellenállás
huzalok stb



Adalék a hangsugárzás elméletéhez

HUSZTY DÉNES

Villamossági-, Televízió- és Rádiókészülékek Gyára
Székesfehérvár

A hang- és az elektromágneses sugárzók irodalmában máig is vitatott kérdés az, hogy vajjon egyértelmű-e a kapcsolat a gerjesztésfüggvény és az irányjelleggörbe között. F. A. FISCHER — [1] F. D. SMITH [2] régebbi eredményére támaszkodva kijelenti, hogy a kapcsolat nem egyértelmű, s a hullámhosszhoz képest kisméretű sugárzókkal csak kör irányjelleggörbét lehet megvalósítani. G. ECKART véleménye szerint [3] a fenti érvelés téves, a kapcsolat egyértelmű.

Az irányítási tényező

A Rayleigh-integrál [4] alapján könnyen igazolható, hogy egy végtelen nagy falban működő, folytonos, körszimmetrikus sebesség eloszlású sugárzó hangnyomását monokromatikus gerjesztés esetében a távotérben a

$$p(\infty, \gamma) = \frac{j \rho c k v_0 e^{j(\omega t - ka)}}{a} \int_0^r J_0(k\xi \sin \gamma) \varphi(\xi) \xi d\xi \quad (1)$$

összefüggés írja le, ahol ρc a közeg hanghullám-impedanciája, $k = 2\pi/\lambda$ a λ hullámhosszhoz tartozó hullámszám, v_0 sugárzó középpontjának sebesség amplitúdója, $a = |\bar{a}|$ a sugárzó középtől az észlelés helyéig mért távolság, γ az észlelés helyéhez vezető \bar{a} vektornak a sugárzó normálisától az óramutató járásával megegyező értelemben mért szöge, míg $\varphi(\xi)$ a ξ futó koordinátától függő, dimenzió nélküli, az általánosság érdekében komplexnek tekintett, valós változójú sebességfüggvény. A komplex sebességfüggvény azt jelenti, hogy a sugár mentén az amplitudóváltozáson kívül a fázis is változik.

Bevezetve a $\xi = ru$ helyettesítést és a $z = kr \sin \gamma$ jelölést, a sugárzó irányítási tényezőjét az alábbi — a Stenzel-féle kifejezéstől némileg eltérő alakú [5] — kifejezéssel definiáljuk:

$$D^*(z) = 2 \int_0^1 J_0(zu) \varphi(u) u du. \quad (2)$$

Itt a (*)-os jelölés a normalizált irányítási tényezőtől való eltérésre utal. Az irányítási tényező argumentuma $0 < z < \infty$ között változhat. Komplex sebességfüggvény esetében természetesen az irányítási tényező is komplex. A $\varphi(u)$ gerjesztésfüggvényt — mint láthatjuk — a $0 < u < 1$ tartományban definiáljuk.

Az irányítási tényező és gerjesztésfüggvény közötti kapcsolat

Azt állítjuk, hogy a sebességeloszlás és az irányítási tényező között egyértelmű kapcsolat van. Tartozzon a $D_1^*(z)$ -hez a $\varphi_1(u)$, a $D_2^*(z)$ -hez a $\varphi_2(u)$ sebességfüggvény. Ekkor (2) alapján írhatjuk, hogy

$$D_1^*(z) - D_2^*(z) = 2 \int_0^1 J_0(zu) u [\varphi_1(u) - \varphi_2(u)] du.$$

Ebből, ha egy nulla mértékű halmazon különbözve $\varphi_2(u) = \varphi_1(u)$, rögtön láthatjuk, hogy kell, hogy hasonlóképpen $D^*(z) = D_1^*(z) = D_2^*(z)$

A szerző úgy találja, hogy az irányjelleggörbe és a gerjesztésfüggvény közötti kapcsolat nem egyértelmű. Ezenkívül még az is kimutatható, hogy — legalábbis elvileg — az irányjelleggörbe független a sugárzónak a hullámhosszhoz viszonyított méretétől. A fenti állítást a szerző a körszimmetrikus gerjesztésű hangsugárzó esetében igazolja.

legyen. Behozható, hogy a (2) integrálegyenlet egyértelmű megoldása

$$\varphi(u) = \int_0^\infty K(z, u) D^*(z) dz$$

alakú [6]. Ez másképpen azt jelenti, hogy a (2) integrálegyenletnek homogén esetben csak $\varphi(u) \equiv 0$ megoldása van. Tehát, ha egy nulla mértékű halmazon $D^*(z) = D_1^*(z) \equiv D_2^*(z)$, akkor hasonlóképpen $\varphi(u) = \varphi_1(u) \equiv \varphi_2(u)$.

Következésképpen kimondhatjuk, hogy „a $\varphi(u)$ sebességfüggvény, amely $0 < u < 1$ között változik, egyértelműen meghatározza a $0 < z < \infty$ tartományon belül a $D^*(z)$ irányítási tényezőt; illetőleg a fenti tartományon belül értelmezett irányítási tényezőhöz egyetlen $\varphi(u)$ sebességfüggvény tartozik, melyet a $0 < u < 1$ szakaszon értelmezünk.”

Az irányjelleggörbe és az irányítási tényező kapcsolata

Ezekután vizsgáljuk meg közelebbről az irányítási tényezőt leíró függvényt.

Nevezzük irányjelleggörbének a $[D^*(z)]$ függvény $0 < z < kr$ közötti szakaszát.

Azt állítjuk, hogy „adott irányjelleggörbéhez végtelen sok, egymástól különböző irányítási tényező tartozik”.

Állításunk belátható a következőképpen: Legyen valamely sugárzó irányítási tényezője — mely komplex is lehet — $D^*(z)$, melyet, mint az előbb, a $0 < z < \infty$ tartományon belül értelmezünk. Amíg az \bar{a} vektor végpontja a $0 < \gamma < \pi/2$ ívet futja be, az irányítási tényező leírja a hangnyomás valós és képezetes részének irányfüggését.

A z általános koordináta — γ változásának megfelelően — ugyanakkor befutja a $0 < z < z_0$ szakaszt, ahol $z_0 = kr$. Írjunk most z helyébe $z' = zm$ -et, ahol $0 < m < \infty$ pozitív szám. Az irányítási tényező akkor $D^*(mz)$ alakú lesz. Változtassuk az általános koordinátát most $0 < z < z_0/m$ között, akkor a γ szög most is

$0 < \gamma < \pi/2$ között fog változni. Nyilvánvaló, hogy a $D^*(z)$ és a $D^*(mz)$ irányítási tényezők által leírt irányjelleggörbék ekkor megegyeznek egymással. Mivel m -re semmilyen megkötés nincs, mindössze annyi, hogy értéke nullánál nagyobb kell, hogy legyen, következésképpen végtelen sok irányítási tényező ugyanazon irányjelleggörbét eredményezheti.

Az irányjelleggörbe és az irányítási tényező között a kapcsolat tehát nem egyértelmű. Az azonos irányjelleggörbék azonban különböző z_0 értékekhez tartoznak, tehát valamely, a hullámhosszhoz képest tetszőlegesen kicsi méretű, illetőleg nagyméretű sugárzó azonos irányjelleggörbét mutathat. Ennek a tételnek egy következményét, miszerint tetszőszerint éles irányítást lehet a hullámhosszhoz képest kicsi méretű sugárzókkal létrehozni, S. A. Schelkunoff — lineáris antenászorokra vonatkoztatva — 1943-ban kimutatta [7].

Ugyanezt általánosította felületi antennákra 1948-ban P. M. Woodward és J. D. Lawson [8].

Az irányjelleggörbe és gerjesztéssűrűség közötti kapcsolat

Bebizonyítjuk azt, hogy „az irányjelleggörbe és a sebességfüggvény közötti kapcsolat nem egyértelmű, azaz két, azonos irányjelleggörbét mutató sugárzó felületén különböző sebességeloszlás lehet”.

Tételezzük fel azt, hogy az egyik sugárzó irányítási tényezője $D^*(z)$, a másiké pedig $D^*(mz)$, ahol $0 < m < \infty$ és pozitív valós szám. Az irányítási tényezőket leíró függvényeket az általánosság kedvéért komplexnek tekintjük. Ha az első sugárzónál a γ szög $0 < \gamma < \pi/2$ között mozog, az irányítási tényező általános koordinátája a $0 < z < z_0$ szakaszt futja be. Az előbbieket alapján nyilvánvaló, hogy azonosak az irányjelleggörbék, ha a másikonál az általános koordináta ugyanekkor a $0 < z < z_0/m$ tartományon belül változik. Mivel a $0 < z < \infty$ szakaszon értelmezett irányítási tényezőhöz — mint láttuk — egyetlen egy sebességfüggvényt rendelhetünk, belátható, hogy a $D^*(z)$ -hez valamilyen $\varphi_1(u)$, a $D^*(mz)$ -hez pedig valamilyen $\varphi_2(u)$ sebességfüggvény tartozik. Következésképpen az irányjelleggörbe és a sebességfüggvény közötti kapcsolat nem egyértelmű; előírt irányjelleggörbét végtelen sok, a hullámhosszhoz képest különböző méretű sugárzóval lehet megvalósítani; mindegyikhez más és más sebességfüggvény tartozik.

Megállapíthatjuk tehát, hogy a sugárzási probléma vizsgálatánál nem az irányjelleggörbe, hanem az irányítási tényező vizsgálatából célszerű kiindulni. Ezzel számos félreértést elkerülhetünk.

A természetes és a módosított irányítású sugárzó fogalma

A mondottak alapján célszerűnek látszik bizonyos megkülönböztetés az egyes, azonos irányjelleggörbét adó sugárzók, illetőleg a hozzájuk tartozó irányítási tényezők között.

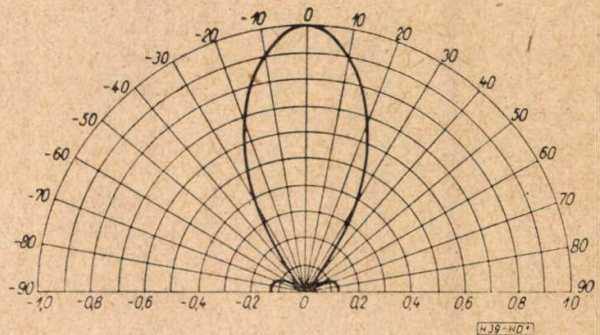
És pedig, nevezzük természetes irányítású sugárzónak azt a sugárzót, amelynek természetes irányítási tényezője, vagy röviden irányítási tényezője $D^*(z)$.

Állapodjunk meg abban, hogy azokat a sugárzókat, melyek, ha $1 < m < \infty$, $z'_0 = z_0/m$ esetében ugyanazt az irányjelleggörbét eredményezik, mint a természetes irányítású sugárzó z_0 esetében, erősen irányítottoknak hívjuk. Ennek a sugárzónak az irányítási tényezőjét a továbbiakban $D^*(m_e z)$ -vel jelöljük. Azokat a sugárzókat, amelyek irányjelleggörbéje $z'_0 = z_0/m$, $0 < m < 1$ esetében azonos a természetes irányítású sugárzóéval z_0 esetében, gyengén irányított sugárzónak fogjuk hívni; az irányítási tényezőt ekkor $D^*(m_g z)$ -vel fogjuk jelölni. A $D^*(m_e z)$, $D^*(m_g z)$ függvényeket a továbbiakban módosított irányítási tényezőnek nevezzük és általánosságban $D^*(mz)$ -vel jelöljük.

A fentiek szemléltetése érdekében az 1. ábrán felrajzoltuk a

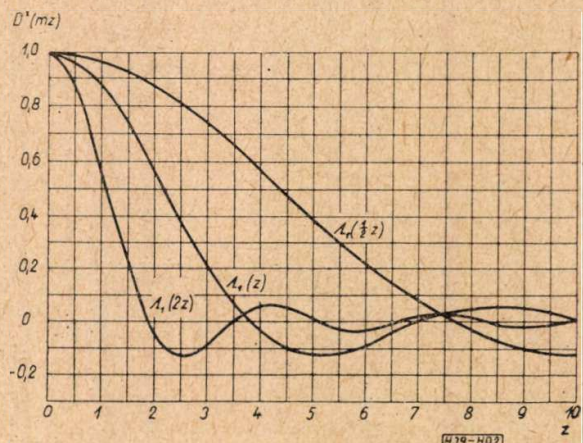
$$D^*(z) = \Lambda_1(z) = \frac{2 J_1(z)}{z}$$

természetes irányítási tényezőjű sugárzó irányjelleggörbéjét, $z_0 = 5$ esetében. A 2. ábrán a fenti irányítási tényezők kívül ugyanekkor fel-



1. ábra. A sugárzó irányjelleggörbéje $kr = 5$ esetében.

Az irányítási tényező $D^*(z) = \Lambda_1(z)$



2. ábra. A $D^*(z) = \Lambda_1(z)$; $D^*(m_e z) = \Lambda_1(z)$; $D^*(m_g z) = \Lambda_1\left(\frac{1}{2}z\right)$, természetes és módosított irányítási tényezők

tüntettük a

$$D^*(m_e z) = A_1(2z), \quad D^*(m_g z) = A_1\left(\frac{1}{2}z\right)$$

módosított irányítási tényezőket is, ahol $m_e = 2$, $m_g = 1/2$. Ennek megfelelően, ha $z'_0 = z_0/m_e = 2,5$; illetőleg, ha $z'_0 = z_0/m_g = 10$, a módosított irányítási tényező ugyanazt az irányjelleggörbét eredményezi, mint amelyet a természetes irányítási tényező eredményezett (lásd 1. ábrán).

A módosított irányítású sugárzó nyeresége

A körszimmetrikus gerjesztésű sugárzó nyereségét valamely γ irányban az alábbi összefüggéssel jellemezhetjük:

$$G(\gamma) = \frac{|D(z_0 \sin \gamma)|^2}{\int_0^{\pi/2} |D(z_0 \sin \varepsilon)|^2 \sin \varepsilon d\varepsilon}, \quad (3)$$

ahol $D(z)$ a normalizált irányítási tényező. A módosított irányítású sugárzó nyeresége így:

$$G_m(\gamma) = \frac{|D(mz_0 \sin \gamma)|^2}{\int_0^{\pi/2} |D(mz_0 \sin \varepsilon)|^2 \sin \varepsilon d\varepsilon} \quad (4)$$

Ha a módosított és a természetes irányítású sugárzók irányjelleggörbéje azonos, azaz $z'_0 = z_0/m$, akkor (3) és (4)-ből azonnal látszik, hogy

$$G_m(\gamma) = G(\gamma), \quad (5)$$

vagyis kimondhatjuk, hogy „az előirt nyereségfüggvényt a hullámhosszhoz képest tetszőszerinti méretű sugárzóval lehet megvalósítani”.

Mivel az irányítási tényezőre — létezésének feltételezésén kívül — semmilyen egyéb megkötést nem alkalmaztunk, kimondhatjuk azt is, hogy „a tetszőleges nyereséget tetszőleges irányítási tényezőtől kiindulva hozhatjuk létre”.

Rögzítsük most z_0 értékét. Ha m értéke növekszik, azaz $m \rightarrow G > 1$, akkor, a módosított irányítási tényező alakját figyelembe véve, s meggondolva azt, hogy az integrál határa állandó lévén, a nevező értéke egyre csökken, míg a számláló értéke rögzített $\gamma = 0$ esetében változatlanul egy, belátható, hogy

$$G_e(0) > G(0) \quad (6)$$

ahol $G_e(0)$ az erősen irányított sugárzó nyereségfüggvénye. Nyilvánvaló, hogy rögzített z_0 esetében így:

$$G_e(0) \rightarrow \infty, \quad (7)$$

$$m \rightarrow \infty$$

vagyis kimondhatjuk, hogy „rögzített r/λ viszony esetében az irányítási tényező módosításával tetszés szerint nagy nyereséget lehet elérni.

Érdeemes megemlíteni, hogy az erősen irányított sugárzó fogalma, amint azt (6) alapján láthatjuk, lényegében megegyezik a *H. J. Riblet* által bevezetett *super gain*, vagy másképpen *super directiv* sugárzó fogalmával [9]. Ha m értéke egynél kisebb, azaz gyengén irányított sugárzóval van dolgunk, (4) segítségével az előbbihez hasonló meggondolások alapján beláthatjuk, hogy ha $m \rightarrow 0$, akkor bármely z_0 esetében — az irányítási tényező képletéből

$$G_g(\gamma) \xrightarrow{m \rightarrow 0} \frac{|D(0)|^2}{|D(0)|^2 \int_0^{2/\pi} \sin \varepsilon d\varepsilon} = 1 \quad (8)$$

azaz a sugárzó nyeresége az iránytól független, vagyis a sugárzó félkör alakú irányjelleggörbét mutat.

Ezért kimondhatjuk, hogy „tetszőleges r/λ viszony mellett létrehozható olyan sugárzó, amely a pontszerű izotrop sugárzóval azonos irányítást mutat”.

A módosított irányítású sugárzó hatásos felülete [10], figyelembe véve a dolgozat jelöléseit:

$$F_m = \frac{\lambda^2}{2\pi} G_m(0). \quad (9)$$

Itt feltételeztük azt, hogy a sugárzó a legnagyobb nyereséget a normálisa irányában mutatja. Mivel a sugárzó valóságos felülete $F_v = r^2\pi$, ezért

$$F_m = \frac{2 F_v G_m(0)}{z_0^2} \quad (10)$$

Ha rögzítjük z_0 értékét, és m értéke a nullához tart, akkor (8) alapján a gyengén irányított sugárzó hatásos felülete:

$$F_g \xrightarrow{m \rightarrow 0} \frac{2 F_v}{z_0^2} = \frac{\lambda^2}{2\pi} \quad (11)$$

A gyengén irányított sugárzó hatásos felülete a határesetben tehát megegyezik a pontszerű sugárzó hatásos felületével [11]. Ha $m \rightarrow \infty$, akkor (7) segítségével az erősen irányított sugárzó hatásos felülete:

$$F_e \rightarrow \infty \quad (12)$$

$$m \rightarrow \infty$$

Kimondhatjuk tehát azt a tételt, hogy „ m változtatásával valamely módosított irányítású sugárzó hatásos felülete $\lambda^2/2\pi < F_m < \infty$ között tetszőleges lehet”.

A mondottakat az alábbi egyszerű példán igazolhatjuk. Legyen — az előbbihez hasonlóan

$$D^*(z) = D(z) = A_1(z),$$

akkor a módosított irányítású sugárzó legnagyobb nyeresége (4) alapján, az integrál meghatározása után

$$G_m(0) = \frac{1}{8} \frac{(2mz_0)^2}{1 - A_1(2mz_0)} \quad (13)$$

Rögzítve z_0 értékét, belátható, hogy:

$$G_g(0) \rightarrow 1, \quad m \rightarrow 0$$

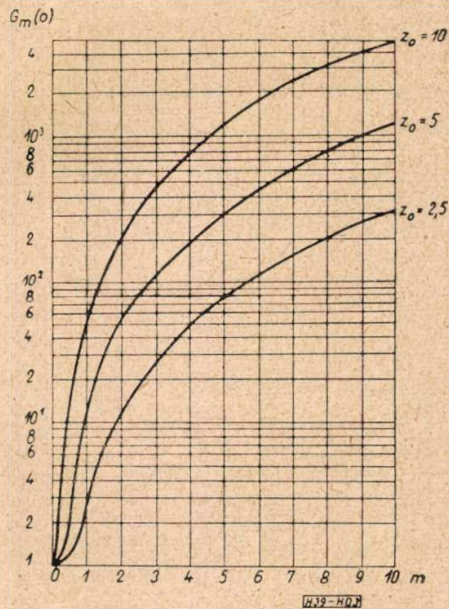
míg, ha $m \rightarrow \infty$, mivel ekkor $A_1(2mz_0) \rightarrow 0$

$$G_e(0) \rightarrow \infty \quad m \rightarrow \infty$$

$$m \rightarrow \infty$$

A 3. ábrán ábrázoltuk a módosított irányítású sugárzó nyereségét m függvényében, $z_0 = 2,5$, $z_0 = 5$ és $z_0 = 10$ esetében.

A hatásos felület változásával kapcsolatban mondottakat a fenti összefüggések alapján szemléltethetjük.



3. ábra. A módosított irányítású sugárzó nyeresége $\gamma = 0$ esetében, m függvényében. Paraméter $z_0 = kr = 2,5; 5; 10$

A teljeség kedvéért megjegyezzük, hogy — noha a nyereség függvénye a $0 \leq m \leq \infty$ tartományban definiálható — a határeseteket a gyakorlatban mégsem lehet megvalósítani, mivel véges teljesítmény elsugárzásához $m = 0$ esetében $v_0 = 0$, míg $m = \infty$ esetében $v_0 = \infty$ sebességamplitudó tartozik. Gyakorlati okokból tehát kell, hogy $0 < m < \infty$ legyen, ezen a tartományon belül azonban bármely értéket felvehet.

Összefoglalás

A gerjesztés-függvény és az irányítási tényező között a kapcsolat egyértelmű. Adott irányjelleggörbéhez azonban végtelen sok, egymástól különböző irányítási tényező, s így különböző gerjesztés-függvény tartozik. A sugárzó irányjelleggörbéje független a hullámhosszhoz viszonyított méretétől, így adott méretű sugárzóval tetszőleges értékű nyereséget lehet megvalósítani. A sugárzó hatásos felülete így a méretétől majdnem függetlenné tehető. A módosított irányítási tényező fogalmának bevezetésével a viszonyokat egyszerűen át lehet tekinteni.

IRODALOM

1. F. A. Fischer: Über den Zusammenhang zwischen Richtcharakteristik und Amplitudenverteilung bei linearen und ebenen Strahlergebilden. Akustische Beihefte 1 (1951), 9—11.
2. F. D. Smith: A Reciprocal Theorem in the Theory of Diffraction. Phil. Mag. 7. 14. (1932), 66—78.
3. G. Eckart: Über den Zusammenhang zwischen Intensitätsverteilungen auf strahlenden Systemen und ihren Richtcharakteristiken. A. E. Ü. 9. (1955), 177—180.
4. L. Rayleigh: The Theory of Sound. Dover Publ. New-York (1945), II. 162. (1).
5. H. Stenzel: Leitfaden zur Berechnung von Schallvorgängen Springer Verlag. Berlin, (1939).
6. Husztly Dénes: egy eddig még nem publikált dolgozatából.
7. S. Schelkunoff: A Mathematical Theory of Linear Arrays. Bell. Syst. Techn. Journ. 22. (1943), 80—107.
8. P. M. Woodward—J. D. Lawson: The Theoretical Precision with which an Arbitrary Radiation Patterns may be obtained from a Source of finite Size. Journ. JEE. III. 95. (1948), 363—370.
9. H. J. Riblet: Note on the Maximum Directivity of an Antenna. Proc. IRE. 36. (1948), 620—622.
10. F. A. Fischer: Die Absorptionsfläche von akustischen Strahlern und Strahlergruppen. Akustische Beihefte 1. (1951), 7—8. (6a).
11. Lásd 10., (8).

NÉMET MŰSZAKI KÖNYVEK KIÁLLÍTÁSA A TECHNIKA HÁZÁBAN

Műszaki tudományos életünk számos vezető képviselője és nagyszámú közönség jelenlétében nyitotta meg Geleji Sándor akadémikus és Kurt-Oskar Wagner, helyettes igazgató a berlini VEB Verlag Technik budapesti kiállítását. A Technika Házában rendezett kiállításon az 1946-ban alapított műszaki könyvkiadó vállalat a legutóbbi két év termését mutatja be, különös tekintettel az új eredményeket magukba

foglaló szakmunkákra, az alapvető kézikönyvekre és a legfontosabb folyóiratokra. A kiállított munkák, melyek többek között a kohászat, a gépgyártás, az energetika, az atomtechnika, a vegyipar, az elektrotechnika, a híradástechnika, a textiltechnológia, az agrártechnika, a fizika és a kémia tárgykörét ölelték fel, szemléltetően dokumentálták a Német Demokratikus Köztársaság műszaki irodalmának fejlődését.

110°-os televízió vevőképcső eltérítési technikája

NEMES LÁSZLÓ

Orion Rádió és Villamossági Vállalat

I. A korszerű televízió vevőtechnikában alkalmazott 110°-os képcső konstrukciós és felhasználási szempontjainak áttekintése. A 110°-os képcső esetén az elektronsugár eltérítéséhez szükséges eltérítési energia előállításának problémája. Új vízszintes és függőleges méretarány bevezetése a vevőkészülékek gyártásánál. Nagyhatalmú eltérítő tekercs.

II. Korszerű feszültségviszanyerő végfokozat számítása, tervezése.

III. Képlinearitási problémák megoldása. Visszacsatolt erősítők alkalmazása a függőleges eltérítő rendszereknél.

A televízió készülék gyors léptekkel vonult be a kultúra, a művelődés területére, ezzel szükségessé vált a televízió vevőkészülékek olyanirányú továbbfejlesztése, hogy a képernyő mérete a lehető legnagyobb legyen, üzembiztosan működjen és kezelése minél egyszerűbben történhessen.

Az utóbbi évek folyamán a televízió fejlesztő konstruktőrök a képernyő méretének növelése terén sikeres munkát végeztek.

A korszerű televízió készülékek napjainkban 43, 53, 61 cm átmérőjű, négyszög alakú képernyővel készülnek. A készülékek kapcsolástechnikailag nagymértékben korszerűbbek lettek. A közepkategóriájú televízió vevőkészülék 15–16 csöve, mintegy 36–40 áramköri funkciót végez. Az üzembiztos működést biztosító részek automatizálásával a készülékek kezelése lényegesen leegyszerűsödött, stabilitásuk és üzembiztonságuk pedig megnőtt.

A képcsövek kezdetben kis képernyővel és nagy hosszúsággal készültek. Ezeknek a képcsöveknek az eltérítési szöge mindössze 53° volt (1. ábra). Az 53° eltérítő szög esetén több okból nem lehetett a képernyőt növelni.

1. Mivel a képernyő mérete és a cső hossza között meghatározott kötöttség van, ennek következtében a képernyő méretének a növelésével rohamosan növekedik a képcső hossza, valamint az egész csőbúra mérete. A nagyméretű képcső üvegburája mechanikailag nem volt biztonságos. Az üvegbúra gyártása is nehézségekbe ütközött. Az üvegfal egyenlőtlenégei

miatt gyártásnál a hőmérséklet hatására fellépő feszültségek repedésekhez vezettek.

2. Az addig használatos eltérítő rendszer rossz hatásfoka miatt nagy képernyő méret esetén az eltérítéshez szükséges energiát nem lehetett biztosítani.

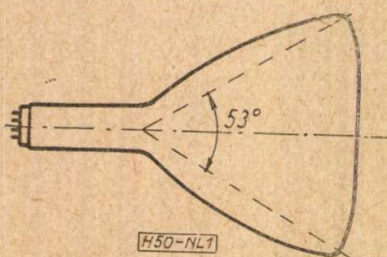
A televízió vevőtechnika fejlődése során 1952-ben egy aránylag elfogadható méretű képcső látott napvilágot, 70° eltérítésszöggel. Ebből a típusból már készítettek 43, sőt 53 cm-es négyszögletes formájú képcsővel televízió vevőkészülékeket. A világ televízió vevőinek mintegy 85%-át ezekkel a képcsövekkel gyártották le. Különböző gyártó cégek ezekhez a készülékekhez fejlesztettek ki tápáramköröket, a megfelelő teljesítményű meghajtócsövekkel, függőleges és vízszintes eltérítő fokozatokat (Г807, PL81, PY83, ECL80 stb.).

Ezekkel a képcsövekkel, valamint egyéb csövekkel nem lehetett követni a modern irányzatot, ahol a készülékek külső mérete közelítően a képcső méretével egyezik meg. A készülékek szekrénymérete, súlya, elfogadhatatlanul nagy volt. Ennek megfelelően a készülékek gyártási költsége és így eladási ára is igen nagy volt.

Miközben a világ televízió vevőkészülékeinek nagyrészt legyártották 70°-os képcsövekkel, egyes képcsőgyártó cégek laboratóriumában folytatták a képcsövek terén a továbbfejlesztési munkát, egyrészt a lapos képcsövek terén (Gábor. Dénes magyar származású mérnök szerkesztett 1954-ben egy különleges formájú lapos képcsövet), másrészt a meglévő képcsövek továbbfejlesztésével.

Ez utóbbi nagyobb eredménnyel járt. 1955-ben sikerült kidolgozni 70° eltérítő szög helyett 90° eltérítő szöggel képcsövet. Ezzel mintegy 100 mm csőhossz rövidülést ért el az előző képcsövekhez viszonyítva. Az új 90°-os képcső megjelenése forradalmasította a televízió vevőkészülékek gyártását. Újabb tápáramkörök és eltérítő rendszerek kidolgozását kívánta meg, mivel a nagyobb eltérítő szögű képcsőnek nagyobb eltérítő energiára van szüksége. Ennek előállítására nagyobb teljesítményű meghajtó csöveket, jobb hatásfokú eltérítőtekercseket és sorkimenő transzformátorokat kellett kidolgozni.

1958-ban ismét újabb eredményre jutottak a képcsövek fejlesztése terén. Megjelent a 110° eltérítő szögű képcső. Ezzel a képcsövek hosszúsága 150–180 mm-rel lecsökkent. Ezáltal lehetőség nyílt arra, hogy a képcsőhossz lényegesen növekedés nélkül az ernyő méretét növelhetjük akár 80 cm átmérőig is. A 110°-os képcsövek kifejlesztésével megnyílt a sokféle televízió ké-

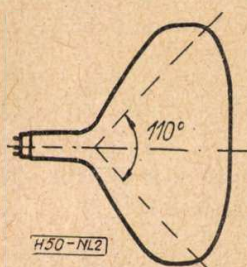


1. ábra

szülékek kialakításának lehetősége: kultúrterem részére nagyméretű képernyővel, továbbá minimális méretű asztali televízió vevőkészülékek, hordozható táska-készülékek, minimális mérettel és súllyal.

110°-os képcső

A 110°-os képcső (2. ábra) követi a meglévő képcsőnek (katódsugárcső) elvi felépítését. A



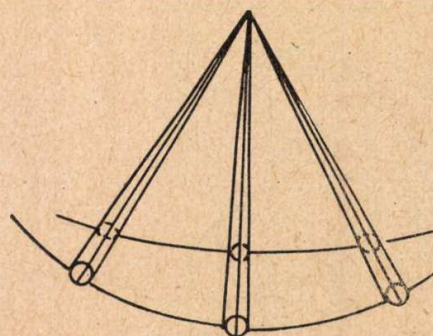
2. ábra

képcsővek súly- és méretbeli különbségeit a következő táblázatban láthatjuk.

1. számú táblázat

Tipus	Elt. szög	Diagonál méret (cm)	Képméret (cm)	Cső-hossz (cm)	Csőfej-metsz. (cm)	Nyak-átm. (mm)	Súly (kg)
AW 43-20	70°	43	34 × 25,5	46	30	36,6	9,2
AW 53-20		53	41 × 30	57	41	36,6	17,2
—		—	—	—	—	—	—
AW 43-80	90°	43	34 × 25,5	40	24	36,6	7,6
AW 53-80		53	41 × 30	48	32	36,6	14,6
AW 61-80		61	—	55	39	36,6	19,5
AW 43-88	110°	43	36 × 29	31,5	19	28,6	5,5
AW 53-88		53	47 × 37	37	24	28,6	11,5
AW 61-88		61	52 × 43	40	26,5	28,6	13

A 110°-os képcső felépítését részletesebben vizsgálva, a következő különbségeket látjuk, az előző képcsővekhez viszonyítva. Pl. a képcső nyakátmérőjét lecsökkentették 36,6 mm-ről 28,6 mm-re, továbbá a cső nyaka az elektronsugár pályájának megfelelően egy parabola-tölcsér-szerű átmenettel csatlakozik a fejhez. A képcső ernyő felülete az eddigi képcsővekhez viszonyítva, viszonylag kis sugarú gömbszelettel van határolva. Ugyanis a katódsugárnak a szélső helyzetekben nagy törése van a lecsökkentett fej mélység miatt. Ebből következik, hogy a katódsugár és az ernyő metszési síkja változó nagytengelyű elipszis (3. ábra). Ez pedig a vízszintes irányban a képminőség romlásához vezetne. Ezért a 110°-os képernyő sokkal domborúbb, mint a 70°-os képcső ernyője. Így ter-



3. ábra

mészetesen nagyobb tangenshiba lép fel, amely az ernyő görbületéből adódik; ezt a tangenshibát az eltérítő rendszer tervezésénél külön figyelembe kell venni.

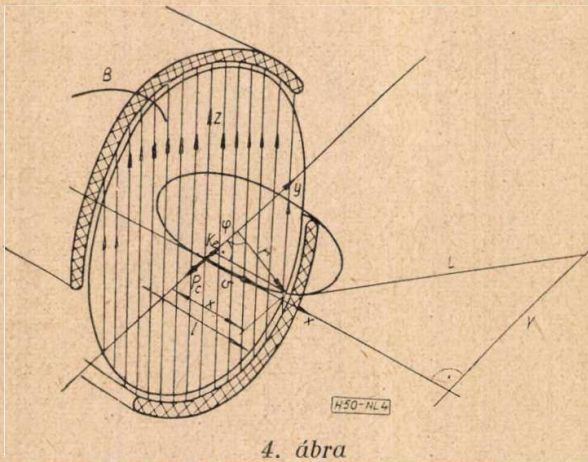
A képcsővek ernyőjén a fényt az irányított elektronsugárnak a fluoreszcenz rétegbe való ütközése váltja ki. A fénypor szemcsék minden irányban világítanak. Az a fény mennyiség, amely nem előre irányul, veszteséget jelent, sőt nemcsak veszteséget, hanem rontja a kép minőségét is. A hátrafelé sugárzott fény visszavütközéssel ismét az ernyőre jut vissza, de más helyre, mint ahonnan kiindult, így ezzel a szórt fény zavarja a képet, kontrasztosságát pedig csökkenti. Van egy másik jelenség, amely ugyancsak káros hatású. A vákuum-térben haladó nagysebességű elektronok a csőben beleütköznek a gázmolekulákba és azokat ionizálják. A gáz-molekulákból keletkező negatív ionok nagyobb tömegük miatt kisebb eltérítést szenvednek, ezért középtájon csapódnak be az ernyőbe és ott a fluoreszcenz réteg az ionbombázás következtében elveszíti világító tulajdonságát. Ezt a jelenséget ion-csapdákkal lehet megszüntetni, azonban a cső hosszúságát az ion-csapda alkalmazása növeli. Végül, az elektronok negatív töltést visznek az ernyőre, amelynek elvezetéséről gondoskodni kell.

A fenti káros hatásokat az ernyő alumínizálásával, egy igen vékony, kb. 0,1 μ alumínium tükör felvitelével sikerült kiküszöbölni és egyben az előrejutó fényt az ernyőn megnövelni. Ezzel mintegy 60%-os félynövekedést értek el.

A képcső elektromos felépítésében eltér az eddigi képcsővektől. Az elektron ágyú és az elektronoptikai rendszer leegyszerűsödött, miután az alumínizált ernyő bevezetésével a ferde elektronágyú és az ion-csapda rendszer elhagyható volt. Az elektronoptikai rendszer tetróda rendszerű, statikus fókuszállással. A fentiekből következik, hogy a csőnyak hosszúsága is lecsökkent.

Energiaszükséglet

Az eltérítősög megnövelésével az eltérítéshez nagyobb energia szükséges: homogén mágneses térben az elektron sebessége V , a mágneses térerősség vonalait válasszuk Z irányban (4. ábra). Ekkor a sebesség Z irányú komponense



4. ábra

0 lesz. A $Z = 0$ esetben az XY síkban a mozgás vektoregyenletéből a következő koordináták adódnak:

$$X = r \sin \varphi + vt \quad (1)$$

$$Y = r (1 - \cos \varphi) \quad (2)$$

Az $X-Y$ síkban a (2) egyenletnek egy körpálya felel meg. Ezen körpályán haladó elektronra két erő hat: a sebességi energiából származó erő és ezzel az erővel egyensúlyt tartó centrifugális erő:

$$\frac{mv^2}{r} = Bev \quad (3)$$

- ahol m az elektron tömege
- e az elektron töltése
- v az elektron sebessége
- r a körpálya sugara
- B mágneses indukció

Ebből a kör sugara meghatározható:

$$r = \frac{mv}{Be} \quad (4)$$

Az X koordinátára a következő összefüggés adódik:

$$\sin \varphi = \frac{X}{r} \quad (5)$$

$$\sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi = 1 \quad (6)$$

(5)–(6)-ből

$$\cos \varphi = \sqrt{1 - \frac{X^2}{r^2}} \quad (7)$$

(7) és (2)-ből

$$Y = r (1 - \cos \varphi) = r \left(1 - \sqrt{1 - \frac{X^2}{r^2}} \right) \quad (8)$$

Ha a mágneses mező szélessége l , $X = 1$ és $l < r$ esetén (5)-ből kapjuk:

$$\sin \varphi = \frac{l}{r} = \frac{eB}{mv} \quad (9)$$

Ha azonban $l \ll r$, akkor az eltérítőtekercsen belül haladó elektron pályá egyenletére a

(9) egyenletet figyelembevéve:

$$Y_e = r \left[1 - \left(1 - \frac{1}{2} \frac{l^2}{r^2} \right) \right] = \frac{1}{2} \frac{l^2}{r} = \frac{1}{2} l \sin \varphi \quad (10)$$

A (9) egyenletbe helyettesítsük be az r (4) alatti értékét.

$$\sin \varphi = \frac{Bl}{v} \cdot \frac{e}{m} \quad (11)$$

A (11) kifejezésbe írjuk be e/m ismert állandó értékét és az elektron sebességét voltban.

$$\sin \varphi = 2,98 \cdot 10^5 \cdot \frac{Bl}{\sqrt{U_a}} \quad (12)$$

Az elektronsugárnak az „O” ponttól az ernyő széléig való eltérítése:

$$Y = L \sin \varphi = 2,98 \cdot 10^5 \cdot L \cdot \frac{Bl}{\sqrt{U_a}} \quad (13)$$

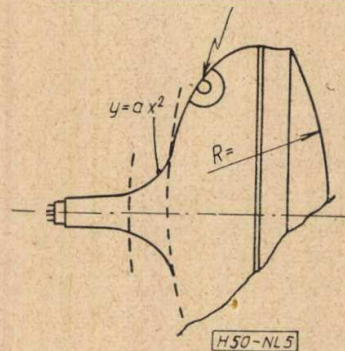
A 4. ábrából látható, hogy a nagyobb eltérítési szöghöz kisebb r tartozik. Viszont a (4) egyenletből látható, hogy B fordított arányban áll r -rel, éppen ezért B -t növelni kell, hogy az elektronsugarat, kisebb sugarú körpályára kényszerítsük.

Az energianyeres módjai

A szükséges eltérítési energia csökkentésére több módszert használtak fel.

1. A csőballon alakját úgy választották meg, hogy a csőnyak méretét lecsökkentették, a csőnyakat és a fejet parabola kúppal illesztették egymáshoz.

a) A csőnyak átmérőjét lecsökkentették. Ennek következtében kisebb térfogatban kell homogén mágneses mezőt gerjeszteni, azaz ugyanazon elektromos energiával nagyobb B -t érhetünk el.



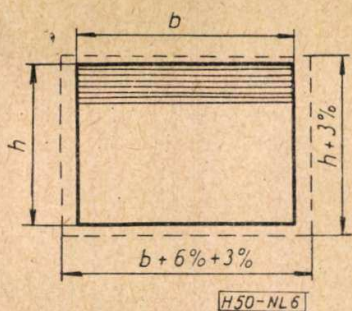
5. ábra

b) A képcső nyak és fej közötti átmenetet egy parabola kúpszelet alkotja. A kúpszelet görbülete megegyezik az elektronsugár pályá görbületével, amelynek egyenletét $y = ax^2$ parabola írja le. Az eltérítő tekercs ennek következtében olyan alakot vehet fel, amelynek a hatásos hossza egyszerűen növelhető anélkül, hogy a

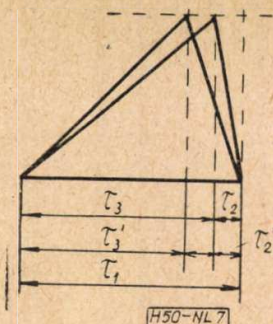
nyakárnyék veszélye fellépne. Az eltérítő tekercs nyereg alakú.

2. Az eltérítő energia biztosítására felhasználták a következő szabványmódosítást:

a) A CCIR szabványban az oldalak arányát 4/3-ról 5/4-re változtatták meg. A 4/3 oldalarány esetén a szabvány maximálisan 18%-os visszafutási időt engedett meg. Ez 5/4 esetén 22,5%-ra növelhető. Ennek következtében a sor eltérítő végfok hatásfoka megnövelhető. A CCIR norma szerint a vízszintes függőleges oldalarány:



6. ábra



7. ábra

$$\text{régí: } \frac{B}{H} = \frac{4}{3} = \frac{5,33}{4}; \quad (14)$$

$$\text{új: } \frac{b}{h} = \frac{5,05}{4} \quad (15)$$

(6. ábra.) Ha a $H = h$ az előző szabványnak megfelelően

$$\frac{B}{b} = \frac{5,33}{5,05} \quad (16)$$

A vízszintes méret növekedésének százalékos aránya (c):

$$c = \frac{B-b}{B} = 5,25\% \quad (17)$$

A vízszintes sor eltérítés időtartama (τ_3) a 16%-os visszafutási időnél (7. ábra):

$$\tau_3 = \tau_1 - \tau_2 = 53,8 \mu\text{s} \quad (18)$$

A nagyobb visszafutási idő választásával 5,25%-kal csökken, így a τ_3 csökkentett vízszintes eltérítés időtartama:

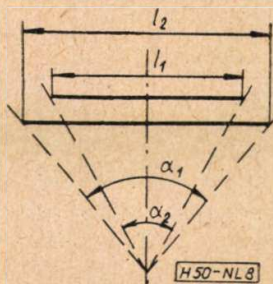
$$\tau_3' = 0,94 \cdot \tau_3 = 49,7 \mu\text{s} \quad (19)$$

A visszafutási idő aránya maximálisan:

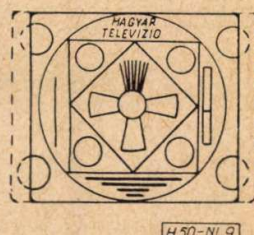
$$\frac{\tau_1 - \tau_3'}{\tau_1} = 22,5\% \quad (20)$$

A fentiekből következik, hogy a vízszintes eltérítési idő lecsökken, a látószög α_1 -ről, α_2 -re kisebbedik (8. ábra). Azonban az l_1 távolságot l_2 -re visszaállítjuk, adott képmező méret esetén, így α_1 visszakapja eredeti értékét és ezzel viszonylagos képnagyítást érünk el. A nagyítás kedvezően hat a nézőre. A képmező két szélén minimális képmezővesztés lép fel (9. ábra).

b) A megnövekedett visszafutási idő következtében a sorvégfokból kivethető energianöve-



8. ábra



9. ábra

kedés százalékos arányát meghatározhatjuk:

$$N_{elt} = \frac{1}{2} L \frac{I_{elt}}{4} f = 1 \quad (21)$$

Számoljunk a sorkimenőtranszformátorban veszteségre, valamint a linearitáshoz szükséges teljesítményre 20%-os teljesítménytöbbletet. A visszafutás alatt, a 16%-os visszafutási időnél, 9%-os teljesítménytöbblettel, a 21%-os visszafutási időnél 3%-os teljesítménytöbblettel kell számolni. Ennek megfelelően kiszámíthatjuk az összteljesítmények hányadosát:

$$\frac{N_{\delta 21\%}}{N_{\delta 16\%}} = \frac{N_{elt} + N_{v 21\%} + N_{vf}}{N_{elt} + N_{v 16\%} + N_{vf}} = 0,954 \quad (22)$$

A fenti összefüggés azt mutatja, hogy a megnövekedett visszafutási időnél az összes teljesítményszükséglet csak 0,95-szöröse a 16%-os visszafutási időnél felhasznált teljesítményszükségletnek.

c) A visszafutási idő alatt fellépő teljesítményszükséglet meghatározható a következő összefüggés alapján, ha a sugáráramot zérusnak vesszük:

$$N_{vf} = 4 \cdot N_{\delta} \frac{1 - \sqrt{K}}{1 + \sqrt{K}} \quad (23)$$

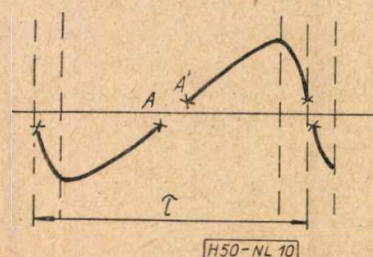
A K tényező jelenti a látszólagos és valódi teljesítmény hányadosát, amely teljesítmény akkor lép fel, amikor a sorvégfokozat a zérus átmeneti helyzetben van, vagyis, amikor a végső és a booster-dióda átkapcsol (10. ábra).

A K tényező értékét kísérlettel állapíthatjuk meg 16%-os visszafutási időnél:

$$\sqrt{K} = 0,81$$

21%-os visszafutási időnél:

$$\sqrt{K} = 0,82$$



10. ábra

Ezeket az értékeket behelyettesítjük a (23) egyenletbe:

$$\frac{N_{vf\ 21\%}}{N_{vf\ 16\%}} = 0,9 \tag{24}$$

A visszafutási időnél fellépő teljesítményszükséglet 0,9-re csökkent. Az anódáram maximumát a visszafutás kezdetén éri el, ezért az anódáram a visszafutás alatti veszteségteljesítménnyel arányos.

$$\frac{I_{a21\%}}{I_{a16\%}} = \frac{N_{vf21\%}}{N_{vf16\%}} = 0,9 \tag{25}$$

d) Az anód-csúcsáram meghatározható:

$$I_{acs} = \frac{8(1 + F_p) N_{\delta}}{U_{acs}(1 + p)(1 - \sqrt{k})} \tag{26}$$

ahol F_p az eltérítési idő alatt létrejövő fűrészfeszültség és a visszafutás alatt létrejövő impulzusfeszültség hányadosa:

$$F_p = \frac{U_f}{U_{vf}} = \frac{\pi}{2} \frac{1-p}{p} + \frac{\pi}{2} \tag{27}$$

A $p = 0,16$ értékhez $1 + F_p = 8,4$ (28)

A $p = 0,22$ értékhez $1 + F_p = 6,4$ (29)

Az anódáramok arányát megkapjuk a fenti két esetre, ha (28)-at, (29)-et behelyettesítjük (26)-ba:

$$\frac{I_{acs21\%}}{I_{acs16\%}} = 0,77 \tag{30}$$

Tehát az anód-csúcsáram 23%-kal csökken.

e) Az anód-disszipációk hányadosa a 16%-os és a 21%-os visszafutási időnél:

$$\frac{N_{a21\%}}{N_{a16\%}} = \frac{U_a I_{a21\%}}{U_a I_{a16\%}} = 0,9 \tag{31}$$

Tehát az anód-disszipáció 0,9-re csökken.

Foglaljuk eredményeinket táblázatba:

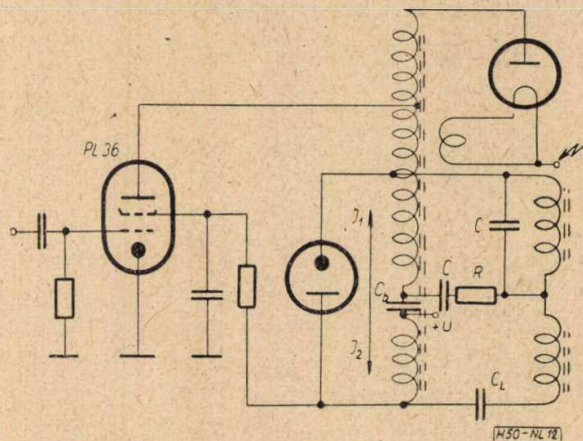
2. sz. táblázat

τ_{vf}	16%	21%
$I_{sugár}$	0	0
I_{acs}	1	0,77
N_a	1	0,9

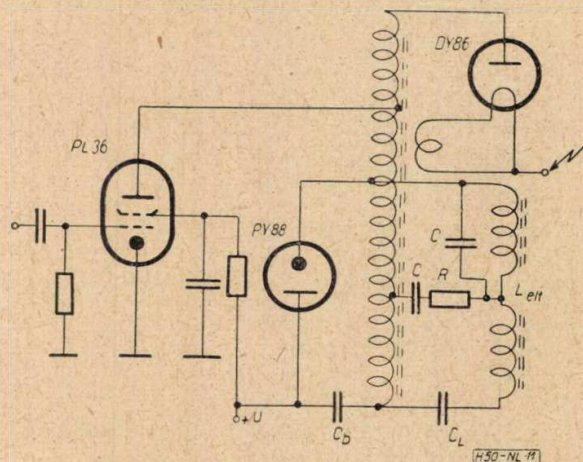
Mivel az anód-csúcsáram és az anód-disszipáció csökken, ennek következtében a megnövekedett teljesítményszükséglet ellenére felhasználható az ugyanolyan disszipációjú sorvégső, mint a 90°-os eltérítő technikában (PL 36). Sőt egyes cégek a PL 81-et is felhasználják a 110°-os soreltérítéshez.

3. Az eltérítő rendszerben az eltérítő tekercs induktivitását úgy választjuk meg, hogy impedanciája kb. 10-szerese legyen a 70°–90°-os eltérítő tekercsekéhez képest. Ha az eltérítő

tekercs impedanciája nagy, a sorkimenő transzformátort nem használjuk fel áram transzformálásra, hanem csak energianyereségre és nagyfeszültség előállítására. Ebben az esetben a veszteség a transzformátorban a kisebb terhelés miatt 15–20%-ról lecsökken 3–5%-ra. Ezt a veszteséget fel lehet használni az eltérítő energia-többlet pótlására (11. ábra).



11. ábra



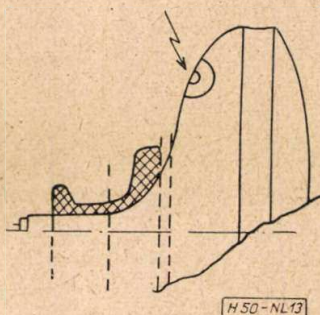
12. ábra

4. Egyes gyárak már korábban kidolgozták az ún. vasmaglemágnesező kapcsolást. Ennek a kapcsolásnak az alkalmazása a 110°-os eltérítő technika bevezetésével előtérbe kerül (12. ábra).

Az ábrán, a fenti nagy impedanciájú eltérítő tekercsel felépített, vasmag lemágnesező kapcsolást látunk. A sorkimenő transzformátor vasmagja a nagy áramátfolyás következtében erősen túlmágneseződne az általában használt sortranszformátor vaskeresztmetszete mellett. Azonban az I_1 és az I_2 ellentétes irányú áramok, így azok ellentétes mágneses indukciót gerjesztenek a vasmagban. A soreltérítő végfokhoz természetesen nagyobb áramú csőre van szükség, mint amelyet használtak a 70°-os eltérítő technikában. Ha azonban a cső árama bírja, akkor tetszőleges nagyságú eltérítő áramot tudunk létrehozni anélkül, hogy a vasmagban túlmágnesezés jönné létre.

Eltérítő tekercs

Az előző szempontokat figyelembe véve a vízszintes eltérítőtekercs a szimmetria síkban kettéosztott nyereg alakú féltekeresből áll. Ez a nyeregformájú tekercs ráfekszik a csőnyakra, parabolakúpra, valamint a csőfejre (13. ábra).

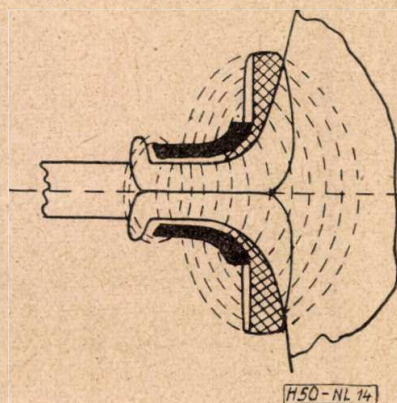


13. ábra

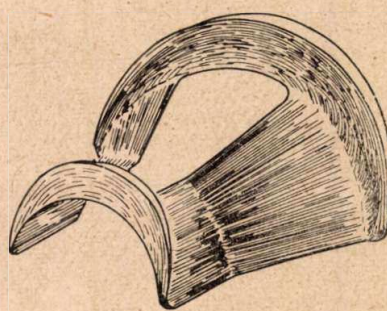
A vízszintes eltérítő tekercs tervezésénél a következő szempontokat kell figyelembe venni:

1. Az eltérítő tekercs hatásos hossza minél nagyobb legyen.
2. A helyes mezőeloszlással biztosítani kell a minimális geometriai torzítást.
3. Az L/r értéket úgy kell megválasztani, hogy az elektromos torzítás minimális legyen.
4. Kedvező tekercsjóság megválasztásával az eltérítő tekercs lecsengő rezgései minimálisak kell, hogy legyenek.

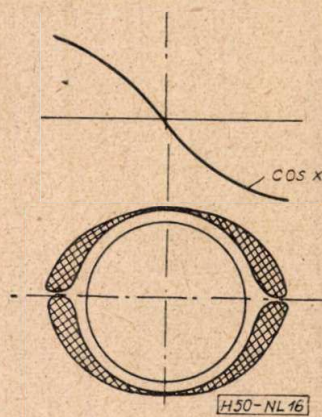
A katódsugárcsőben haladó elektronsugár eltérítési érzékenysége arányos az eltérítőtekercs hosszával (hatásos hossz). Az eltérítőtekercs hossza azonban csak részben növelhető, hiszen egy meghatározott hosszúság után a nyakárnyék jelenség áll elő, amely a képernyőn sötétedés formájában jelentkezik. Az eltérítő tekercs hossz-növelése csak az ernyő irányában lehetséges, hiszen a rövid elektronoptikai rendszer rövid csőnyakkonstrukciót tett lehetővé és ennek következtében az eltérítőtekercs vége az optikai rendszerig terjed, ellentétben a régebbi csőkonstrukciókkal, ahol pl. a 70°-os képcsőnél 100 mm-es távolság volt az optikai rendszer és a csőfej között. Az eltérítő tekercset a csőfej felé növeljük, azonban a csőfej irányában való növelésnél az ún. első karéjnak nagy apertúra nyílása adódik, ahol a nagy nyílásban nehéz egyenletes mágneses erőteret gerjeszteni. Az erővonalak a tekercs által határolt térfogathoz kifelé hajlanak (14. ábra). A kihajlás következtében követhetetlen torzítások lépnek fel. A jelenség részben kiküszöbölhető a helyes rézmennyiség megválasztásával. Így a tekercs felső karéj részén vastagabb, mint egyébként a többi részén (15. ábra). Az eltérítő tekercs középsík-metszetének cosinusz-törvény szerinti rézeloszlása van. Ez az eloszlás biztosítja, hogy a mágneses mező a teljes keresztmetszetben homogén lesz (16. ábra). Az eltérítő tekercs hátsó részét ugyancsak helyes rézelosztással megválasztott karéj határolja. Ennek a feladata, hogy a mág-



14. ábra



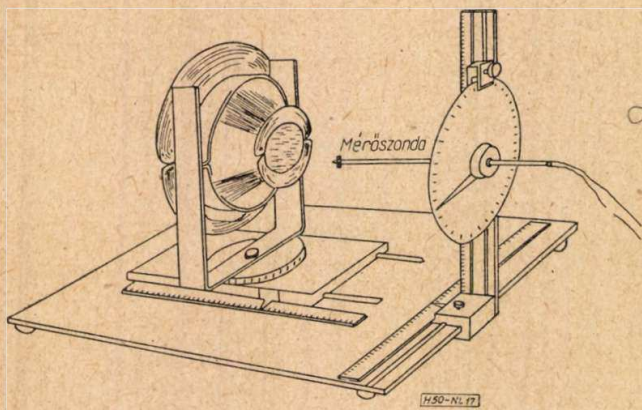
15. ábra



16. ábra

neses tér kialakításánál minimálisra csökkentse a szélhatást (diszkontinuitást). A vízszintes eltérítő tekercs tehát elég bonyolult geometriai formában van kiképezve, melynek kialakítása kísérleti mérések útján történik. A méréseket mágneses mező indikátor segítségével végezhetjük. A mágneses mező indikátor elvi felépítését a 17. ábrán láthatjuk.

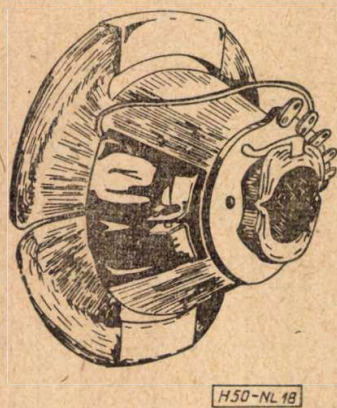
A mágnesező indikátorral a mérés a következő: az eltérítő tekercset szinuszgenerátorból tápláljuk. Az indikátor szondájával meghatározott pályán letapogatjuk a mágneses teret. A szonda meghatározott szög-elfordulásával a térerősségvektor függőleges és vízszintes vetületéhez tartozó feszültséget kaphatjuk meg. Az ilyen jellegű vizsgálattal annál pontosabb eredményt ad, minél több lépcsőben és pontban végezzük el a mérést.



17. ábra

A kísérleti mérésekkel meghatározott helyes geometriai tekercsformáról kétrészes fémsablon készül, amelyről azután sorozatos tekercsek $\pm 2\%$ -os geometriai pontosság betartásával gyárthatók. A sablon forgatásához speciális tekercselőgépre van szükség. Megjegyezhetjük továbbá, hogy a sablonban tekercselt tekercs formahűségéről speciális huzallal gondoskodunk (termulán huzal). Ez a huzal a normális szigetelésen kívül be van vonva olyan ragasztóanyaggal, amely a hő hatására lágyul, és kihűlés után ismét merevedik. Ezért a tekercset a sablonban való tekercselés után, rajta átfolyó árammal fel kell melegíteni. Így a forma eltávolítása után a tekercs megmarad a kívánt alakban (18. ábra).

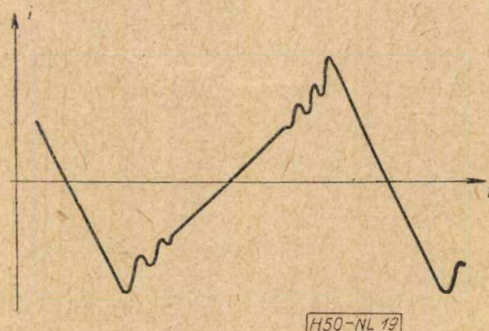
A vízszintes eltérítő tekercset meghatározó mérhető paraméterek L , r , L/r , Z . Az L/r



18. ábra

értékét az eltérítő tekercs geometriája szabja meg. Értéke 0,4—0,85 között változik. Szükséges, hogy L/r minél nagyobb értékű legyen, a minimális elektromos torzítás szempontjából. A vízszintes eltérítő tekercset az impedanciájával szokás jellemezni. Általában két jellegzetes eltérítőtekercs impedancia terjedt el az eltérítéstechnikában. A kisimpedanciás eltérítőtekercs párhuzamos kapcsolásban 4—6 mH önindukcióval, vagy a sorbakötött féltekercsekkel, nagyimpedanciás eltérítőtekercs 50—60 mH önindukcióval.

A kisimpedanciás eltérítő tekercs elterjedése azzal magyarázható, hogy kedvező Q jósági tényező értéket kapunk ($Q = 5-10$) és így a berezgések a soridő kezdetén és végén minimálisak lesznek. A nagy impedanciájú eltérítőtekercs jósági tényezőjének értéke nem szerencsés, annak nagysága lehetővé teszi, hogy az eltérítőtekercsben ébredő szabadrezgés néhány perióduson keresztül fennmaradjon. Ez a berezgés 3—5 μs időtartamú, a képcsővön függőleges csfkok alakjában mutatkozik. A fenti berezgések csillapítására kísérlettel meghatározott pótalkatrészek beépítése szükséges (RC csillapító tagok) (19. ábra).



19. ábra

Az adott geometriájú eltérítőtekercsnek adott L , r értéke mellett meghatározható az eltérítéshez szükséges áram nagysága. Kis impedancia esetében 1,4—1,6 A, nagyimpedancia esetén 350—400 mA. Ez utóbbi éppen biztosítható boosterkapcsolás segítségével, közvetlenül az anódkörben transzformálás nélkül.

(Folytatjuk.)

Negatív impedanciák alkalmazása áramkörök kéthuzalozású erősítésére*

PÁL GASZTON, BHG

II. rész

A negatív impedancia fogalma. A negatív impedanciák jellege és felosztásuk. A különböző típusú negatív impedanciák realizálása különböző áramkörökkel. Stabilitásra vonatkozó megfontolások. A különböző negatív impedanciák áramköri realizálására vonatkozó méretezési szempontok és a gyakorlati méretezés módszerei. Áramköri analízis. Alkalmazással összefüggő szempontok. Az elektroncsövekkel és tranzisztorokkal történő megoldási lehetőségek összehasonlítása. Egy megvalósított negatív impedanciájú erősítő berendezés részletes áramköri ismertetése. A szolgáltatások és alkalmazási lehetőségek.

Az elektroncsöves és tranzisztoros megoldás összehasonlítása

Az elektroncsöves és tranzisztoros kivitelű negatív impedanciájú erősítők összehasonlításánál igen sok és eltérő szempontot kell mérlegelni. A kétféle megoldás közül mindkettőnek lényegbevágó előnyei és hátrányai vannak, melyeket az alkalmazási körülményektől függően több, vagy kevesebb súllyal kell számításba venni. A tranzisztoros megoldások kétségtelen előnye a kis tápáramfogyasztás, kis helyszükséglet, alacsony tápfeszültségek, a tranzisztorok gyakorlatilag korlátlan élettartama, és mindezekből következőleg az egyszerűbb távtáplálhatóság. Igen súlyos hátránya azonban a tranzisztoros megoldásoknak az a körülmény, hogy $1 : -1$ áttételű impedancia és fázishelyes transzformáció tranzisztoros áramkörökkel csak rendkívül bonyolult, többfokozatú áramkörökkel valósítható meg. Ez a nehézség a tranzisztoros megoldásokból a sajátosságából ered, hogy már igen alacsony frekvencián is tetemes fázisforgatást okoz, belső fizikai adottságai folytán. A fázisforgatás megszüntetéséhez szükséges fokozatok nagyobb száma, a bonyolult és sok elemet tartalmazó áramkör egyrészt a hosszúidejű stabilitást veszélyezteti, másrészt az összes, előbb felsorolt előnyök értékét erősen leszállítja. Megnövekszenek a méretek, elsősorban az alacsony frekvenciasáv folytán nagyméretűre adódó alkatrészek, különösen a transzformátorok miatt. Megnövekszik a tápáramfogyasztás, a hibásodási valószínűség és főként az előállítási ár. Ezek a körülmények pontosan azokat az előnyöket veszélyeztetik, melyek a negatív impedanciájú erősítőket előnybe helyezik bizonyos körülmények között a villaáramkört tartalmazó erősítőkkel szemben. További hátrányuk a tranzisztoros megoldásoknak a viszonylagosan alacsony teljesítmény, kis erősítés és kis vezérelhetőség. Ezek a körülmények az automata központok trunk hálózataiban való alkalmazhatóságot nagymértékben csökkentik, mert a

vezérlő szint az éppen létrejött kapcsolástól függ, így könnyen túlvezérlések léphetnek fel, melyek meg nem engedett mértékű torzításokra vezetnek. Az a körülmény, hogy a tranzisztorral kivitelezett áramköri megoldásoknál a K nem konstans szám, hanem valamely, több paramétert tartalmazó függvény, az ilyen típusú erősítők beállítását és üzembehelyezését nagymértékben megnehezíti, sőt a vonalutáztatnak előre, számítás útján való meghatározását gyakorlatilag lehetetlenné teszi. A fentiek miatt a tranzisztoros negatív impedanciájú erősítők elsősorban azonos típusú kábelekből és azonos elektromos tulajdonságokkal rendelkező szakaszokból álló hálózatokon alkalmazhatóak gazdaságosan. Az elektroncsövekkel kialakított negatív impedanciájú erősítőkkel az $1 : -1$ impedanciátranszformáció megvalósítható (ebben az esetben teljes egészében érvényes a 11. 12. és 13. ábrák áramköri vázlata és a nyert eredmények, míg tranzisztoros esetében, a tranzisztorok belső fázisforgatása, mint említettük, ott nincs figyelembe véve), így könnyen beállíthatók és a legkülönbözőbb kábelkarakterisztikákhoz is idomíthatók. Ezáltal ebből a szempontból felhasználási körük igen tág, azonban relatíven nagy helyszükséglet, a magas tápfeszültségek gazdaságos felhasználásukat más szempontból korlátozzák.

Végül, az összes körülményeket számításba véve, helyi hálózatokban, központokban elhelyezve, az elektroncsöves kivitel látszik előnyösebbnek, mivel itt a távtáplálás szempontjai nem érvényesülnek, míg hosszú kábeláramkörök súlypontjában, a végektől elég nagy csillapítás-távolságra elhelyezve, a távtáplált tranzisztoros megoldások látszanak kedvezőbbnek.

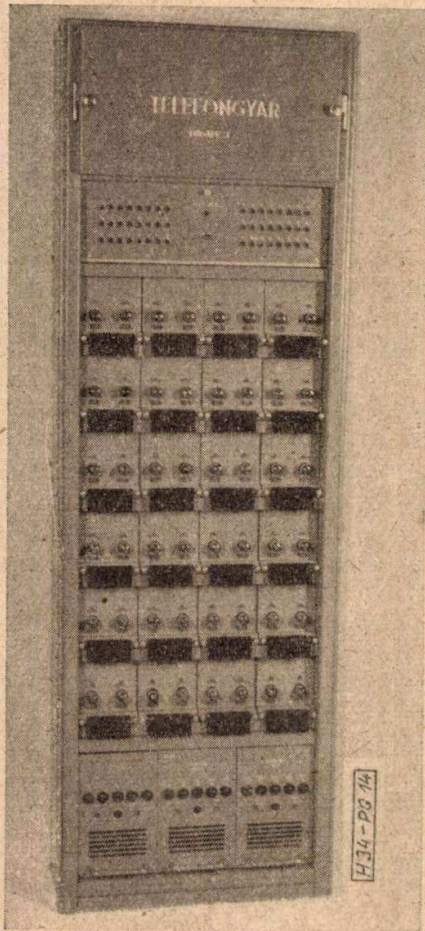
Végezetül meg kell jegyezni, hogy maguk az erősítők köbtartalomban a kétféle kivitelnél nem különböznek lényegesen egymástól, mert a helyszükségletet az alacsony frekvenciasáv miatt elsősorban a szükséges transzformátorok és csatoló elemek viszonylagosan nagy méretei befolyásolják.

Egy alkalmazott soros- és parallel-jellegetű negatív impedancia

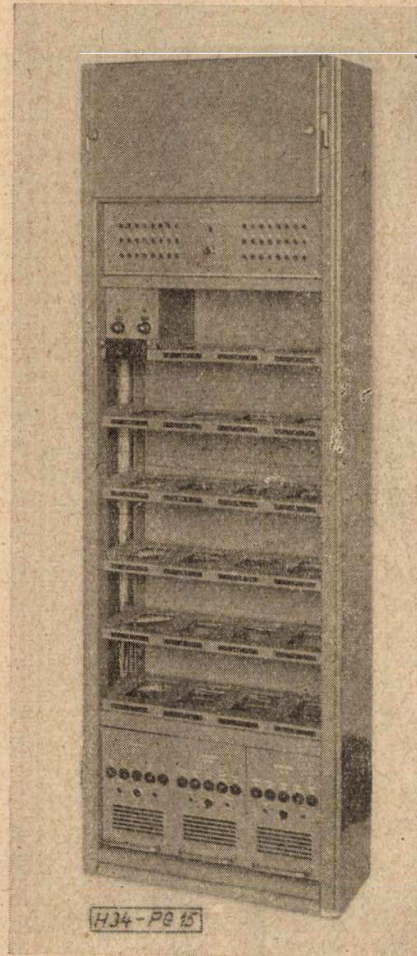
Az alábbiakban ismertetett negatív impedanciájú erősítő berendezés (Budavox NI—10) nagy városok kiterjedt trunkhálózataiban való alkalmazás céljaira szolgál. Ilyen jellegű alkalmazás esetében a negatív impedanciájú erősítők egy központi helyen nagy mennyiségben kerülnek felhasználásra és ezért dugaszolható kivitelben készülnek. Egy szekrény 48 darab

* Az I. rész a X. évf. 6. számában jelent meg.

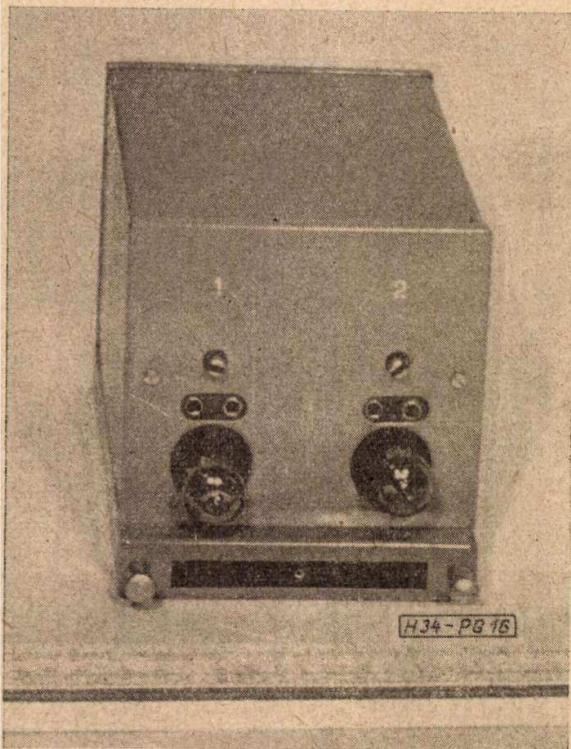
BUDAPESTI MŰSZAKI
KÖZPONTI
1948
KÖZTÁRSASÁG



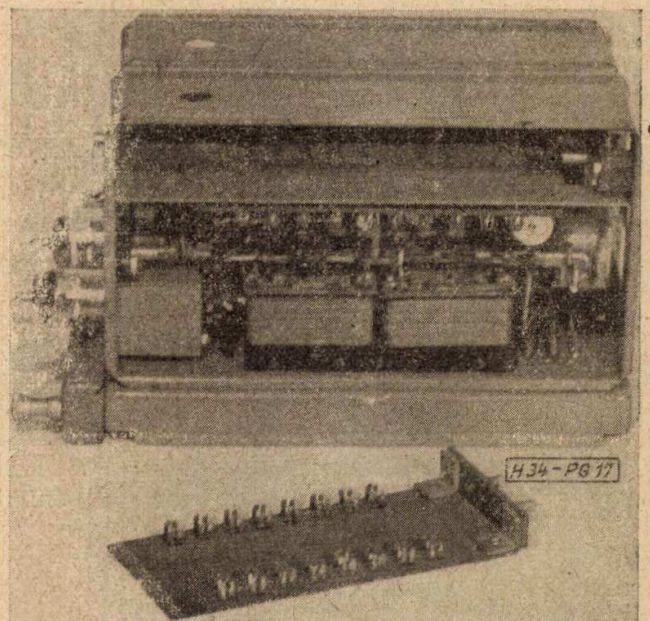
14. ábra. 48 egységet tartalmazó negatív impedanciájú erősítő berendezés



15. ábra. A szerelt keret egységek nélkül



16. ábra. Két erősítőt tartalmazó egység



17. ábra. Az egységek belső szerelése

erősítő egységet képes befogadni. A keretbe behelyezett egységet, az előlapon bedugaszolt szigetelt dugaszok kötik össze a szekrénykábelezéssel. A dugaszokban alkalmazott csatlakozó

hüvelyek lehetővé teszik az áramkörök vizsgálatát a dugaszok kihúzásával, tehát az áramkörök megbontása nélkül.

A keret kábelezése univerzális megoldású. A szekrény, a forraszcússávon végzett egyszerű átforrasztások útján, tetszés szerinti típusú negatív impedanciájú erősítővel építhető ki.

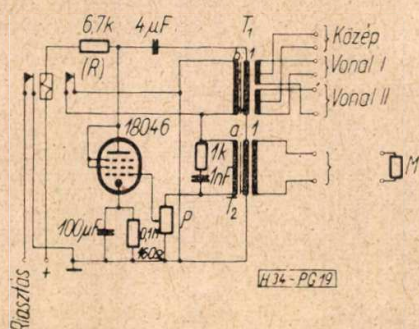


18. ábra. Tápegység

Így kiépíthető a keret 48 darab párhuzamos negatív impedanciájú erősítővel, vagy 24 darab soros és 24 darab parallel negatív impedanciájú erősítóből álló erősítő négyfázissal, vagy a fenti típusok tetszőleges kombinációjával.

A keret jelző és riasztó áramkörökét is tartalmaz az egyes egységekben esetleg fellépő hibák helyi és távjelzése céljából. Bármelyik egység meghibásodása esetében a berendezés nem-sürgős riasztást ad és a hiba helyét jelzőlámpa segítségével jelzi. Csoportos hiba esetében, amely például valamely erősítőcsoport tápfeszültségeinek kimaradásakor léphet fel, sürgős riasztást ad a berendezés, a csoporthiba egyidejű jelzése mellett.

A berendezés három tápegységet tartalmaz az erősítők és a jelzőáramkörök tápfeszültséggel való ellátása céljából. Egy tápegység 16 darab erősítőt lát el. A táplálás ilyen módon való megosztása fokozott üzembiztonságot eredményez. Tekintettel arra, hogy egy 48 erősítő



19. ábra. Soros típusú negatív impedanciájú erősítő

tartalmazó berendezést nem minden esetben üzemeltetnek teljes kiépítésben, gondoskodás történt arra nézve is, hogy a tápfeszültségek a tápegység egyetlen erősítővel történő terhelése esetében sem lépik túl a megengedett értékeket.

A berendezésben alkalmazott soros negatív impedanciájú erősítő (NI—10 A) egy darab 18046 típusú elektroncsövet tartalmaz, mely triódának kapcsolva működik (19 ábra). Az áramkört elméletileg már részletesen ismertettük

A kábelek ferde átviteli karakterisztikájának kiegyenlítése érdekében a soros negatív impedanciát ellenkező ferdeségű átviteli karakterisztikával valószínűsítettük meg. Ezt a célt a T_1 és T_2 transzformátorok megfelelő méretezésével értük el. Tekintettel arra, hogy a szokásosan alkalmazott kábelek csillapítása 300 Hz körül elhanyagolható, a méretezéshez feltételként előírható, hogy az erősítés 300 Hz-nél, vagy valamely más, ennél alacsonyabb frekvencián legyen nulla.

Ez természetesen azonos azzal a feltétellel, hogy a $-Z_s$ értéke legyen nulla, azaz a vonalba betranszformált Z_s impedancia zérus. Ezek alapján kis frekvenciákon felírható, hogy

$$1 + R_i \left(\frac{1}{R} + \frac{M + X_M}{M \cdot X_M} \right) - \mu \cdot a = 0$$

$$\text{ill. } X_M = \frac{R_i}{\mu \cdot a - 1 - \frac{R + M}{R M} R_i}$$

Ebből a megfelelő értékek helyettesítése után, figyelembe véve azt is, hogy M általában komplex érték, a T_2 transzformátor primer önindukciója meghatározható.

A fenti módszerrel számított primer önindukció, mely néhány száz millihenry nagyságrendű, megfelelő légrés segítségével van beállítva.*

A potenciométer a transzformáció, azaz az erősítés szabályozására szolgál. A rácskörben alkalmazott $R-C$ kombináció a két transzformátor eltérő paramétereit egyenlíti ki.

Az anódkörben alkalmazott jelfogó az anódáram kimaradása esetében egyrészt riasztást ad, másrészt a vonaltranszformátor rácsköri tekercsét rövidre zárja. Mivel a transzformátor szórása elhanyagolhatóan kicsi, a meghibásodott erősítő beiktatási csillapítása zérusra csökken.

A soros jellegű negatív impedanciájú erősítő transzformációs tulajdonságait a 20. ábra tünteti fel. Az ábrán a különböző valós vonalutánszátimpedancia értékek vonaloldalra áttranszformált

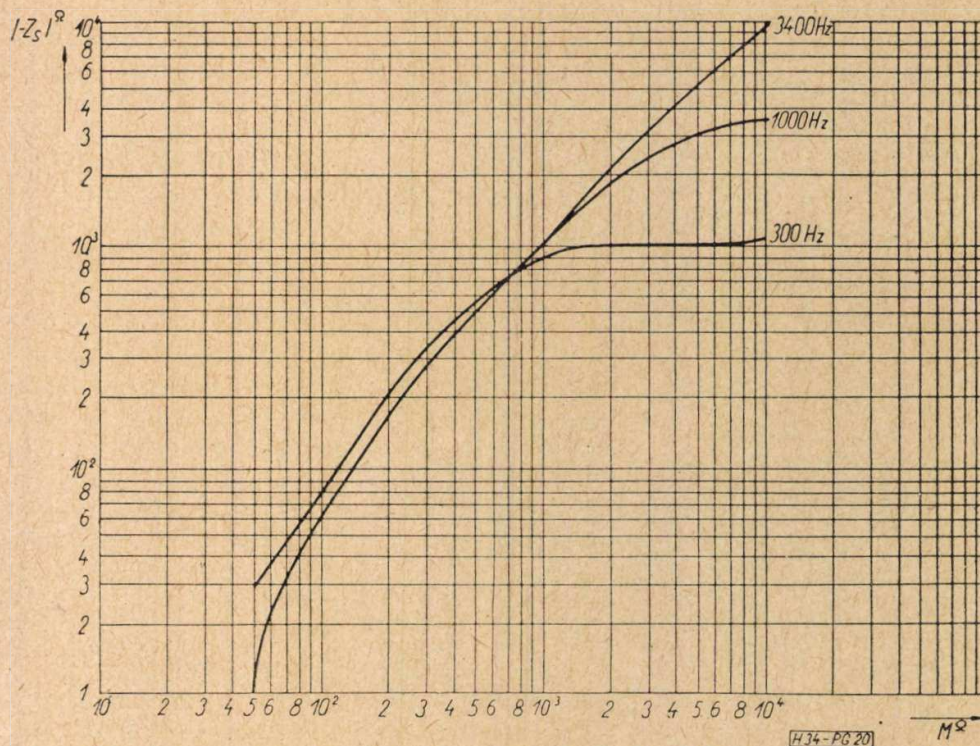
* Ha ugyanezen transzformátort légrésmentes vasmaggal készítjük, nagy primer önindukciót érünk el. Az ilyen transzformátorral ellátott erősítő egyenes átviteli karakterisztikát valószínűsít meg. Ilyen erősítőt szokás terhelt kábelekhez alkalmazni. Ebben az esetben a vonalon mikrofonáram nincs, így a légrés nélküli transzformátorban káros előmágnesezés nem lép fel.

negatív értékei vannak ábrázolva három különböző frekvencián, a vonalutáztat-impedancia függvényében. A 21. ábrán a különböző valós vonalutáztat-impedancia értékek vonaloldalra áttranszformált negatív értékeinek fázisszöge van ábrázolva, három különböző frekvencián, a vonalutáztat-impedancia függvényében. Az ábrákon jól látható, hogy azokon a helyeken, ahol a transzformátorok primer önindukciójának hatása érvényesül, tehát az alsó határfrekvencia közelében és növekvő vonalutáztat-értékek mellett, a transzformációs állandó egyre jobban eltér az egységtől (a görbe a 20. ábrán eltér az egyenestől) és a fázisszög rohamosan megnő. (Ez a hatás hozza létre a fentebb említett ferde karakterisztikát.)

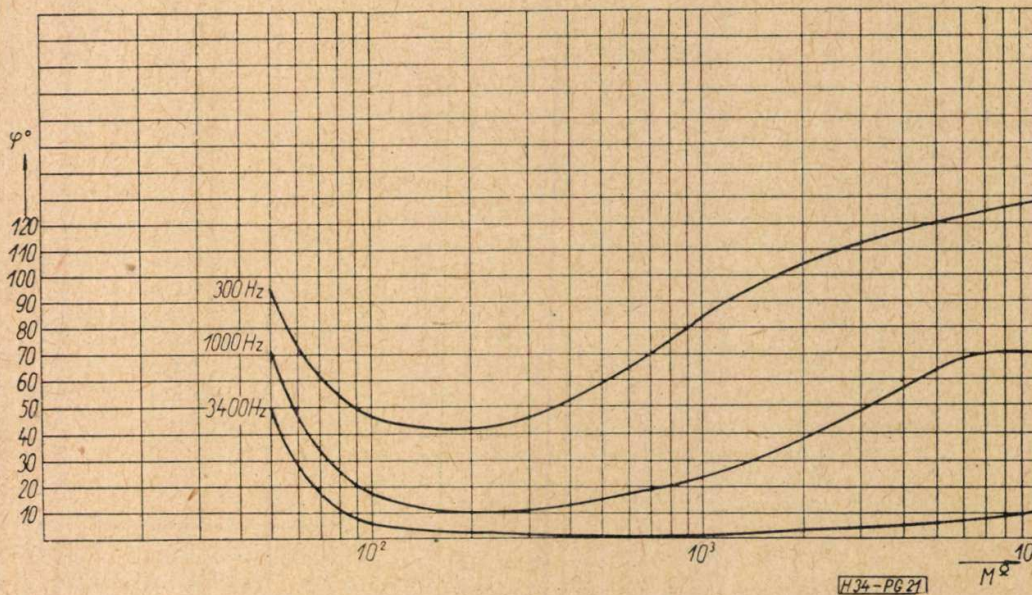
A berendezésben alkalmazott parallel negatív impedanciájú erősítő (NI-10 B.) is egy darab 18046 típusú elektroncsövet tartalmaz, mely triódának kapcsolva működik (22. ábra).

Fentiekben elméleti szempontból ezt az áramkört is részletesen analizáltuk már. Itt csak egy, a mérétezésnél felhasznált feltételt említünk meg.

A megfelelő torzitási és teljesítményviszonyok elérése érdekében a csövet megfelelő munka-

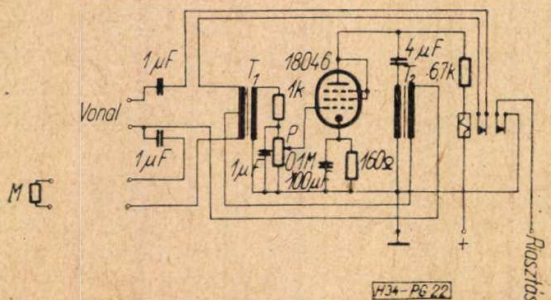


20. ábra. A valós vonalutáztat transzformálása a vonalutáztat értékek függvényében soros jellegű negatív impedanciájú erősítő esetében

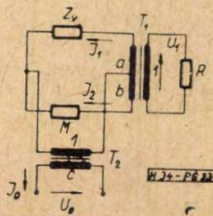


21. ábra. A valós vonalutáztat transzformálásának fázisszöge a vonalutáztat értékeinek függvényében, soros jellegű negatív impedanciájú erősítő esetében

ellenállással kell terhelni. Az elektroncső a 23. ábra vázlatán feltüntetett impedanciába dolgozik, ahol Z_v a vonal párhuzamosnak tekintett impedanciája; M a vonalutáztat impedanciája; R a transzformátor szekunder oldali terhelése; a , b és c a transzformátorok feszültség áttételeit adják meg.



22. ábra. Párhuzamos jellegű negatív impedanciájú erősítő



23. ábra. Párhuzamos jellegű negatív impedanciájú erősítő anód-köri terhelése

Az ábra alapján a szükséges kedvező illesztés az alábbi összefüggésekből határozható meg:

$$(a + b)U_1 + I_1 Z_v - I_2 M = 0$$

$$I_1 Z_v + a U_1 - \frac{1}{c} U_0 = 0$$

$$c I_0 - I_1 - I_2 = 0$$

$$I_1 a - I_2 b - \frac{U_1}{R} = 0$$

$$Z_a = \frac{U_0}{I_0}$$

ahol Z_a az anódkört terhelő impedancia.

Innen a levezetés mellőzésével:

$$Z_a = \frac{(a^2 M + b^2 Z_v) R + M Z_v}{(a + b)^2 R + Z_v + M}$$

Ha R olyan nagy, hogy sönthatása elhanyagolható, akkor:

$$Z_a = \frac{a^2 M + b^2 Z_v}{(a + b)^2}$$

A vonalon levő mikrofonáram és a jelzésátvitel söntölésének megakadályozására a parallel típusú negatív impedanciájú erősítővel sorban egy $1\mu\text{F}$ -os kondenzátor van alkalmazva. Ennek

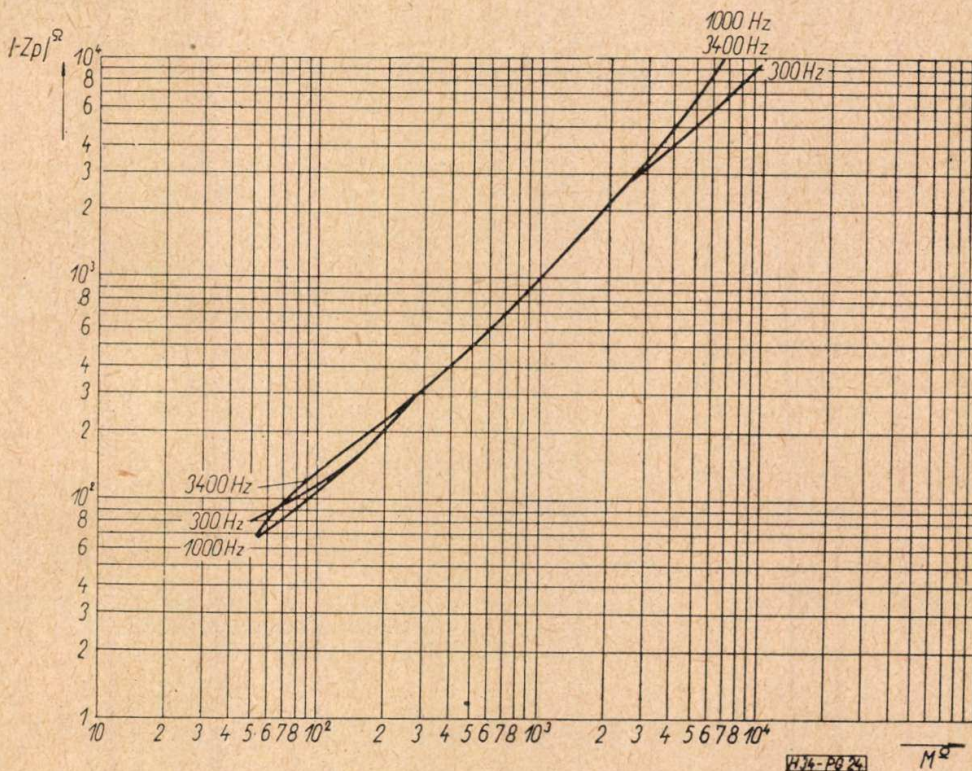
a kondenzátornak a transzformációt befolyásoló hatását egy, a vonalutánzáttal sorban előer beépített ugyancsak $1\mu\text{F}$ -os kondenzátor kompenzálja. Így elérhető, hogy a sorbakötött kondenzátor ellenére a transzformációs állandó gyakorlatilag -1 marad.

A rácskörben alkalmazott potenciométer a transzformációt, azaz az erősítés szabályozását szolgálja.

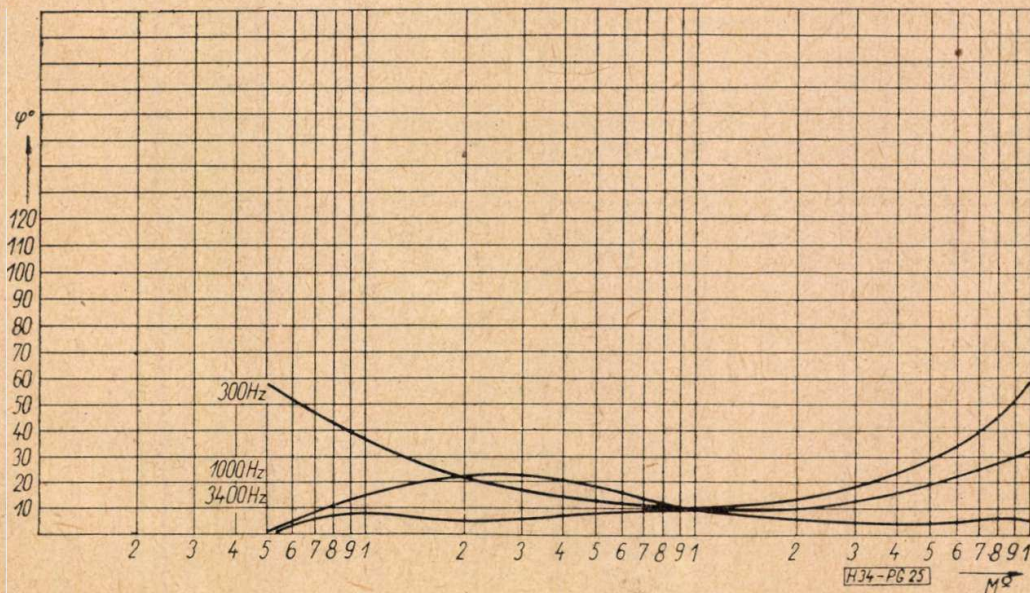
Az anódkörben, úgy mint a soros típusnál, itt is jelfogó nyer alkalmazást. Ez egyrészt az anódáram megszüntése, vagy nagymértékű lecsökkentése esetében riasztást ad, másrészt megszakítja a bemenő áramkört és így a meghibásodott erősítő beiktatási csillapítását nullává teszi.

Az ismertett parallel típusú negatív impedanciájú erősítő transzformációs tulajdonságait a 24. ábra tünteti fel. Az ábrán a vonalutánzat impedancia vonal oldalra transzformált negatív értékei vannak feltüntetve, a vonalutánzat impedancia függvényében, három frekvencián.

A 25. ábra a transzformált impedancia fázisszögét mutatja a valós vonalutánzat impedancia függvényében, az eddigi diagramokban is szereplő három frekvencián.



24. ábra. A valós vonalutánzat transzformálása a vonalutánzat értékeinek függvényében, párhuzamos jellegű negatív impedanciájú erősítő esetében

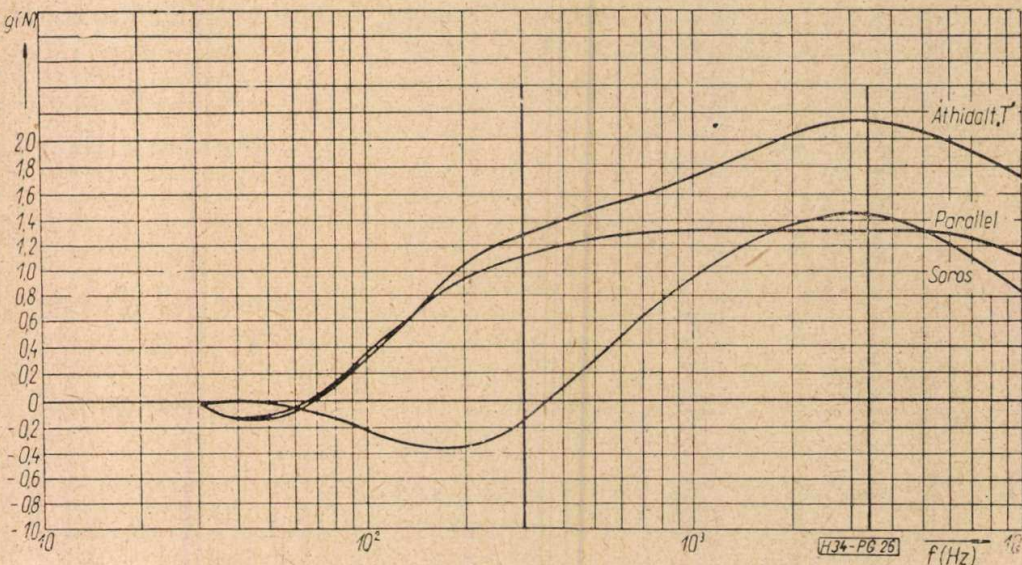


25. ábra. A valós vonalutánzat transzformálásának fázisszöge a valós vonalutánzat értékeinek függvényében, párhuzamos jellegű negatív impedanciájú erősítő esetében

Az ábrákból látható, hogy a gyakorlatilag szóbajöhető tartományokon belül a transzformáció jó közelítéssel -1 (a görbe a 24. ábrán közel jár a 45° -os egyeneshez), és a fázisszög gyakorlatilag elhanyagolható.

A 26. ábra a soros és parallel negatív impedancia, valamint a kettő kombinációjából képezett erősítő erősítését mutatja be valós 600 Ohmos lezárások között a frekvencia függvényében. Az ábrázolt esetben a vonalutáncat értékei: soros típusnál 900 Ohm és a parallel típusnál 400 Ohm. Ebben az esetben az áthidalt „T” hullámellenállása 600 Ohm.

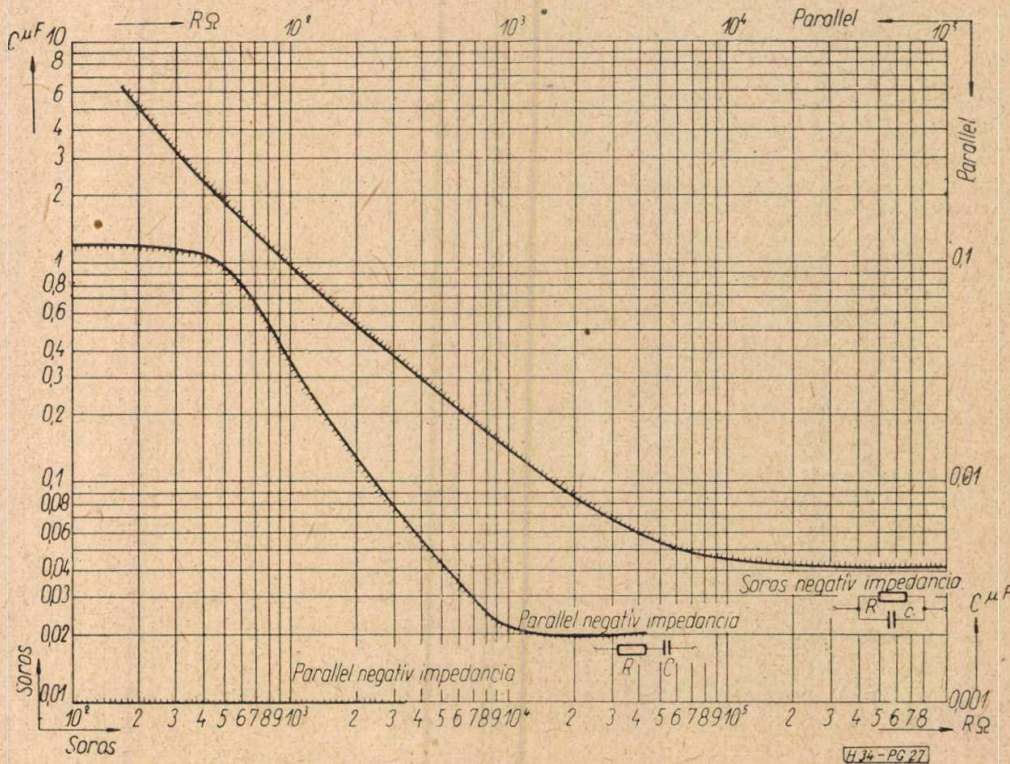
A 27. ábra komplex vonalutáncat alkalmazása esetében a kétféle típusú negatív impedancia stabilitási határait ábrázolja. A vonalutáncat soros jellegű negatív impedanciánál párhuzamos $R-C$ kombináció, míg parallel típusú negatív impedanciánál soros $R-C$ kombináció. Az ordináta a vonalutáncat C tagjának, az abszcissza pedig R tagjának az értéke. Soros típusnál a jelölt görbe alatti terület azon $R-C$ kombinációkhoz tartozó pontok mértani helye, melyek alkalmazása esetében az áramkör stabil marad. Parallel típusnál a jelölt görbe feletti terület azon $R-C$ kombinációkhoz tartozó pontok mértani helye, melyeknek a vonalutáncatban való alkalmazása esetében az áramkör stabil marad. Az utóbbi területhez még hozzá tartozik a valós tengely jelölt szakasza is, mint mértani hely. A 27. ábra görbéi elsősorban az üzembhelyezés szempontjából bírnak jelentőséggel. A kábel jellemző adatainak, impedancia- és csillapítás görbéjének ismeretében közelítőleg előre meghatározható a szükséges vonalutáncat kombináció, melynek értékeit a diagramban ellenőrizve előre eldönthető, hogy az áramkör belső stabilitása megfelelő lesz-e.



26. ábra. Az erősítés (g) 600 Ohmos rendszerben a frekvencia függvényében. A vonalutáncat a soros negatív impedanciájú erősítő esetében 900 Ohm, a párhuzamos típusnál 400 Ohm

IRODALOM

G. Crisson: Negative impedances and the twin 21-type repeater, Bell System Technical Journal 1931
 J. L. Merrill: Theory of the Negative Impedance Converter, Bell System Technical Journal 1951.
 J. L. Merrill, A. F. Rose, J. O. Smethurst: Negative Impedance Telephone Repeaters. Bell System Technical Journal 1954.
 J. Gammie, J. L. Merrill: Stability of Negative Impedance Elements in Short Transmission Lines. Bell System Technical Journal 1955.
 Jindrich Cermák: Dvojpolevé telefonni zesilovače, Slabopronď Obzor 1955.
 J. R. Tillmann: A Negative Impedance Converter for use as a Two-Terminal Amplifier. The Post Office Electrical Engineers Journal 1955.



27. ábra. Komplex vonalutáncat alkalmazása esetében a stabilitást biztosító vonalutáncat-kombinációk

Herbert Ebel: Negative Widerstände mit transistoren in der Netzwerksynthese. NTZ 1956.
T. Scheller, H. W. Becke: Über negative Widerstände, Transistoren und Rückkopplungsschaltungen in ihren gegenseitigen Abhängigkeiten, Frequenz 1957.

Th. Grewe: Ein Zweidrahtverstärker mit negativen Widerständen, NTZ 1955.

Lajtha György: Negatív impedanciájú erősítők, Magyar Híradástechnika 1958.

Alacsony nyomású gázkisülések egyes jelenségeinek vizsgálata*

BITÓ JÁNOS

Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

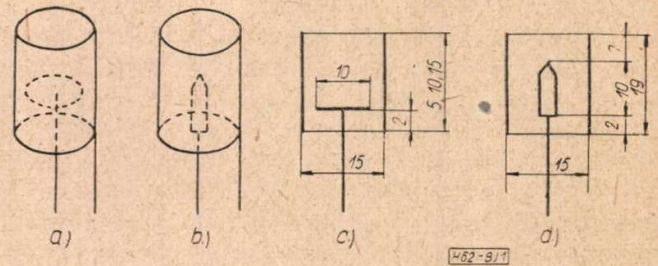
A szerző ismerteti az alacsony nyomású gázkisülések pozitív oszlopának rétegződésére vonatkozó eddigi munkákat, továbbá a cikk tárgyát képező kísérlet sorozatban végzett anódoldali beavatkozás vizsgálatának körülményeit és az eredmény detektálási módszereit. A megfigyelések alapján kimutatja, hogy az alacsony nyomású gázkisülések pozitív oszlopaiban lejátszódó rétegződés befolyásolható nemcsak katódoldali perturbáció alkalmazásával, hanem az anód speciális kiképzése révén is, tehát anódoldali beavatkozással. A speciálisan megpálasztott anód következtében feszültségstabilizáló hatás is észlelhető. A szerző az eredményeket összeveti az irodalmi adatokkal.

A gázkisülések elméletével foglalkozó kutatók nagy száma vizsgálta és vizsgálja ma is a kisülések pozitív oszlopaiban lejátszódó rétegződési folyamatokat és azok eredetét, valamint befolyásolhatóságára vonatkozólag többféle álláspontot foglal el [1—12]. Egyes szerzők szerint a pozitív oszlop plazmarétegződésének okai katódoldali eredetűek [6, 12—18], míg mások az anódoldali behatásokat tartják döntőnek a plazmarétegződés kialakulásában [1—3, 19]. Pekarek szerint a rétegződés katódoldaltól ered, amit forgótükros módszerrel vizsgált, mozgó rétegződést állítva elő. Minden egyes rétegződés meghatározott élettartamot rendelt, amely annál nagyobb, minél távolabb van a katódtól a réteg eredési pontja. A kísérleteket általában neon-töltésű csővel végezte, 1—2 mmHg nyomásnál, s a perturbációt négyszög-hullám-generátorral adta a csőre, áram-modulálással. Gyenge perturbáció esetén a jelenség leírható volt a klasszikus kvantummechanika időtől függő perturbáció-számítási módszerével. A pozitív oszlop katódoldali végén step-by-step generációjú perturbációt alkalmazott, majd egy másik úton is, a ballonfalra helyezett fémgűrűre vitt pulzáló jellel vizsgálta a rétegződést, megállapítva, hogy a rétegződések kialakul-

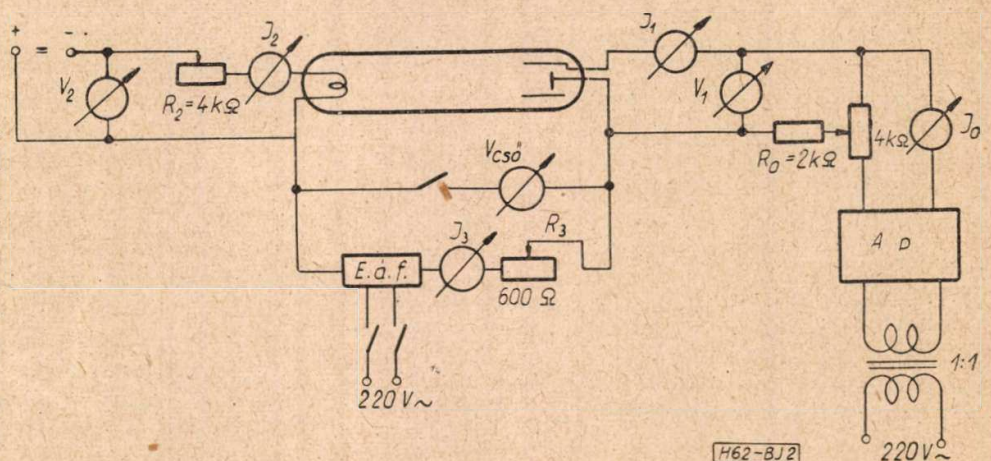
lását befolyásoló legfontosabb tényezők a következők:

- a) a plazma rétegződési tendenciája;
- b) a pozitív oszlop hossza;
- c) az elektródák körüli terület;
- d) a külső elektromos perturbáló rendszer.

Szerinte neon alapgáz a legérzékenyebb a rétegződésre. Csapnyik szintén a katódoldali eredetre vonatkozólag dolgozott ki elméletet. A plazma összenyomhatatlanságára vonatkozó



1. ábra



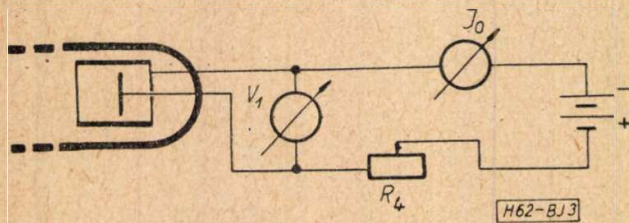
2. ábra

feltételekből kiindulva, a kontinuitási egyenletet felhasználva, egy θ csökkenésű rétegződési folyamatot ad meg. Mások elektron-sűrűségi és tértöltési hullámok alapján létrejött áramingadozásból magyarázzák a rétegződést, ami lehet mozgó vagy álló. Az 1958. szeptemberében Balatonvilágosán megtartott gázkisülési kollokviumon K. Wojacek foglalkozott ezzel a témá-

* A Híradástechnikai Tudományos Egyesületben 1959. június 26-án elhangzott előadás.

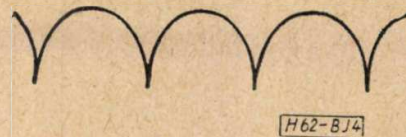
val. „Laufende Schichte kleiner Amplitude in der Argon-Niederdruckentladung” című előadásában a pozitív oszlop katódoldali végén végzett perturbációval, mozgó rétegződések előidézéséről számol be, ami vizsgálható és levezethető a linearizált diffúzió-elméletből az unstacioner pozitív oszlopra vonatkozólag.

Szigeti György az előadáshoz hozzászólva megemlítette, hogy az 1930-as években erre a témára vonatkozólag végzett kísérletet, amelynél azt figyelte meg, hogy a pozitív oszlop rétegződéseire lehet hatni anódoldali beavatkozással. Ezen megállapítás alátámasztására a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézetben vizsgálatokat folytattunk. A reprodukciós kísérletek során 500 mm hosszú, 3 mm Hg argontöltésű csöveket használtunk fel, a szokásos 38 mm-es átmérővel, s a csövekbe kb. 60 mg Hg-t adagoltunk. A fentemlített szerzők közül egyesek egyenáramú, mások váltakozó áramú üzemeltetésnél nézték a pozitív oszlop rétegződéseit. Mi, kísérleteinkben, egyenáramról tápláltuk a kisülési csövet. Általában 25 ± 2 C° hőmérsékletű környezetben történt a mérés és a bekapcsolástól számítva 20–30 perc időt hagytunk a mérés előtt az egyensúlyi állapot beállításához. A csőre általában 55–60 V feszültség esett. Az anódlemez egy henger vette körül, amelynek palástmagassága a különböző csöveknél változott, s ugyanakkor egy másik paraméterként az említett anódlemez vagy lejjebb vagy feljebb helyezkedett el, annak függvényében, hogy mennyire volt cél azt leárnyékolni. Készítettünk egy olyan anódkonstrukciót is, amelyben nem anódlemez, hanem a pozitív oszlop fölé helyezett bot, rúd képezte az anódot. Mind az anódlemez, mind pedig az azt körülvevő henger nikkeltől, a rúd alakú anód pedig nikkelcsőből készült. A cső katódjaként 40 W-os fénycsőspirál szolgált, amit 425 mA egyenáram fűtött. A kapcsolási elrendezést a 2. ábra mutatja. Később az anódkör módosult, kiiktatva az anódpótlót, helyette akkumulátortelepet használtunk fel, mert a K áramkörben nagyobb áramerősségeknél akartuk megnézni az anód körüli viszonyokat (3. ábra).



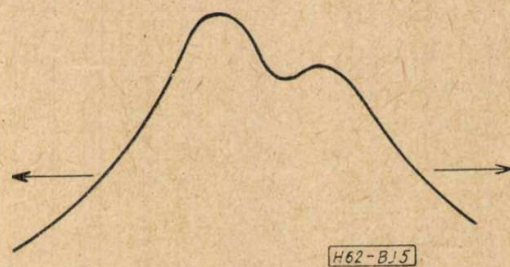
3. ábra

A kísérlet célja az anódlemez és az azt körülvevő henger közé iktatott K anódkör segítségével az anód körüli viszonyokat befolyásolni, s ennek következményét a pozitív oszlopban megfigyelni. Ez a hatás — a pozitív oszlop plazmájának rétegződése — megfigyelhető volt, és ki is lehetett mutatni. A detektálás részben oszcilloszkóp segítségével történt, a feszültséget



4. ábra

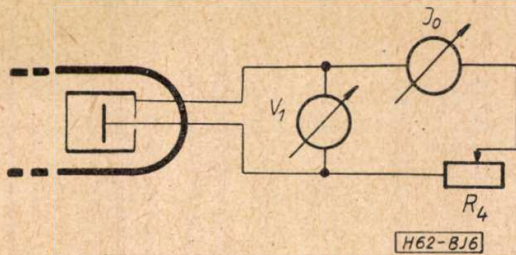
a kisülési cső főáramkörének korlátozó ellenállásáról (R_3) felvive az oszcilloszkóp vertikálisan eltérítő lemezpárjára. Ha a kisülési cső anódlemeze és az azt körülvevő henger rövidre volt zárva, vagy ami ezzel ekvivalens, feszültségkompenzáció esete forgott fenn az anódkörben, akkor az oszcilloszkópon a szokásos egyenárammal működő kisülési cső rezgőképét lehetett látni, amely felvilágosítást adott az áramsűrűség és a feszültség időbeli változására nézve. Az észlelt jel alakja a 4. ábrán látható. Frekvenciája 1350 Hz-nek felelt meg. Ezt éppúgy, mint a többi frekvenciaadatot is, hanggenerátor felhasználásával, Lissajoux görbés módszerrel határoztuk meg. Ha viszont az anódköri feszültségforrást kiiktattuk, az anódlemez és az azt körülvevő henger között 11,5 V feszültség mutatkozott és megváltozott a rezgés frekvenciája is. Ekkor 1900 Hz-t lehetett észlelni a plazmában. A henger és az anódlemez rövidzárásától, az R_0 ellenállás növelésével felfelé haladva a



5. ábra

feszültséggel, kezdetben frekvenciaesés áll be, 1350 Hz-ről 500 Hz-re, és ezután a frekvencia 1500 Hz-ig növekszik; 9,5 V-nál 1900 Hz-re ugrik át és 11,5 V-ig ugyanaz marad. E megfigyelések csupán kvalitatív jellegűek voltak. A jel alakja, amely 9,5 V-nál megjelenik, az 5. ábrán látható, s ez az alak elnyúlik a nyílal megjelölt irányban a feszültség további növelésével. Az anódkörbe nagyobb és nagyobb egyenfeszültséget kapcsolva sikerült a pozitív-oszlop rétegződéseit megváltoztatni. Abban az esetben, amikor a hengerre jut a negatív V_1 feszültség, a feszültséget 186 V-ig növelve a rezgés frekvenciája erősen csökken. A feszültséget tovább növelve a frekvencia már változatlan, nem függ a feszültség növekedésétől, s az oszcilloszkópon 40 Hz-s rezgés jele látható. Ellenkező irányú feszültséggel is végeztünk kísérleteket, s ez szintén a pozitív oszlop frekvenciájának megváltozását idézte elő. Általában a vizsgálatok 40 mA áramnál folytak. Érdekes összefüggést lehetett megállapítani a fűtőáram és a rezgés frekvenciája között, és pedig a katód fűtőáramának csökkenésével nőtt a rezgés frekvenciája.

Az anódkonstrukció módot adott egy feszültségstabilizáló hatás észlelésére is, a következő, a 6. ábrán látható elrendezésben, ahol is az R_4 ellenállást 0,75 kohm-tól 10 kohmig változtatva a V_1 műszer feszültsége 9,1 V-ról 10,1 V-ig nő, tehát csupán 1 V-ot, az áram változásától függetlenül. Az ellenállások vizsgálata, s azok viszonyának megállapítása még hátra van, ezért még nem bocsátkozunk e jelenség magyarázatába.



6. ábra

Az anód körüli jelenségek hatását a pozitív oszlop plazmarezgéseire optikailag is ki tudtuk mutatni. A cső vertikálisan helyezkedett el és egy RC hanggenerátorról táplált szinkronmotorral, 100 és 80 réses tárcsa felhasználásával, megfelelő diafragmán keresztül stroboszkópikusan vizsgáltuk a rétegződést. Ezen kísérletek, amelyeknél a frekvencia-felharmonikusok kiválasztására nagy gondot kellett fordítani, mindenben alátámasztották az oszcilloszkóppal történt méréseket. A stroboszkóppal nemcsak a pozitív oszlop egy pontját néztük, hanem az egész oszlop mentén vizsgáltuk a rezgésviszonyokat, amelyek nem voltak végig ugyanolyan jellegűek, hanem a hely függvényeként különböző frekvenciát mutattak fel. Az oszcilloszkópos mérés ezek eredőjét adta.

Vizsgálataink tehát megerősítették azt, hogy nemcsak katódoldali befolyással lehet hatni a pozitív oszlop rétegződéseire, hanem az anódoldali viszonyok megváltoztatásával is [19]. Ez a kettősség jellemzi a rétegződések elméletét,

mert mint említettük, mindkét vélemény, amely egymással nem ellentétes és nem is egymást kizáró jellegű, számtalan kísérlettel van alátámasztva.

IRODALOM

1. W. Pupp: Phys. Z. 34. kötet 756. oldal (1953).
2. Coulter and al.: Generation of moving striations at a gas anode. Physica 24. kötet 10. füzet 828. oldal (1958).
3. T. Takamine and al.: Inst. phys. and chem. Res. Tokyo. Sci. Papers No 403 (1933).
4. E. Rohner: „Schwingungen mit akustischen Frequenzen in Niederdruck Quecksilberentladungen”. Applied Scientific Research Section B. Vol. 5. No. 1—4 p. 90.
5. K. Rademacher, K. Wojaczek: Beobachtungen an gekoppelten Niederdruckentladungen in Argon. Annalen der Physik 7. 2. kötet 1—2. füzet 1958. 5. old.
6. K. Wojaczek: „Vereinfachte Diffusionstheorie der laufenden Schichten.” Annalen der Physik 7. Folge, 3. füzet 1. 1959.
7. L. Pekarek: Theorie of Moving Striations. Phys. Rev. Vol. 108. No. 6. 1371. 1957.
8. Kadomtsev: On the effektive field in plasma. JETP 6. köt. 1.
9. H. S. Robertson: Phys. Rev. 105. köt. 368 old. 1957.
10. S. Watanabe, N. L. Oleson: Phys. Rev. 99. köt. 646. old. (1955).
11. S. Watanabe, N. L. Oleson: Phys. Rev. 99. köt. 1701. old. (1955).
12. T. Donahue and Dieke: Phys. Rev. 81. köt. 248. old. 1951.
13. L. Pekarek: Az elektromos kisülés öngerjesztett alacsonyfrekvenciás rezgéseire ható tényezők. Cs. Journal. Phys. 8. köt. 1958. 32. old.
14. L. Pekarek: Vestnik Moscow Univ. No. 3. 73. old. 1954.
15. L. Pekarek: Cs. Journal. Phys. 4. köt. 295. old. 1954.
16. L. Pekarek: Report at the Conference of Physics of Plasmas 1956. okt. 9. Leipzig.
17. Nyedospaszov: A pozitív oszlop rétegződéséhez. Zs. T. F. 28. köt. 173. old. 1958.
18. Csapnyik: A pozitív oszlop rétegződéseinek okairól. Zs. T. F. 28. köt. 1497. old. 1958.
19. Szigeti, Bitó: Der Effect der Anoden Perturbation auf die positiven Säulen der Niederdruck — Gasentladungen. Acta Phys. 11. köt. 1. szám.

Tranzisztoros oszcillátorok rezgési feltétele

GERENDAY LÁSZLÓ, BHG

A tranzisztor kis jelekre vonatkozó paramétereinek felhasználásával a lineáris számítás módszereivel általánosan érvényes összefüggést állít fel. Ez az összefüggés nem tartalmaz elhanyagolásokat. Magába foglalja a tranzisztor, valamint a csatoló négy-pólus négy-négy jellemző paramétereit. Két példa kapcsán rámutat a passzív áramköri rész paramétereinek egyszerű számítására, a csatoló négy-pólusnak elemi négy-pólusokra bontásával. Az első példa induktívan visszacsatolt oszcillátorra vonatkozik. Egyszerűsítések bevezetésével ábrázolja a gerjesztési tartomány határát, a szokásos földelt bázisú, ill. emitterű kapcsolásnál. A második példa fázistolós R—C oszcillátort tárgyal. Kitérünk, hogy ilyen oszcillátor megvalósításához csak a földelt emitterű kapcsolás alkalmas.

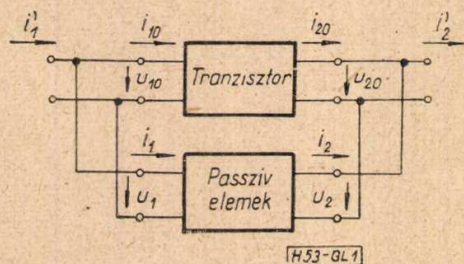
1. Bevezetés

Minden oszcillátoráramkörnek rendelkeznie kell aktív elemmel és negatív valós résszel bíró impedanciával. Ellentétben a tústranzisztorral, rétegtranzisztorral negatív impedanciát jelentő, eső jellegű karakterisztikát nem állíthatunk elő. A szokásos rétegtranzisztor az ún. „kétpólusú” oszcillátor elkészítéshez nem alkalmas. Kizárólag „négy-pólusú” oszcillátort tervezhetünk vele. A berezgéshez szükséges negatív impedanciát visszacsatolással kell létrehozni.

A tranzisztor h paramétereinek érvényességét frekvencia szempontjából az $f \ll f_a(\beta)$ egyenlőtlenséggel fejezzük ki. $f_a(\beta)$ az áramerősítési tényező 3 dB-es csökkenéséhez tartozó frekvencia. A határfrekvenciához közel fekvő tartományban a paraméterek komplex értékeket vesznek fel.

2. A berezgés feltételének és a keletkezett rezgések frekvenciájának általános számítása

A tranzisztort aktív lineáris négy-pólusnak, a visszacsatoló elemekből alkotott áramkört pedig passzív lineáris négy-pólusnak tekintjük. A két négy-pólus összekapcsolását az 1. ábra szerint végezzük el.



1. ábra

A felvett nyílirányok szerint i_{20} ellentétes irányú a tranzisztor technikában megszokott pozitív irányával szemben. Ezért h_{21} rövidzárási áramerősítési tényező előjele negatív lesz, amit

számértékek helyettesítésénél figyelembe kell vennünk.

A tranzisztor vezetésparamétereit tartalmazó egyenletek:

$$i_{10} = y'_{11}u_{10} + y'_{12}u_{20} \quad (1)$$

$$i_{20} = y'_{21}u_{10} + y'_{22}u_{20} \quad (2)$$

A visszacsatoló elemeket magába foglaló négy-pólus vezetésparamétereit tartalmazó egyenletek:

$$i_1 = y_{11}u_1 + y_{12}u_2 \quad (3)$$

$$i_2 = y_{21}u_1 + y_{22}u_2 \quad (4)$$

Az öngerjesztés feltételét Barckhausen által megállapított összefüggésből kapjuk meg:

$$A \cdot \mu \geq 1 \quad (5)$$

Az (5) egyenletet úgy értelmezzük, hogy az erősítő kimenetén fellépő U_{ki} amplitudó, amelyet a visszacsatoló négy-pólus „ μ ”-szörösen U_{be} amplitudóra csökkent, az erősítőn keresztül ismét annyira felerősödik, hogy az eredeti amplitudónál nagyobb, vagy azzal azonos értékű lesz.

A gerjesztés kezdetén az egyenlőtlenség érvényes. Azután növekszik az amplitudó, végül pedig az erősítőben levő nem-linearitások folytán annyira korlátozódik, hogy érvényessé válik az egyenlőség.

Az 1. ábrából a csomópontokra felírhatjuk;

$$i'_1 - i_{10} - i_1 = 0 \quad (6)$$

$$i'_2 - i_{20} - i_2 = 0 \quad (7)$$

Mivel i'_1 és i'_2 zérussal egyenlők,

$$i_{10} = -i_1 \quad (8)$$

$$i_{20} = -i_2 \quad (9)$$

A feszültségek a bemeneteken, illetve a kimeneteken egyenlők.

$$u_{10} = u_1 \quad (10)$$

$$u_{20} = u_2 \quad (11)$$

A (8)—(9) összefüggések felhasználásával az (1)—(4) egyenletekből kapjuk:

$$y'_{11}u_1 + y'_{12}u_2 = -(y_{11}u_1 + y_{12}u_2) \quad (12)$$

$$y'_{21}u_1 + y'_{22}u_2 = -(y_{21}u_1 + y_{22}u_2) \quad (13)$$

Az A erősítést megkapjuk a (13) kifejezésből.

$$A = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{y'_{21} + y_{21}}{y'_{22} + y_{22}} \quad (14)$$

A μ visszacsatolási tényezőt pedig a (12) kifejezésből.

$$\mu = \frac{u_1}{u_2} = -\frac{y'_{12} + y_{12}}{y'_{11} + y_{11}} \quad (15)$$

A Barckhausen-egyenlet értelmében A és μ szorzata 1 lesz. A (14) és (15) egyenletek helyettesítésével

$$\left(\frac{y'_{21} + y_{21}}{y'_{22} + y_{22}} \right) \cdot \left(\frac{y'_{12} + y_{12}}{y'_{11} + y_{11}} \right) \cong 1 \quad (16)$$

$$\begin{vmatrix} y'_{11} + y_{11} & y'_{12} + y_{12} \\ y'_{21} + y_{21} & y'_{22} + y_{22} \end{vmatrix} \leq 0 \quad (17)$$

Barckhausen összefüggése tehát egyúttal azt is jelenti, hogy az aktív és passzív négy-pólusok vezetés paramétereinek összegezéséből alkotott determináns értékének zérussal kell egyenlőnek lenni.

A (17) egyenlet szorzásait elvégezzük és a passzív négy-pólusnál $y_{12} = y_{21}$ -et helyettesítünk:

$$\begin{aligned} & y'_{11} \cdot y'_{22} + y'_{11} \cdot y_{22} + y_{11} \cdot y'_{22} + y_{11} \cdot y_{22} - \\ & - y'_{12} \cdot y'_{21} - y'_{12} \cdot y_{21} - y_{12} \cdot y'_{21} - y_{12} \cdot y_{21} \leq 0 \\ & y'_{21} + y'_{12} \cong \frac{1}{y_{12}} (\Delta y' + \Delta y + y_{11}' \cdot y_{22} + y_{11} \cdot y'_{22}) \end{aligned} \quad (18)$$

A gyakorlatban a vezetésparaméterek kevésbé használatosak. Előnyösebb a tranzisztor-négy-pólusoz h paramétereket, a visszacsatoló négy-pólusoz pedig láncparamétereket felhasználni.

A négy-pólus elmélet szerint az alábbi összefüggések érvényesek.

$$\begin{aligned} y'_{11} &= \frac{1}{h_{11}} & y_{11} &= \frac{Q}{R} \\ y'_{12} &= \frac{h_{12}}{h_{11}} & y_{12} &= \frac{1}{R} \\ y'_{21} &= \frac{h_{21}}{h_{11}} & y_{21} &= \frac{1}{R} \\ y'_{22} &= \frac{\Delta h}{h_{11}} & y_{22} &= \frac{P}{R} \\ \Delta y &= \frac{h_{22}}{h_{11}} & \Delta y &= \frac{G}{R} \end{aligned}$$

P = primeráttétel,

R = láncimpedancia,

G = láncvezetés,

Q = szekunder áttétel.

A h paraméterekkel, valamint a láncparaméterekkel kifejezzük a (18)-as egyenletet.

$$\begin{aligned} & \frac{1}{h_{11}} (h_{21} + h_{12}) = \\ & = R \cdot \left(\frac{h_{22}}{h_{11}} + \frac{G}{R} + \frac{1}{h_{11}} \cdot \frac{P}{R} + \frac{Q}{R} \cdot \frac{\Delta h}{h_{11}} \right) \end{aligned} \quad (19)$$

h_{11} -gyel és R -rel beszorzunk:

$$h_{21} + h_{12} \cong h_{22}R + h_{11}G + P + \Delta hQ \quad (20)$$

Az egyenlőségjel a berezgés határfeltételét jelenti. Szerepel mind a tranzisztor, mind a csatoló négy-pólus minden paramétere. Azonban $\Delta h = h_{11}' \cdot h_{22} - h_{12}' \cdot h_{21}$ még tartalmazza az áramerősítést.

$$h_{21}(1 + h_{12}Q) + h_{12} \cong h_{22}R + h_{11}G + P + h_{11}' \cdot h_{22}Q \quad (21)$$

h_{12} -t a szorzat mellett több nagyságrendi különbség miatt elhanyagolhatjuk.

$$h_{21} \cong \frac{h_{22}R + h_{11}G + P + h_{11}'h_{22}Q}{1 + h_{12}Q} \quad (22)$$

A h_{12} üresjárási feszültség visszahatás, azáltal,

hogy nullától különböző értékű, $\frac{1}{1 + h_{12}Q}$ -szo-

rosan befolyásolja a szükséges áramerősítési tényezőt. A befolyásolás, tekintettel h_{12} nagyságrendjére, igen csekély mértékű. A gyakorlatban legtöbbször $1 + h_{12}Q \cong 1$ -et vehetünk $h_{12} \cong (0,2 \sim 12) \cdot 10^{-4}$ miatt.

Ezekkel az elhanyagolásokkal végeredményben

$$h_{21} \cong h_{22}R + h_{11}G + P + h_{11}'h_{22}Q \quad (23)$$

A (23)-as összefüggésből a valós részek egyenlőségéből megkapjuk a szükséges áramerősítési tényezőt:

$$h_{21} \cong h_{22} \operatorname{Re} R + h_{11} \operatorname{Re} G + \operatorname{Re} P + h_{11}'h_{22} \operatorname{Re} Q \quad (24)$$

A képzetes részek egyenlőségéből megkapjuk a frekvenciát:

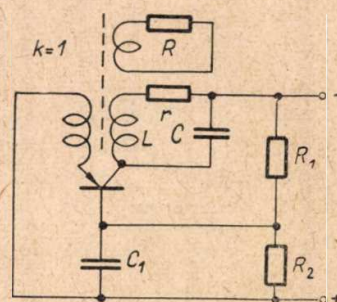
$$0 = h_{22} \operatorname{Im} R + h_{11} \operatorname{Im} G + \operatorname{Im} P + h_{11}'h_{22} \operatorname{Im} Q \quad (25)$$

Példaképpen a kapott összefüggések felhasználására legyen adva:

- Induktív csatolású oszcillátor, $k = 1$, $r \neq 0$ esetben a 2. ábra szerinti kapcsolásban.
- R - C csatolású oszcillátor a 6. ábra szerinti kapcsolásban.

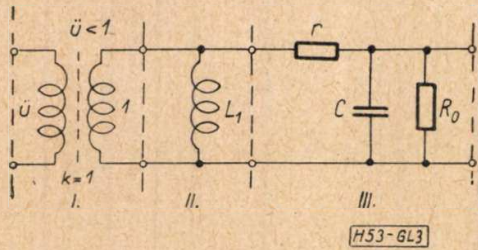
a) Induktív csatolású oszcillátor

A 2. ábra egytelepes táplálású földelt bázisú kapcsolást mutat. R_1, R_2 ellenállások a munkapont beállítását szolgálják. A C_2 kondenzátor váltóáramú rövidzárt biztosít. R a terhelő ellenállás, melynek a kollektorkörbe transzformált értéke R_0 .



2. ábra

A láncparaméterek könnyebb kiszámítása végett a csatolónégypólust résznégypólusokra bontjuk (3. ábra).



3. ábra

A láncparaméterek definíció szerint

$$\begin{aligned} P &= \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_2=0} & R &= \left. \frac{u_1}{i_2} \right|_{u_2=0} \\ G &= \left. \frac{i_1}{u_2} \right|_{i_2=0} & Q &= \left. \frac{i_1}{i_2} \right|_{u_2=0} \end{aligned} \quad (26)$$

$$\Delta L = \begin{vmatrix} \ddot{u} \left(1 + \frac{r}{R_0} \right) + \ddot{u} pcr & \ddot{u} r \\ \frac{1}{\ddot{u}} \left(\frac{1}{pL_1} + \frac{r}{pL_1 R_0} + pc \right) + \frac{1}{\ddot{u}} \left(\frac{cr}{L_1} + \frac{1}{R_0} \right) & \frac{1}{\ddot{u}} \left(1 + \frac{r}{pL_1} \right) \end{vmatrix} \quad (31)$$

A 24-es összefüggéssel és $\frac{c \cdot r}{L_1} + \frac{1}{R_0} = \frac{1}{Z_0}$

helyettesítéssel kapjuk

$$\ddot{u}_{1,2} = \frac{h_{21} \pm \sqrt{h_{21}^2 - 4 \left(1 + \frac{r}{R_0} + h_{22}r \right) \cdot h_{11} \left(h_{22} + \frac{1}{Z_0} \right)}}{2 \cdot \left(1 + \frac{r}{R_0} + h_{22}r \right)} \quad (34)$$

A (25)-ös összefüggésből megkapjuk a frekvenciát.

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C} \quad (35)$$

$$\omega = \omega_0 \sqrt{\frac{1 + \frac{r}{R_0} + h_{22}r}{1 + \ddot{u}^2 \cdot \frac{r}{h_{11}}}} \quad (36)$$

Mint hogy $r \neq 0$ a frekvencia függ a transzformátor áttételétől. Így a pontos számításhoz \ddot{u}^2 -et (34) alapján helyettesítenünk kellene. $r = 0$ esetén $\omega = \omega_0$ -t kapunk.

A (34) kifejezés is egyszerűsödik $r = 0$ esetben.

$$\ddot{u}_{1,2} = \frac{h_{21}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{h_{21}}{2} \right)^2 - h_{11} \cdot \left(h_{22} + \frac{1}{R_0} \right)} \quad (37)$$

$$\Delta L_{I.} = \begin{vmatrix} \ddot{u} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\ddot{u}} \end{vmatrix} \quad (27)$$

$$\Delta L_{II.} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{pL_1} & 1 \end{vmatrix} \quad (28)$$

$$\Delta L_{III.} = \begin{vmatrix} 1 + \frac{r}{R_0} + pcr & r \\ \frac{1}{R_0} + pc & 1 \end{vmatrix} \quad (29)$$

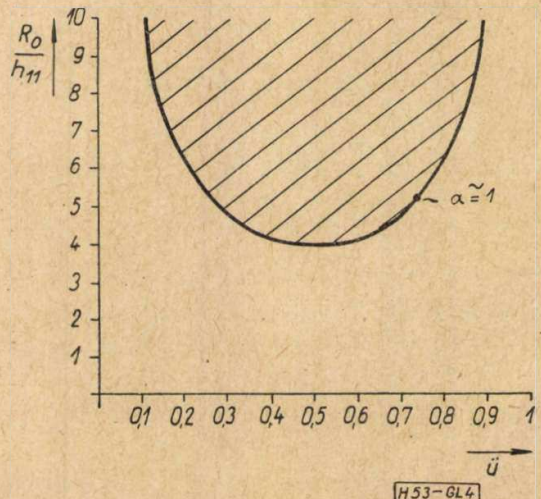
A három résznégypólus eredő láncmatrixa

$$\Delta L = \Delta L_{I.} \cdot \Delta L_{II.} \cdot \Delta L_{III.} \quad (30)$$

$$h_{21} = h_{22} \ddot{u} r + h_{11} \frac{1}{\ddot{u}} \frac{1}{Z_0} + \ddot{u} \left(1 + \frac{r}{R_0} \right) + h_{11} h_{22} \frac{1}{\ddot{u}} \quad (32)$$

$$\ddot{u}^2 \cdot \left(1 + \frac{r}{R_0} + h_{22}r \right) - \ddot{u} h_{21} + h_{11} \cdot \left(h_{22} + \frac{1}{Z_0} \right) = 0 \quad (33)$$

Ha a (33) egyenletbe $r = 0$, $h_{22} = 0$ helyettesítünk, valamint $h_{21} \approx 1$ -et veszünk, tekintettel a földelt bázisú kapcsolásra, akkor



4. ábra

$$\ddot{u}^2 - \ddot{u} + \frac{h_{11}}{R_0} = 0$$

kapunk. Ebből

$$\frac{R_0}{h_{11}} = \frac{1}{\ddot{u} - \ddot{u}^2} \quad (38)$$

Ezt a függvényt a 4. ábra ábrázolja.

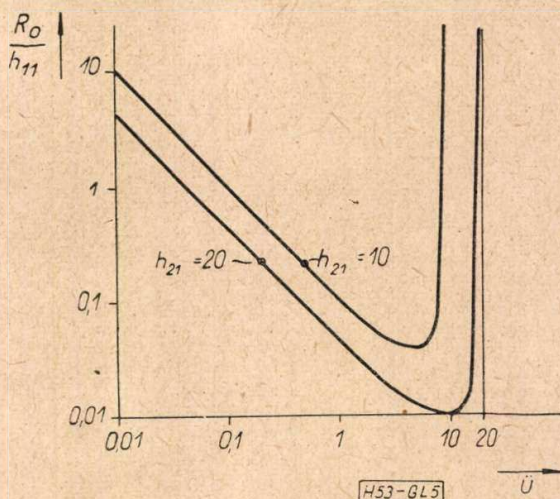
Az ábra vonalazott felületén bármely ponton a berezgés feltétele teljesítve van. A függvény-

nek $\ddot{u} = 0,5$ -nél minimuma van, itt $\frac{R_0}{h_{11}}$ értéke 4.

A berezgés határát földelt emitterű kapcsolás esetében is ábrázoljuk. $r = 0$, $h_{22} = 0$ fenn-tartásával

$$\frac{R_0}{h_{11}} = \frac{1}{h_{21} \ddot{u} - \ddot{u}^2} \quad (39)$$

összefüggést kapunk. A függvényt az 5. ábrán látjuk, $h_{21} = 10$, $h_{21} = 20$ állandókkal.



5. ábra

A függvény minimumát

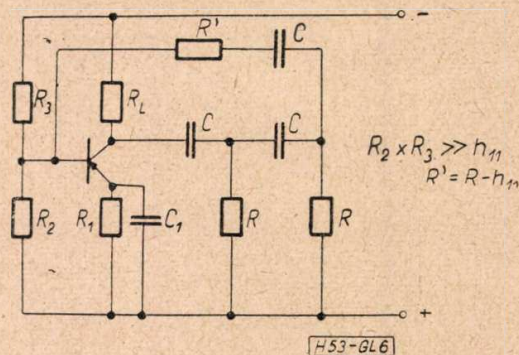
$$\frac{d}{d(\ddot{u})} (h_{21}\ddot{u} - \ddot{u}^2) = 0 \quad (40)$$

$$\ddot{u} = \frac{h_{21}}{2}$$

az áramerősítési tényező fele értékénél kapjuk meg.

b) R—C csatolású oszcillátor

A kapcsolást a 6. ábra mutatja. A bázis-osztólánc a gyakorlatnak megfelelően ne terhelje



6. ábra

a bemetet. A csatoló lánc utolsó tagját $R' = R - h_{11}$ értékűre választjuk.

A csatoló négyfázist ismét részeire bontjuk.

$$\Delta L_I = \begin{vmatrix} 1 & R' \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \quad (41)$$

$$\Delta L_{II} = \Delta L_{III} = \begin{vmatrix} 1 + \frac{1}{pcR} & \frac{1}{pc} \\ \frac{1}{R} & 1 \end{vmatrix} \quad (42)$$

$$\Delta L_{IV} = \begin{vmatrix} 1 + \frac{1}{pcR_L} & \frac{1}{pc} \\ \frac{1}{R_L} & 1 \end{vmatrix} \quad (43)$$

$$\begin{vmatrix} 1 & R' \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1 + \frac{1}{pcR} & \frac{1}{pc} \\ \frac{1}{R} & 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 + \frac{1}{pcR} + \frac{R'}{R} & \frac{1}{pc} + R' \\ \frac{1}{R} & 1 \end{vmatrix} \quad (44)$$

$$\begin{vmatrix} 1 + \frac{1}{pcR} + \frac{R'}{R} & \frac{1}{pc} + R' \\ \frac{1}{R} & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1 + \frac{1}{pcR} & \frac{1}{pc} \\ \frac{1}{R} & 1 \end{vmatrix} =$$

$$= \begin{vmatrix} 1 + \frac{3}{pcR} + \left(\frac{1}{pcR}\right)^2 + \frac{R'}{R} \left(2 + \frac{1}{pcR}\right) & \frac{2}{pc} + \frac{1}{p^2c^2R} + \frac{R'}{pcR} + R' \\ \frac{2}{R} + \frac{1}{pcR^2} & 1 + \frac{1}{pcR} \end{vmatrix} \quad (45)$$

$$1 + \frac{3}{pcR} + \left(\frac{1}{pcR}\right)^2 + \frac{R'}{R} \left(2 + \frac{1}{pcR}\right) \cdot \frac{2}{pc} + \frac{1}{p^2c^2R} + \frac{R'}{pcR} + R' \left| \begin{array}{cc} 1 + \frac{1}{pcR} & \frac{1}{pc} \\ \frac{1}{R_L} & 1 \end{array} \right| = \Delta L \quad (46)$$

Ha az utolsó szorzást is elvégezzük, eredményül kapjuk:

$$\text{Re } P = 1 + \frac{4}{p^2c^2RR_L} + \frac{1}{p^2c^2R^2} + 2\frac{R'}{R} + \frac{R'}{R_L} + \frac{R'}{R} \frac{1}{p^2c^2RR_L}$$

$$\text{Im } P = \frac{3}{pcR_L} + \frac{3}{pcR} + \frac{1}{p^3c^3R^2R_L} + \frac{R'}{R} \frac{1}{pcR} + \frac{R'}{R} \frac{3}{pcR_L}$$

$$\text{Re } R = \frac{4}{p^2c^2R} + \frac{R'}{R} \cdot \frac{1}{p^2c^2R} + R'$$

$$\text{Im } R = \frac{3}{pc} + \frac{1}{p^3c^3R^2} + \frac{R'}{R} \frac{3}{pc}$$

$$\text{Re } G = \frac{2}{R} + \frac{1}{p^2c^2R^2R_L} + \frac{1}{R_L}$$

$$\text{Im } G = \frac{3}{pcRR_L} + \frac{1}{pcR^2}$$

$$\text{Re } Q = 1 + \frac{1}{p^2c^2R^2}$$

$$0 = h_{22} \left(3R_L - \frac{R_L}{\Omega^2} + 3R_L \frac{R'}{R} \right) + h_{11} \left(\frac{3}{R} + \frac{R_L}{R^2} \right) + 3 + 3\frac{R_L}{R} - \frac{1}{\Omega^2} + R_L \frac{R'}{R} + 3\frac{R'}{R} + h_{11}h_{22} \cdot 3\frac{R_L}{R}$$

$$\Omega^2 = \frac{h_{22}R_L + 1}{h_{22} \left[3R_L + 3R_L \frac{R'}{R} \right] + h_{11} \left[\frac{3}{R} + \frac{R_L}{R^2} \right] + 3 + 3\frac{R_L}{R} + R' \frac{R_L}{R^2} + 3\frac{R'}{R} + h_{11}h_{22} \cdot 3\frac{R_L}{R}} \quad (50)$$

A kifejezés megengedhető elhanyagolásokkal egyszerűsödik. Minthogy h_{22} igen kicsiny, a vele szorzott tagokat tegyük egyenlővé „0”-val. Ugyanakkor vegyük azt az esetet, amikor $h_{11} \ll R$ és $h_{11} \cdot R_L \ll R^2$.

$$\Omega^2 = \frac{1}{3 + 3\frac{R_L}{R} + R' \cdot \frac{R_L}{R^2} + 3\frac{R'}{R}} \quad (51)$$

Ha $R' = R$ -t veszünk fel,

$$\Omega^2 = \frac{1}{6 + 4\frac{R_L}{R}} \quad (52)$$

$$\omega = \frac{1}{RC \sqrt{6 + 4\frac{R_L}{R}}} \quad (53)$$

$$\text{Im } Q = \frac{3}{pcR} \quad (47)$$

Ha $\omega \cdot CR = \Omega$, a (24)-ös összefüggés szerint

$$h_{21} \cong h_{22} \left[R' - \frac{1}{\Omega^2} (4R - R') \right] + h_{11} \left[\frac{2}{R} + \frac{1}{R_L} - \frac{1}{\Omega^2} \cdot \frac{1}{R_L} \right] + 1 + 2\frac{R'}{R} + \frac{R'}{R_L} - \frac{1}{\Omega^2} \left(1 + 4\frac{R}{R_L} + \frac{R'}{R_L} \right) + h_{11}h_{22} \left(1 - \frac{1}{\Omega^2} \right) \quad (48)$$

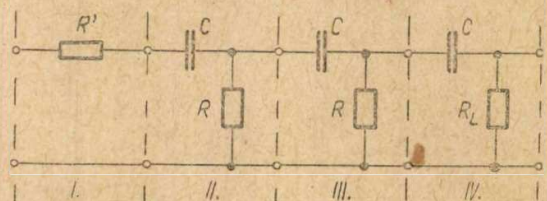
A frekvenciát a (25)-ös összefüggés szerint kapjuk.

$$0 = h_{22} \left[\frac{3}{pc} + \frac{1}{p^3c^3R^2} + \frac{R'}{R} \cdot \frac{3}{pc} \right] + h_{11} \left[\frac{3}{pcRR_L} + \frac{1}{pcR^2} \right] + \frac{3}{pcR_L} + \frac{3}{pcR} + \frac{1}{p^3c^3R^2R_L} + \frac{R'}{R} \cdot \frac{1}{pcR} + \frac{R'}{R} \cdot \frac{3}{pcR_L} + h_{11}h_{22} \frac{3}{pcR} \quad (49)$$

pC -vel és R_L -lel beszorzunk és $\omega \cdot CR = \Omega$ -t helyettesítünk:

A (48) kifejezésben is alkalmazhatunk elhanyagolásokat.

- a) h_{22} -vel szorzott tagok = 0
 - b) h_{11} -gyel szorzott tagok is elhanyagolhatóan kicsinyek a többi taghoz képest.
 - c) $R' = R$
- Ω^2 -et (52) alapján helyettesítjük,



H.51-6L7

$$h_{21} \leq -23 - 29 \frac{R}{R_L} - 4 \frac{R_L}{R} \quad (54)$$

Látjuk, hogy csak a földelt emitterű kapcsolás alkalmas $R-C$ oszcillátorhoz. $|h_{21}| > 1$ kell legyen.

Az (54) egyenlet $\frac{R_E}{R}$ hányadostól függ.

Megkereshetjük ennek függvényében a minimálisan szükséges áramerősítést:

$$\frac{R_L}{R} = K, \quad \frac{d(h_{21})}{dK} = -\frac{29}{K^2} + 4 = 0$$

$$R_L = 2,7 R \quad (55)$$

Ezzel az R_L értékkel

$$h_{21} \leq -23 - \frac{29}{2,7} - 4 \cdot 2,7 \approx -45 \quad (56)$$

IRODALOM

1. *Richard F. Shea*: Transistor Circuit Engineering 1957. New York.
2. *Paul R. J.*: Die Anschwingbedingungen von Transistor Oszillatoren. Nachrichtentechnik 1958. 3. szám.
3. *G. Ledig*: Bemessung und Analysis eines spannungsrückgekoppelten Transistoroszillators. Frequenz 1956. 6. szám.

Hidegfolyatás és hideghegesztés

KERTÉSZ FERENC
BHG Technológiai laboratórium

A hidegfolyatás egyike a leggazdaságosabb forgács nélküli, hidegen alakító műveleteknek, amelynek alkalmazása minőségjavulást is eredményez. A BHG-ban e technológia alkalmazásával gyártanak kondenzátor dobozokat, számláló jelfogó dobozokat és porvédő burákat. A hidegfolyatás alkalmazása számos esetben kisebb darabszámú gyártásnál is kifizetődő. A hidegfolyatott alkatrészek, szerelvények költségek, hermetikus lezárásának egyik módja a hideghegesztés. Alkalmazása kondenzátorok lezárásánál különösen előnyös, mert a lezárás hőközlés nélkül végezhető el. A BHG-ban a telefonkészülékek kondenzátordobozait hideghegesztéssel zárják le.

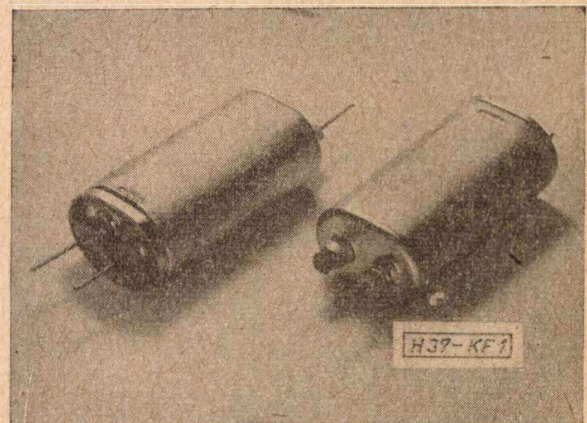
A forgácsnélküli hidegalakítási eljárások között a hidegfolyatás és hideghegesztés, különösen a nagy sorozatú és tömeggyártásban, nagy jelentőségre tett szert a híradástechnikai iparban is.

Hidegfolyatás

Műszaki szempontból a hidegfolyatási eljárás előnye a művelet egyszerűségében rejlik. Gazdaságossági szempontból többnyire kis anyagfogyasztás és az igen nagy teljesítmény jellemzi. A hidegfolyatott munkák elvégzésére nagy szakértésű munkásokra nincs szükség, a műveletek könnyen automatizálhatók és ez tömeggyártás esetén kis önköltséget eredményez.

Mindezen előnyök ismeretében a BHG újonnan bevezetett új gyártási eljárásai között a hidegfolyatási és hideghegesztési technológiákat is bevezette. Ezen eljárásokat szükségképpen először a legelmaradottabb technológiával előállított gyártmányainknál alkalmaztuk. Ezek közé tartoznak elsősorban a nagy tömegben előállított kondenzátor dobozok. A sorozatot a CB 555 telefon egységdobozában elhelyezett kondenzátor dobozok gyártásával kezdtük el (1. ábra).

Ha a kondenzátorgyártás terén alkalmazott régi és új technológia közötti különbséget nézzük, a következő megállapításokat tehetjük:

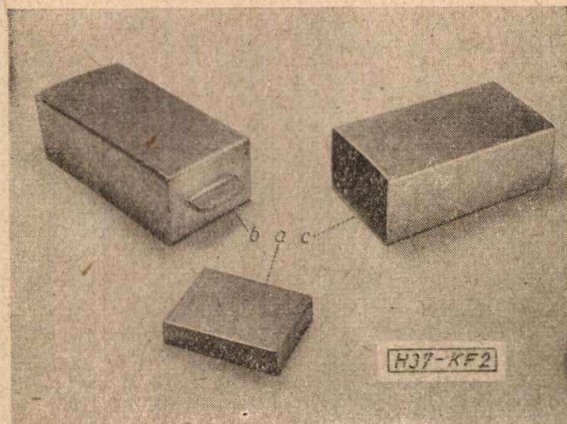


1. ábra. Telefon egységdoboz kondenzátorok hidegfolyatott dobozban, hideghegesztéssel lezárva

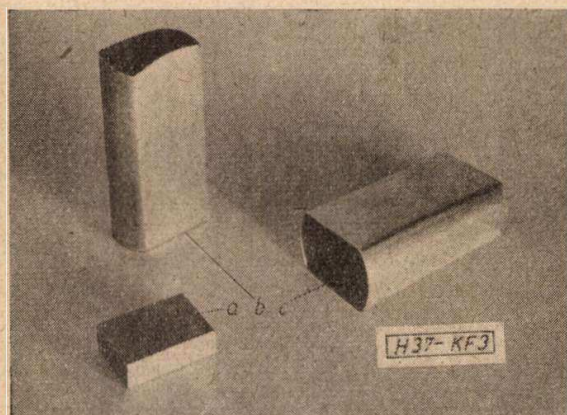
Amíg régi technológiával a kondenzátor dobozok ónozott vaslemezéből készültek és a dobozok egyes alkatrészeinek (palástnak, fenéknek, fedélnek) előállításához egész sor sajtoló művelet alkalmazására volt szükség, addig az új technológia, a hidegfolyatási eljárás alkalmazása lehetővé teszi, hogy a doboz és a fedél alumíniumból összesen hat sajtoló művelettel készüljön el. A régi technológiával gyártott dobozok hajlított palástjait egy él mentén össze kellett forrasztani. A külön sajtoló feneket a palástra szintén forrasztással erősítették fel, a négy oldalél mentén. A hidegfolyatott eljárással készült doboz egy összefüggő egészet képez, aminek következtében az öt forrasztási művelet elmarad. A dobozt a régi technológia szerint úgy zárták le, hogy a fedelet négy él mentén a doboz palástjához forrasztották. Az új technológia mellett a dobozt hideghegesztéssel, egy művelettel zárják le. A forrasztási műveletek elmaradása révén egyrészt a hibaforrások száma csökken, másrészt a munkaigény is kevesebb. A hidegfolyatott dobozoknál a sok forrasztási művelet elmaradása

miatt inkább biztosítható a hermetikus zárás, mint a régi technológiával gyártott dobozoknál. A hidegfolytatással és hideghegesztéssel gyártott kondenzátor dobozok hermetikus zárása tökéletesen megbízható, amit a vonatkozó szabványban előírt módszerekkel végzett vizsgálatok igazolnak.

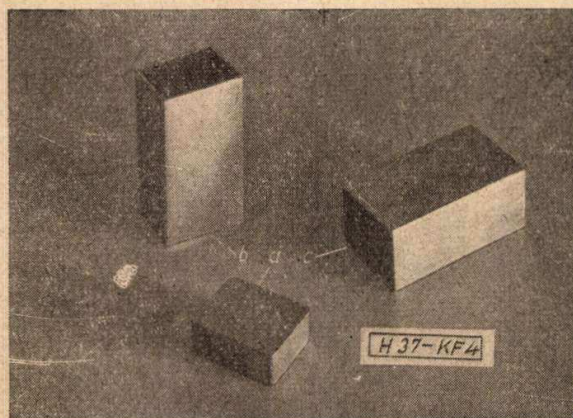
Az új technológia alkalmazásának előnyei megmutatkoznak egyéb alkatrészek, pl. porvédő burák gyártásánál is (2. ábra). Ezek palástját, fenekét és fület külön-külön sajtolták ónozott



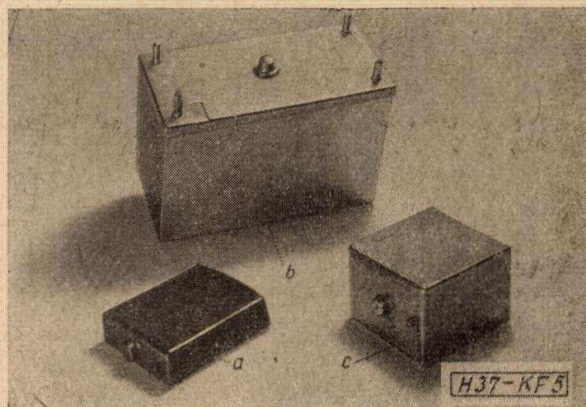
2. ábra. Füllet együtt folytatott porvédőbura
a) előgyártmány; b) hidegfolytatott doboz; c) méretre vágott doboz



3. ábra. Kondenzátor doboz
a) előgyártmány; b) hidegfolytatott doboz; c) méretre vágott doboz



4. ábra. Számláló jelfogó bura
a) előgyártmány; b) hidegen folytatott doboz



5. ábra. BTO és egyéb vivőáramú berendezésekben alkalmazott dobozok

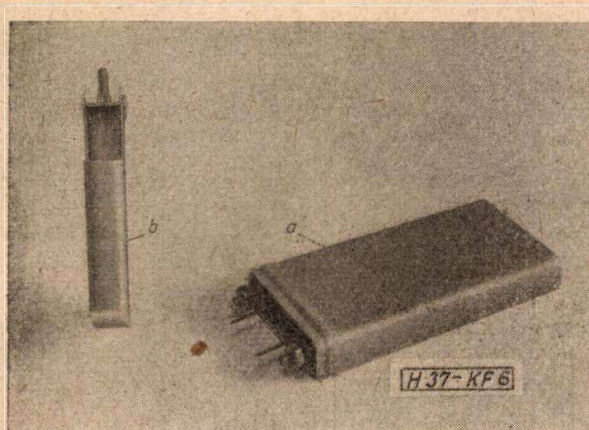
a) vörösrézről hidegfolytatott doboz; b) alumíniumból csapokkal együtt hidegfolytatott fedél és doboz; c) alumíniumból csapokkal együtt hidegfolytatott doboz

vaslemezből. A palástot és a feneket össze-forrasztották, a fület pedig a doboz fenekére szegecselték. Hidegfolytatási eljárás esetén a forrasztások elmaradnak és fület sem kell külön művelettel kisajtolni és a dobozra szegecselni, mert a fül együtt folyatható a burával.

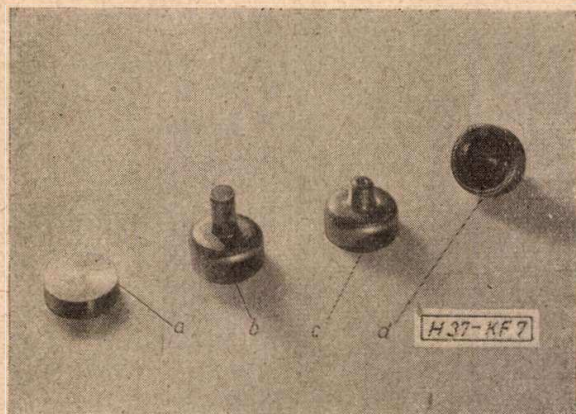
A számláló jelfogó burákat is hidegfolytatással állítjuk elő alumíniumból. A kondenzátor dobozok (3. ábra), számláló jelfogó burák (4. ábra), porvédő burák gyártásánál mutatkozik meg a hidegfolytatási eljárásnak az az előnye is, hogy különböző palásthosszúságú dobozok előállításához csupán a pasztilla vastagságát kell változtatni.

A BTO 3/4 és egyéb vivőáramú berendezésekben alkalmazott dobozok gyártásánál (5. ábra), a hermetikus zárás szempontjából még szembe-tűnőbb a hidegfolytatási eljárás alkalmazásának előnye, mint a kondenzátor dobozoknál. Különösen vonatkozik ez a nagy dobozokra. A nagy élhosszúságú oldalak ónnal való forrasztása sok bizonytalanságot visz be a gyártásba. Négy darab helyezős csapot és a közepén elhelyezett menetes csapot a régi technológiai eljárás szerint mind külön kellett volna a fedélre szegecselni, vagy forrasztani. Természetesen minden szegecselés vagy forrasztás csökkentette volna a hermetikus zárás biztonságát. Minden hibaforrást kiküszöböltünk azáltal, hogy a dobozokat és a fedeleket az összes csapokkal és domborításokkal hidegfolytatás útján alumíniumból, egy lépésben állítjuk elő. A gyártási kísérletek során sok nehézséget okozott, hogy a dobozok fedelén elhelyezett csapok és a sarkok közelében kialakított domború nyomások miatt a palást sarkainál az anyag folyása visszamaradt. Végül sikerült azonban a csapok méreteit, a szerszámokat úgy kialakítani, hogy az anyag folyása ezeken a kritikus helyeken is kielégítő legyen.

Előállítottunk hidegfolytatás útján olyan kondenzátor dobozokat is, melyeknél a felerősítő csavarokat a fedél anyagából folytattuk ki (6. ábra). Ezáltal egyrészt az operációk számát csökkentettük, másrészt a külön csavarok rögz-



6. ábra. Kondenzátor hidegen folytatott dobozban, hideghegesztéssel lezárva
a) kész kondenzátor; b) metszet



7. ábra. Sárgarézből hidegfolytatott regulátor csésze
a) előgyártmány; b) hidegfolytatott munkadarab; c) kész munkadarabok

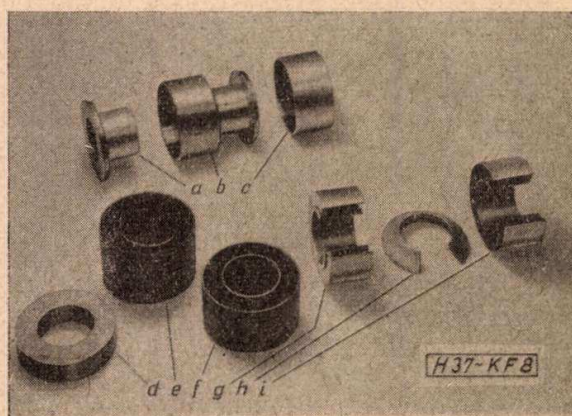
zítéséből származó és a hermetikus lezárást veszélyeztető hibalehetőségeket küszöböltük ki.

Sok esetben előnyösnek mutatkozik a hidegfolytatási eljárás alkalmazása forgácsolás alkatrészek előállítására is. Éppen ezért álltunk át a telefonhívómű regulátor csészéjének előállítására hidegfolytatás útján (7. ábra). Régi technológiával a regulátor csészéket sárgarézből, forgácsolás útján állították elő. Az új eljárás alkalmazása 50% anyagmegtakarítást eredményezett. A folyató túske munkafelületének tükrösítése olyan felületi simaságot biztosít a csésze belső palástterületén, ami forgácsolással csak nagyon drágán volna előállítható. Az alakváltozás mértékének nagysága miatt, az anyag sokkal keményebb lesz, mint a kereskedelmi minőségű, hidegen húzott kemény anyag, ezért a csésze kopásállósága jóval nagyobb, mint a forgácsolás útján előállított csészéé. A további megmunkálás folyamán a csapra menetet kell vágni és ki kell fűzni a munkadarabot. Igen fontos, hogy a tengelyfurat a csésze belső falával pontosan koncentrikus legyen. Ezért a hidegfolyató szerszámot olyan vezetéssel láttuk el, ami a koncentrikusságot olyan mértékben biztosítja, hogy a csésze belső palástjának utólagos megmunkálására nincs szükség.

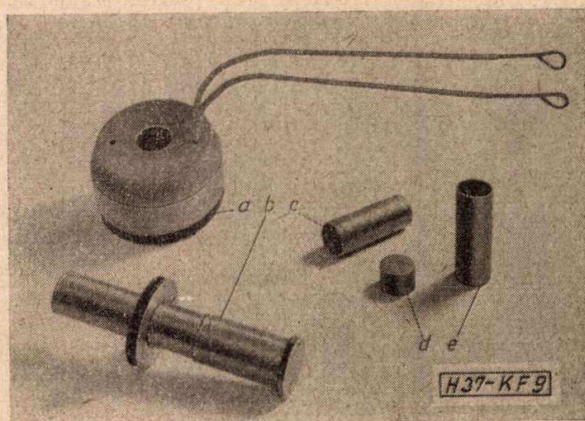
Sok esetben még egészen kis darabszám esetén

is előnyösen alkalmazható a hidegfolytatási eljárás forgácsolás helyett. Erre példa a klisztronüreg gyártásánál alkalmazott „S” dugattyú (8. ábra). Az „S” dugattyút vörösrézről, esztergályozás útján állították elő. A pontos méretek betartása és a megkövetelt nagy felületi simaság miatt a munkadarabok esztergályozását csak első osztályú szakmunkásra lehetett bízni. A forgácsolási eljárás drágasága miatt már 100 db gyártása esetén is kifizetődik a hidegfolyató szerszámok elkészítése, ha valamilyen célgép vagy egyetemes szerszámhoz áll rendelkezésre. Mindkét esetben ui. csak gyűrűt, tőkét és tuskét kell a szerszámhoz előállítani. A hidegfolyató eljárással több mint 50% anyag takarítható meg, másrészt az olcsóbb sajtolási idő csak töredéke a drága esztergályozási időnek. A hidegfolytatási eljárásból eredő pontatlanságok utánmunkálási költségei és az előgyártmány leszűrése a sajtolás költségével együtt is csak lényegtelen hányadát teszi ki a régi módszer szerinti esztergályozási munkabérnek. A folyató túske munkafelületét megfelelően tükrösítve készítjük el, és így a belső palástfelületek utánmunkálása elmarad.

Sikeres kísérleteket folytattunk magnéziumból fiolák folyatásával (9. ábra). A felhasznált



8. ábra. Vörösrézről hidegfolytatott „S” dugattyú
a), b), c) tömör anyagból esztergált munkadarabok; d) előgyártmány; e) hidegfolytatott munkadarab; f) utánmunkált munkadarab; g), h), i) metszetek



9. ábra. Magnéziumból folytatott fiolák
a) szerszám alsórész; b) túske; c), e) kész munkadarabok; d) előgyártmány

anyag 99,5% tisztaságú magnézium volt. A folytatás előtt a tárcsákat 550 C°-ra előmelegítettük. Szükséges volt a folytató szerszám tőkáját is elektromosan kb. 250 C°-ra felfűteni. A tárcsák előmelegítésére alkalmazott elektromos kemencét olyan közel helyeztük a szerszámhoz, hogy a szerszámba való behelyezéssel járó hővesztés minél kisebb legyen. Az alkalmazott nyomás kb. 25 tonna/cm² volt.

Hideghegesztés

A hidegfolytatással alumíniumból előállított alkatrészek tömeggyártászerű forrasztása egyelőre megoldatlan feladat. Vannak továbbá olyan színesfémekből felépített szerelvények, melyeknél a forrasztás azért kerülendő el, mert a szerelvények nem bírják el károsodás nélkül a forrasztás hőfokát. Az ilyen szerelvények légmentes lezárását, a kivezetések, felerősítő alkatrészek hozzáerősítését fémes kötással, de hideg állapotban kell megvalósítani. A feladat megoldásaképpen került sor a hideghegesztés alkalmazására.

A hideghegesztési eljárás lényege az, hogy két egymű vagy különmű, megfelelő képlékenységi fém fémtiszta felületét hőközlés nélkül, szobahőmérsékleten oly nagy erővel nyomjuk össze, hogy az érintkező felület mentén a két fém molekulái kohéziós kapcsolatba kerüljenek. A nagy nyomás hatása következtében az anyag nagymértékű képlékeny alakváltozást szenved.

A hideghegesztés egyik lényeges feltétele, hogy a hegesztendő fémfelületek tiszták legyenek, mivel csak fémtiszta felületű anyagokat lehet hideghegesztetni. A hideghegesztés előkészítéséhez a hegesztendő felületekről a szennyeződések kémiai úton, az oxidréteget pedig mechanikus úton el kell távolítani. Az oxidréteg eltávolítása után a levegőn keletkező új oxidréteg rövid ideig, gyakorlat szerint 3—4 órán át olyan vékony réteget alkot, hogy a nyomás hatására keletkező deformáció következtében a vékony oxidréteg szétszakadozik. Tekintve, hogy a deformálódott felület rendszerint az eredetinek többszöröse, a szétszakadozott vékony oxidréteg e nagy felületen eloszolva, annak csak kis részét borítja. Ennek folytán nagyrészt fémtiszta felületek kerülnek érintkezésbe egymással, ami tapasztalat szerint elegendő a tökéletes hegedéshez. A tökéletes hegeszthetőséget bizonyítják a mechanikai vizsgálatok eredményei. A húzásra igénybe vett próbatestek nem a hegesztés helyén szakadnak el. A hegesztett felületek metszeteiről készített mikroszkópiai felvételek is a tökéletes hegedés képét mutatják.

A hegesztendő felületekre kifejtendő nyomás nagysága az anyagok képlékenységi állapotától és a szükséges deformáció mértékétől függ. Az erőszükséglet a keresztmetszet csökkenésével növekszik. A hideghegesztés erőszükségletét befolyásolják még az alakítási sebesség, a súrlódás és a szerszám kialakításának módja. Eddigi kísérleteink során nem került sor az alakítási

sebesség és súrlódás hatásainak vizsgálatára. Nagyon valószínű azonban, hogy ebben az esetben is érvényes az az általános szabály, hogy az anyag alakítási szilárdsága az anyag alakítási sebességével arányosan növekszik és a súrlódás folytán keletkező hő csak kivételes esetben befolyásolja előnyösen az erőszükségletet. Ilyen kivételként megemlíthetjük a hengerlést, amikor az anyagban akkumulálódott hő a hengerekkel való kis érintkezési felület és gyors átfutási idő miatt csak kismértékben adódik át a hengereknek, tehát csökken az erőszükséglet. A hegesztendő anyagok képlékenységi állapotát hőkezeléssel befolyásolhatjuk. Sok esetben nagy szerepet játszik az erőszükséglettel való takarékoskodás.

A kondenzátorgyártásnál egyik lényeges követelmény a légmentes zárás biztosítása. Alumíniumból készült kondenzátordobozok fedelének a légmentes felerősítése magas hőfokot igénylő technológiai eljárással, pl. lánghegesztéssel, vagy ellenálláshegesztéssel nem volna lehetséges, mivel a magas hőmérséklet magát a kondenzátort tönkretenné. Az alumíniumból hidegfolytatott kondenzátorok hermetikus zárásának kézenfekvő módja a hideghegesztési eljárás alkalmazása. A BHG-ban pl. a CB 555 típusú készülékben alkalmazott telefonkondenzátor gyártásához hidegen folytatott dobozt és fedelet használnak, melyeket hideghegesztéssel erősítenek össze (1. ábra). Ebben az esetben a hegesztő tőke keresztmetszete nagy terhelést nem bír el. Ajánlatos tehát a hegesztendő anyagok folyási határát a körülményekhez képest a legalacsonyabbra szorítani. Ezt itt a megfelelő anyag megválasztása és megfelelő hőkezelés útján értük el. A 20—23 kg/mm² HB keménységű, 99,5% tisztaságú alumínium anyagok hideghegesztéséhez szükséges fajlagos nyomóerő 30—33 kg/mm². A hegesztendő felület nem nagyobb 100 mm²-nél és így a magas króm-tartalmú anyagból készült edzett hegesztőtőke 380 mm² keresztmetszete megfelelő biztonságot nyújt a kb. 3300 kg terheléssel szemben. A 40—45 kg/mm² HB keménységű vörösréz anyag hideghegesztéséhez kb. 105—110 kg/mm² fajlagos nyomóerő kell.

A BHG-ban az eddigiek során főleg alumínium anyagok hideghegesztésére került sor. Nemrégén vezettük be a vörösréz és alumínium szalagok hideghengerlése útján előállított ún. Cupál forrcsúcsok és kivezetések alkalmazását. Különböző anyagok hideghegesztése után az összenyomódott maradékvastagságok az eredetinek százalékában kifejezett értékei a következők:

AL 99,9%	40%
AL 99,5%	30%
Ólom	16%
Réz	14%
Ezüst	6%

A hideghegesztés nagyon sokoldalúan alkalmazható eljárás és valószínű, hogy alkalmazása mind szélesebb körre fog kiterjedni.

EGYESÜLETI HÍREK

BESZÁMOLÓ

A „MIKROHULLÁMÚ ÖSSZEKÖTTETÉSEK”
KOLLOKVIUM ELŐADÁSÁIRÓL

Jelentős tudományos sikerrel zárult a Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Tudományok Osztálya és a Híradástechnikai Tudományos Egyesület közös rendezésében és „Mikrohullámú összeköttetések” címmel megtartott nemzetközi kollokvium.

Az előadások, melyek kiterjedtek a nagytávolságú mikrohullámú összeköttetések csaknem minden területére, a következő tárgykörökben hangzottak el:

- a) rendszer — analízis,
- b) mikrohullámú elektronika,
- c) mikrohullámú áramkörök és antennák,
- d) elektronikus áramkörök.

A magyar részről elhangzott előadások számot adtak az ebben, a nem nagy múltra visszatekintő témakörben végzett hazai kutatómunkáról és az elért eredményekről, valamint a fejlesztés perspektívikus irányairól. A tudományos tanácskozáson résztvevő külföldi szakemberek beszámoltak munkájukról és kicserélték véleményüket egyes műszaki kérdésekben magyar kollegáikkal. Az egyes előadások a felvetett probléma megoldása terén jelentős elméleti és gyakorlati továbbfejlesztő munkáról is tanúskodtak.

Bognár Géza akadémikus megnyitó szavaival kezdődött a négynapos előadásorozat.

Az egymáshoz közel elhelyezett antennák esetén érvényes többutas Diversity vételi rendszer gyakorlati eredményeiről számolt be az előadások sorát megnyitó L. Lewin (Standard Telecommunications Laboratories Ltd. London). A rendszer által vett jelek törvényszerűségeit tárgyalta, melyeket filmfelvételen is bemutatót.

H. Dobesch (Berlin) az idő- és frekvenciafüggvények momentumainak jelentőségéről tartott előadást, ismertette az összefüggéseket, valamint a gyakorlati vonatkozásokat. Utána Csibi Sándor (TKI) tartotta meg referátumát a több rádiófrekvenciás csatornát tartalmazó mikrohullámú frekvenciamodulált berendezések áthallási kérdéseiről. A több reflexiós hellyel rendelkező tápvonalakon összegeződő intermodulációs zaj törvényszerűségeiről Róna Péter (TKI) tartott előadást.

H. Sulanke (Berlin) matematikai természetű előadásában n darab négy pólus lánckapcsolása esetén a beadott időfüggvények túllövését és felfutási időváltozását vizsgálta. A televíziós hullámalaktorzulusok analíziséből szélessávú frekvenciamodulált rendszerekben Pribelszky György (TKI) számolt be.

Perspektívikus témáról, a molekuláris erősítőről tartott előadást dr. Hoffmann Tibor (TKI). Az elméleti vizsgálódások után néhány gyakorlati felhasználási területre hívta fel a résztvevők figyelmét.

A kollokvium második napjának nyitó előadását P. Bechmann kandidátus (Prága) tartotta, a horizonton túli terjedés mechanizmusáról. Utána további két érdekes előadás foglalkozott ezzel a témakörrel. A betegsége miatt távolmaradt J. C. Simon (Páris) beszámolója, egy 300 km-es átviteli szakasz mérési eredményei alapján kimutatott terjedési tényező idő- és frekvenciaváltozásainak statisztikus függetlenségével foglalkozott. A troposzférikus terjedésnél figyelembe veendő reflexiók problémakörét F. du Castel (Paris) tárgyalta előadásában. Két további előadás mikrohullámú elektroncsőproblémákról számolt be. Budincevics Andor, dr. Dallos András, Horváth Tibor és Nagy János (TKI) referátuma a külső üregű fémkerámias interdigitális magnetron fizikai és kémiai technológiai problémáit tárgyalta, míg Erdélyi János és Gellén György (TKI) a hazai kifejlesztésű és a mikrohullámú szélessávú berendezésekben alkalmazott reflex-klisztront ismertették.

A nagy érdeklődéssel várt V. I. Sziforov akadémikus (Moszkva) előadásával kezdődött a kollokvium harmadik napja. Előadásában a véletlenszerűen változó paraméterű csatornák információelméletét tárgyalta. Definiálta az első- és másodfajú csatornák fogalmát és vizsgálta a csatornakapacitást.

A szélessávú, televízió programot, vagy több száz beszédesatornát átvívó mikrohullámú berendezésekhez kidolgozott haladóhullámú cső vákuumtechnikai problémáiról Erdélyi János és Gellén György (TKI) előadása számolt be. Berzeli Tibor (TKI) ismertette a hazai 4000 MHz-es sávban dolgozó mikrohullámú berendezés végerősítő áramkörének kialakítását, majd elméletileg tárgyalta és kísérleti eredményekkel igazolta a helix csatolók optimális méretezését.

Szilícium alapanyagú félvezető mikrohullámú dióda alkalmazási kérdéseit vizsgálta Horváth Tibor és Pintér János (TKI) beszámolója.

Proszin (Moszkva) egymástól távol elhelyezett antennaelrendezésű Diversity vételi rendszerrel foglalkozó elméleti előadása vezette be a kollokvium utolsó napját. Számításai jó lehetőséget nyújtanak az optimális antennaelhelyezés, valamint a vételi nyereség meghatározására.

Egy új, az eddigi nehézségeket megkerülő, mikrohullámú teljesítmény mérésére alkalmas eljárást ismertette dr. Ács Ernő (TKI). Almásy György (TKI) a kis állóhullámarány mérési problémáinak összefoglalásával és összehasonlításával foglalkozott előadásában. Ismertette az erre a célra kidolgozott kísérleteket.

Enzsöl Gyula és Géher Károly, illetve Peres Tibor, Kassay Jenő és Markó Szilárd (TKI) a rezonancia, illetve a mezőtorzítás elvén működő ferrit izolátorokról és az ezzel kapcsolatos hazai eredményekről tartottak előadásokat.

Körkeresztmetszetű csőtápvonalon történő nagytávolságú mikrohullámú összeköttetés mechanizmusát és egy kísérleti szakasz berendezését, valamint eredményeit ismertette L. Lewin (London) nagy érdeklődéssel fogadott előadásában.

Az impulzusmodulált mikrohullámú sokcsatornás berendezések problémaköréből Schmideg Iván (BHG) a keskeny impulzus használatának előnyeivel foglalkozott, míg Nedbál István (BHG) az optimális jel-zaj viszonyt eredményező vevőszűrő-frekvencia-karakterisztikájának analitikai meghatározását tárgyalta.

Néhány igen szemléletes áramköri példán mutatta be Szabó Nándor (TKI) a negatív visszacsatolás nélküli szélessávú erősítők linearizálási lehetőségét. Sárkány Tamás előadásában a korszerű frekvenciamodulátorokkal szemben támasztott követelményekkel és a fejlődési irányokkal foglalkozott. Egy új modulátor áramköri analízisét adta, valamint a televízió- és telefonátvitelre vonatkozó mérési eredményeket ismertette. Herpy Miklós (TKI) beszámolt a hazai kifejlesztésű szélessávú mikrohullámú berendezés automatika és távvezérlő rendszeréről.

A mikrohullámú összeköttetések területén a Szovjetunióban eddig elért eredményekről és a perspektív feladatokról tartott előadást A. D. Fortusenko (Moszkva), hangoztatva a hétéves terv hatását erre a tudományágra.

A mikrohullámú áramkörök területén elhangzott előadások sorát Reiter György (TKI) nyitotta meg a magasszintű mikrohullámú keverő kérdéseinek tárgyalásával. Frigyes István (BHG) a nagycsillapítású sávzáró mikrohullámú szűrő tervezésével foglalkozott, analizálva a felmerült problémákat és a megoldási lehetőségeket.

A haladóhullámú erősítő visszacsatoló láncában elhelyezett lassító vonal diszperziómérési problémáiról Tóth Sándor (TKI) tartott előadást. Torma Imre (TKI) ismertette a szélessávú mikrohullámú oszcillátorokban fellépő módus-interferenciák kiküszöbölésére szolgáló új áramkört.

Az élénk véleménycserével lezajlott előadásorozat lezárásaként Bognár Géza akadémikus megállapította, hogy a kollokvium eredményes volt mind tartalmában, mind a szakemberek közelebbkerülésében, ami egész biztos gyümölcsöző lesz minden résztvevő számára.

Bejelentette, hogy a személyes kapcsolatok ápolása és további bővítése érdekében 1962. május 29. és június 1 között megrendezésre kerül a II. „Mikrohullámú összeköttetések” kollokvium.

Ballistig György

A „Mikrohullámú összeköttetések” kollokviumon résztvett D. B. Sinclair a The Institute of Radio Engineers alelnöke is, aki igen elismerő hangú nyilatkozatban számolt be magyarországi tapasztalatairól az Elektronics 1959 évi 50. számában. Hangoztatta a kollokvium előadásainak magas színvonalát és az eredményes véleménycserét. (Szerk.)

ANYAG, ALKATRÉSZ, SZABVÁNY ÉS TECHNOLÓGIAI KIÁLLÍTÁS

Nagy sikerrel zajlott le február 2–10 között a Híradástechnikai Tudományos Egyesületnek és a Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesületnek a Híradástechnikai Igazgatóság és a Műszeripari Igazgatóság támogatásával rendezett közös kiállítása. A kiállításról a következő számban adunk részletesebb tájékoztatást.

KÖNYVISMERTETÉS

V. P. Szigorszkij: Négy-pólusok elmélete, Műszaki Könyvkiadó 1959. 283 oldal, ára 50,— Ft.

Szigorszkij könyve a négy-pólus-elméletet 12 fejezetben tárgyalja. Ezek: 1. A négy-pólus alapegyenletei; 2. Paraméterek; 3. Négy-pólusok kapcsolásai; 4. Pólusátalakítások és a négy-pólusok szimmetriája; 5. Helyettesítő kapcsolások; 6. Négy-pólusok összekapcsolása kétpólusokkal; 7. Átmenő négy-pólusok; 8. Rövidrezárt oldalú négy-pólusok; 9. Kölsönös induktivitásokat tartalmazó négy-pólusok; 10. Elektromos kölsönös négy-pólusok; 11. A hálózat paramétereinek variációja; 12. A négy-pólus-elmélet alkalmazásai.

A fenti monográfia érdekessége, hogy a négy-pólusok elméletét nem az irodalomban megszokott kétoldalas négy-pólusokból kiindulva tárgyalja, hanem az általános négy-pólusokból indul ki. Ennek meg-

felelően a hálózatgeometriai szemlélet jelentős szerepet játszik a tárgyalásmódban. A levezetések és a képlet-anyag írásmódja korszerű. Ügyesek a könyv táblázatos összeállításai. Mindenesetre a könyvnek vannak hiányosságai is, mint például az, hogy a gondolatmenet nem eléggé egységes és azt sokszor hosszadalmas algebrai levezetések szakítják meg, hogy a szűrő-elméleti utalások nagyrészt csak a hullámparaméterszűrőkre vonatkoznak és, hogy az aktív négy-pólusoknál a tranzisztoros kapcsolásokról még csak említés sem történik.

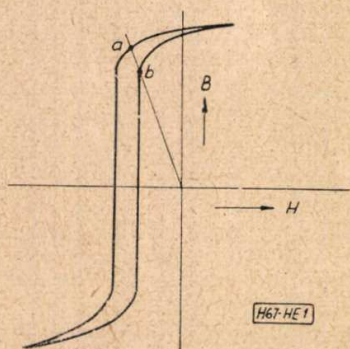
Mivel a négy-pólus elmélet az egész híradástechnika elvi alapját képezi, ezért ajánlanunk kell szakembereinknek, hogy Szigorszkij könyvét alaposan tanulmányozzák.

A kiadó, a fordító: Urbán János és a lektor: Tarnay Kálmán jó munkáját dícséri a fordítás és a szép alaki kiállítás.

SZEMLE

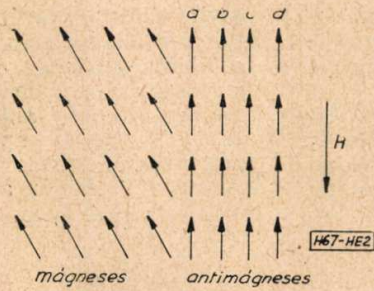
Összeállította: HARGITAI ENDRE

Meiklejohn W. H. a General Electric kutatómérnöke nemrég számolt be érdekes eredményéről a mágneses anyagok köréből. Új mágneses anyagokról van szó, amelyek jellemzőit a mágneses és antimágneses hatások kölsönös kapcsolatai határozzák meg. A kölsönhatás, amelyet csereanizotrópiának neveznek, az új anyagok három, soha nem észlelt tulajdonságát okozzák: a hiszterézis hurokgörbe a koordináta rendszerben eltolódik, az anizotrópia csak egyirányú és a rotációs hiszterézis nagy térerősségnél sem csökken 0-ra.



1. ábra. Báriumferrit mágnes

Az eltolt hiszterézis hurok azt a lehetőséget rejti magában, hogy mágnesesen lágy, keskeny hurkú anyagok is permanens mágnessé válhatnak. A felmágnesezés irányától függően a munkapont (a) vagy (b) helyen lehet. Elvileg feltételezhető olyan kisveszteségű anyag is, amelynél a hiszterézis hurok által bezárt terület 0, vagyis amelynél az eltolás igen nagy a hurok szélességéhez képest. Ennél az anyagnál a lemágnesezési tér maradó változást idéz elő. A munkapont mindig változatlan helyen marad, vagyis ezt az anyagot sohasem lehet lemágnesezni. Ennek az a magyarázata, hogy a hurokgörbe eltolódását a mágneses és antimágneses részecskék kölsönhatása okozza, amelynek az a feltétele, hogy az anyagot mágneses térben és a paramágneses állapot fölötti Néel hőmérsékletnél ez alá hűtsék. A mágneses térben történő hűtés során a tér irányába beálló elemi részecskék szomszédságában antimágneses kristályelrendeződés is lesz. Ezek szerint a mágneses és antimágneses tartományok egymást érintik; az antimágneses fázist a külső mágneses terek észrevehetően nem befolyásolják. Emellett a mágneses fázis hajlamos a 2. ábrán jelzett antimágneses fázis (a) sorú spinjeinek irányába befordulni. Ha a H térerőt maximumig növelik, a mágneses spinrendszer a telítési értékig befordul a tér irányába. A H térerő megszűnésével minden visszaáll eredeti állapotába. A mágneses és antimágneses fázisok fent vázolt rugalmas kapcsolatának



2. ábra. Pólussaru

jelensége a B tengelyre nézve eltolt, aszimmetrikus hiszterézis hurkot eredményez.

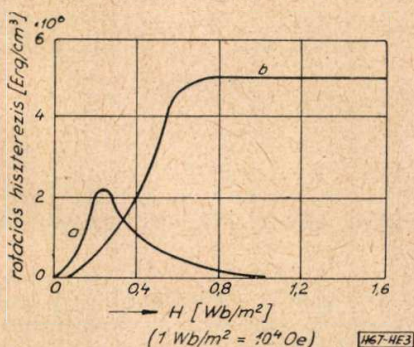
Ezt a jelenséget azokban a kobalt-kobaltoxid és a vas-vasoxid rendszerekben fedezték fel, amelyeknél a Néel-hőmérséklet a szobahőmérséklet alatt van. 200 Ångström nagyságú kobaltoxid felületű kobalt-részecskék folyékony oxigén hőmérsékletén (-210 °C) 32 kJ/m³ (4 MGoe) energiatartalmú permanens mágne-
st alkotnak.

További érdekessége ennek az anyagnak az, hogy orientáltsága (anizotrópiája) egyirányú, a kobalt kristályéhoz hasonlóan. Az eddig ismert anyagoknak legalább két stabil állapotuk van, ennek az új anyagnak azonban csak egy. Ez még 25 Wb/m² (250 000 Oe) térerősnél is fennáll. A jelenség az iránytűnél a legszembetűnőbb: ebből az új anyagból készítve, tetszőleges nagyságú és irányú mágne-
sterek hatásának megszüntetése után ismét északi irányba fog befordulni.

Az új anyag harmadik szokatlan tulajdonsága a rotációs hiszterézis, amely a legerősebb terekben is megmarad. Ezt a jelenséget az irreverzibilis mágne-
zési tulajdonságok okozzák. Az eddig ismert anyagok rotációs hiszterézise a térerővel egy bizonyos értékig növekedik és maximum után a térerősség növekedésével 0-ra csökken. A rotációs hiszterézis

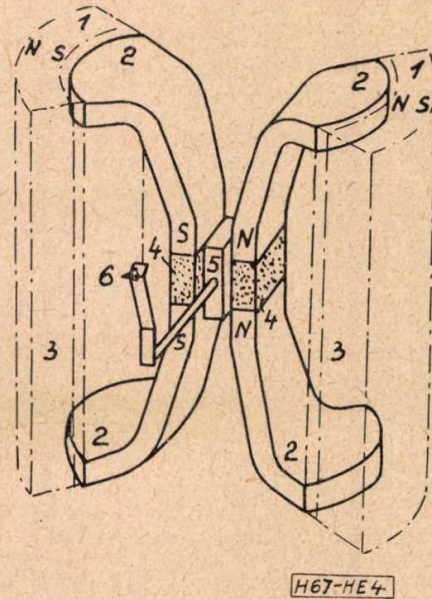
$$\frac{K}{M_S} < H < \frac{2K}{M_S}$$

térerőnél lép fel. (K anizotrópiái állandó, M_S telítés mágneses intenzitás). Az új és eddig ismeretes anyagok rotációs hiszterézisét a 3. ábra szemlélteti. Ezt a jelen-
séget hiszterézis motoroknál lehet előnyösen felhasználni.



3. ábra. Pólusborítás

Báriumferrit mágnesekkel korszerű dinamikus pick-up valósítható meg a 4. ábra szerinti elrendezésben. A négypólusos rendszerhez két tengelyszimmetri-
kusan elhelyezett héj alakú mágnes használunk s így a rendszer igen kis helyet foglal el és főleg teljesen zárt mágneskört képez, amely kifelé szórás nem létesít, bár a légrésben viszonylag igen nagy a térerősség. Az új megoldás előnye a jó hatásfok (nagy érzékeny-
ség) és a kis súly (BAFE mágnesek sűrűsége 4500...5000 kg/m³).



4. ábra. Antimágneses anyag

- 1 — báriumferrit ; 2 — pólussaru ; 3 — pólusborítás ;
4 — antimágneses anyag ; 5 — lengő lemez (vas) ;
6 — zafirtű

A ferritgyűrűs információtárolók helyett hasonlóan megfelelő, de olcsóbb megoldást nyújt a „twistor”.* A twistort úgy állítják elő, hogy vékony, 0,1 mm vas-
tagságú vörösrézhuzalra 0,1×0,01 mm kereszt-
metszetű NIFEMO ötvözetből (Permalloy) készült szalagot 0,2 mm menetemelkedéssel tekercselnek fel.

Európa leghosszabb tengeri távbeszélőkábelét Anglia és Svédország között építik meg. Hossza 530 km; számos beépített, víz alatti erősítőt fog tartal-
mazni, hasonlóan a transzatlanti kábelhez.

Légmentes lezárás céljából az alkatrészeket szoba-
hőmérsékleten vulkanizálódó szilikongumi bevonattal látják el. Ez a bevonat -38...+175 °C hőmérséklet-
tartományon belül rugalmas nedvességvédő réteget alkot, amely a felületi ellenállást is kedvező értékre növeli.

A TELEFUNKEN cég új típusú, teljesen tranzisz-
toros hangfrekvenciás erősítőt hozott forgalomba ELA V 630 típusjelzéssel. Az erősítő súlya, a négy darab 1,5 V-os góliátelemmel együtt, 1550 g. Műszaki adatai a következők:

bemenő feszültség teljes ki- vezérléshez	2,2 mV (-51 dB)
belső ellenállás	~600 Ohm
mikrofon ellenállása (dinami- kus)	200 Ohm
maximális kimenő teljesítmény	4 W
kimenő impedancia 50...15000 Hz között	~8 Ohm
lezáróellenállás	16 vagy 4 Ohm
torzítási tényező 1 kHz-nél 4 W teljesítmény mellett	≅6%
áramfelvétel maximális kive- zérlésnél	~1 A
áramfelvétel kivezérlési szünet- ben	0,1 A
telepélettartam a kivezérléstől függően szakaszos üzem mel- lett	6...20 óra
tranzisztorok	1 db OC 604 2 db OC 602 2 db OC 602 spec 2 db OD 604
méretetek	51 · 149 · 171 mm

* twist angol szó sodratot jelent, ebben a szóképzésben sodort alkatrészt jelent, azonban megfelelő magyar szó erre még nincs.

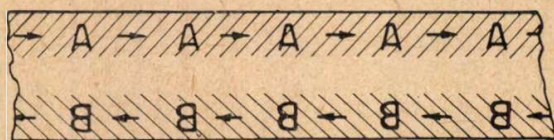
Az erősítő mindazon helyeken előnyösen használható, ahol hálózat nincs és gyorsan üzembe helyezhető közvetítés szükséges, például közlekedés, szabadtéri rendezvények, parancsközvetítés, mozgó járművek stb. Tölcséres hangszóróval hatótávolsága 60...150 m, 74 phon hangerő mellett. Beszédközvetítés céljaira termekben 3000 m³-ig használható.

Kapcsolástechnikailag az erősítő szabályozható előfokozatból, fázisfordítóból és meghajtóból, valamint B osztályú ellenütemű végfokozatból áll. Az erősítő hőmérséklet- és feszültségstabilizált. Tekintettel a csatlakoztatott tölcéses hangszóróra, a frekvenciasáv felső része bizonyos mértékig kiemelt, így módon a hangszóróval együtt mért frekvenciasáv egyenletes. Egyéb hangszóróhoz is illeszthető az erősítő, sőt lineáris frekvenciamenetű kivitel is előállítható.

*

A magnetofon készülékek üzeménél igen lényeges szempont a szalagköltség. Eppen ezek csökkentésére — a minőség egyidejű biztosítása mellett — dolgozták ki a kisebbeségű készülékeket. Ha a régi 78 cm/s sebességű stúdiókészülékekre gondolunk, a fejlődés e téren igen jelentős. Úgy látszik azonban, hogy a szalagsebesség csökkentésének, a jó minőség egyidejű megtartása mellett, már megvannak a határai. Ezért más utat kellett választani az egy szalagra felvehető műsor idejének növelése céljából.

A TELEFUNKEN cég 1958-ban M 65X típusú készülékeiben már megvalósította a 9,5 cm/s sebesség mellett ugyanazt a minőséget, amit korábban a 19 cm/s sebességgel lehetett csak biztosítani. A szakirodalom ekkor állást foglalt amellett, hogy további sebességcsökkentés lényeges minőségromlást eredményez. Az új M 76 típusú magnetofon már más utat követ a szalagtakarékosság terén. A minőség javítása mellett a négysávos rendszer bevezetésével a játszási idő megduplázódott.

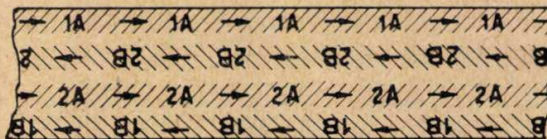


H67-HE5

5. ábra. Lengőlemez (vas)

A konvencionális házi készülékekben alkalmazott kétsávú rendszerrel (5. ábra) először az A félsáv, a szalag fordított irányú áthaladásánál pedig a B félsáv veszi fel a jeleket. A négysávos rendszerrel a 6. ábra szemlélteti. A négy sávhoz különleges kétemeletes

felvevő és lejátszó feje van szükség, amit vázlatosan a 7. ábra szemléltet. Ez a speciális fej olyan felépítésű, hogy a felső rés a szalagnak csak az első negyed sávját (1A), az alsó rés pedig a szalag harmadik sávját (2A) veszi igénybe. Látható, hogy az első és második áthaladáskor csak a felső rést bekapcsolva csak az 1A és csak az 1B negyedsávok telnek meg, a harmadik és negyedik áthaladásnál pedig az alsó rést kapcsolva be, csak a 2A és 2B sávokon lehet rögzíteni, illetve lejátszani.



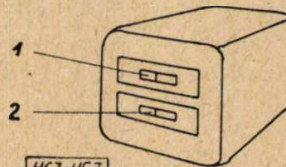
H67-HE6

6. ábra. Zafirtű

A hasznos szalagszélességnek további csökkentése (negyedére), a stúdiomagnetofonok teljes szélességű felvételével szemben, a dinamika és az abszolút szint csökkenését, következésképpen a jel/zaj viszony romlását okozta. E hátrányokat az M 76 magnetofon teljes mértékben kiküszöböli a felépítés megoldásával.

A bugásszintet azzal csökkentették, hogy az összes erősítő fűtéséhez egyenáramot használnak, az előerősítők kis zajtényezőjű tranzistorokat tartalmaznak, az elektromágnesek csak egyenárammal működnek és a motorok nagypermeabilitású mágneses anyagból készültek, bőségesen méretezettek és árnyékolással vannak ellátva. E konstrukciós megoldásokkal nemcsak biztosítani tudták az 50 dB-es zajszintet, hanem ennél jobb eredményt értek el és ezért a frekvenciasáv alsó határa 30 Hz-ig kiterjeszhető lett.

Az M 76-os típusú magnetofon, a Telechron rendszerhez hasonlóan, diapozitív vetítések vezérléséhez is felhasználható. A kétsávú rendszerben felvett szalagokat is lehet ezzel a készülékkel játszani az emeletes fejnek csak a felső részét használva.



H67-HE7

7. ábra

KÖNYVISMERTETÉS

ACTA IMECO 1958.

Ezen a címen jelenik meg az 1958. végén Budapesten rendezett Nemzetközi Méréstechnikai Konferencia teljes anyaga, a Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesület kiadásában. Az összesen több mint 2000 oldal terjedelmű ötkötetes mű az első ilyen méretű tudományos konferencia anyag, amely hazánkban idegen nyelven, többnyelvű (köztük magyar) kivonatokkal kiadásra került.

ACTA IMECO 1958. teljes terjedelmében eredeti nyelven és teljes ábraanyaggal közli a konferencián elhangzott 133 tudományos előadást az általános metrológia, valamint a geometriai, mechanikai, hőtechnikai, optikai, villamos, mágneses, elektronikus, fiziko-kémiai és magfizikai mérések és mérőműszerek területéről, valamint a műszertechnikai kutatás, oktatás, gyártásszervezés és gyártástechnológia számos kérdéséről. Alig van tehát olyan tudományterület, amelynek valamely kutatási vagy gyártási területét

a konferencián elhangzott egy vagy több előadás ne érintené.

Az ACTA IMECO 1958. nemrég jelent meg — legnagyobb részét külföldi, a világ minden tájáról beérkezett érdeklődések alapján az illetékes exportvállalat vette át.

Az ACTA IMECO 1958. a külföldi előadásokról — amelyek más folyóirat hasábjain világnyelven nem jelentek meg — részletes magyar nyelvű kivonatokat is tartalmaz és így hazai szakembereknek is értékes forrásmunkául szolgál. Az ötkötetes mű, amely A/5 szabvány méretben, Rotaprint eljárással készült, a Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesületnél (Bp., V., Szabadság tér 17.) rendelhető meg, fűzve 250.-Ft-os áron. Megrendeléseket (előre fizetve 171.247—70 csekk számlára, vagy utánvétellel) a fenti címen a beérkezés sorrendjében fog az Egyesület Titkársága előjegyezni és teljesíteni.

Обобщение на русском языке

П. Мольнар: Применение общего управления в коммутаторах типа кроссбар, имеющих среднее количество линий.

При проектировании коммутаторов типа кроссбар решающее значение имеет правильный выбор режима управления. Общее управление имеет ряд преимуществ перед управлением по ступеням, однако, с обычными электро-механическими реле в простом и экономном исполнении такое управление осуществимо только в коммутаторах до 2000 линий. Коммутаторы, имеющие среднее количество линий уже безусловно более экономно проектировать с общим управлением. При внедрении электронных переключающих узлов указанный верхний предел 2000 линий отодвигается в направлении большего количества линий и общее управление будет осуществимым и в больших коммутаторах.

Д. Хусты: К теории акустического излучения

В литературе по акустическому и по электромагнитному излучениям вопрос о том, имеется ли односмысленная связь между функцией возбуждения и характеристикой распределения излучаемой энергии в пространстве все еще является спорным. Опираясь на результаты, полученные ранее Ф. Д. Смесом (2), Ф. А. Фишер (1) утверждает, что связь не является односмысленной, и что с помощью звуковых излучателей, имеющих небольшие размеры по сравнению с длиной излучаемой волны можно осуществлять лишь кругообразную характеристику направленности излучения. По мнению Г. Экарт (3) это утверждение неправильно, связь является односмысленной.

Автор считает, что связь между характеристикой направленности излучения и функцией возбуждения не является односмысленной. Больше того, можно доказать, что характеристика направленности излучения в принципе независима от соотношений между размерами звукового излучателя и длиной излучаемой волны. Это утверждение доказывается на примере звукового излучателя с кругообразно симметрическим возбуждением.

Л. Немеш: Техника отклонения в телевизионной трубке 110 градусов.

I. Обзор конструкции и применения трубок 110 градусов, которые применяются в современной телевизионной технике. Проблема генерирования отклоняющей энергии, необходимой для отклонения электронного пучка в трубке 110 градусов. Введение нового горизонтального и вертикального масштаба при производстве приёмников. Отклоняющая катушка с высоким к. п. д.

II. Расчёт и конструирование современной оконечной систем с рекуперацией напряжения. Решение проблем линейности изображения. Применение усилителей с обратной связью при вертикальных отклоняющих системах.

Г. Пал: Применение отрицательного импеданса в качестве усилителя для двухпроводных электрических схем.

Понятие отрицательного импеданса. Характер и классификация отрицательных импедансов. Осуществление отрицательных импедансов разных типов с помощью разных контуров. Изложение вопроса стабильности. Рассуждения при расчёте для осуществления контуров. Вопросы применения отрицательного импеданса. Сравнение возможности исполнений с применением электроламп и транзисторов. Детальное описание контуров усилительной аппаратуры, осуществленной с применением отрицательного импеданса. Изложение функций и возможности применения.

Я. Бито: Исследование некоторых явлений газового разряда низкого давления.

Автор даёт перечень донные выходящих работ, относящихся расслоению положительного столба в газовом разряде низкого давления. Далее познакомит нас с обстоятельствами воздействия на разряд со стороны анода и с методом оценки результатов.

На основе наблюдений доказывает, что на расслоение, происходящее в положительном столбе разряда низкого давления, можно воздействовать не только путём пертурбации со стороны катода, а путём специального оформления анода, то есть с воздействием со стороны анода. В следствие специально выбранного анода можно наблюдать и стабилизирующее действие напряжения. Автор сопоставит свои результаты с литературными данными.

Л. Герендау: Условие начала колебания осцилляторов с транзисторами.

Автор с линейным исчислением установит общедействующее соотношение для транзисторов с применением параметров для малых сигналов. Это соотношение не содержит пренебрежений. Но содержит в себе четыре параметра транзистора и четыре параметра связочного четырёхполюсника. С помощью двух примеров покажет простой расчёт параметров пассивного контура путём разложения связочного четырёхполюсника на элементарные четырёхполюсники. Первый пример относится к осцилятору с индуктивной обратной связью. С введением упрощений изображает предел области возбуждения для обычных схем с заземленной базой и эмиттером. Второй пример обсуждает осцилятор типа RC со сдвигом фаз. Окажется, что для осуществления такого осцилятора пригодна только схема с заземленным эмиттером.

Е. Кертес: Холодное течение и холодная сварка

Использование холодного течения материала — один из наиболее экономичных методов бестружечной обработки материалов, благодаря которому улучшается качество материала. На заводе имени Белоаянниса с применением этой технологии производятся коробки конденсаторов, реле для счетчиков и кожухи для защиты от пыли. Использование холодного течения часто является экономным и при изготовлении небольшого количества изделий. Холодная сварка — один из возможных методов соединения и герметического закрытия деталей или узлов, изготовленных с использованием холодного течения. Применение холодной сварки для закрытия конденсаторов является особенно выгодным, так как закрытие детали может происходить без отдачи тепла (без доведения тепла до детали). На заводе имени Белоаянниса конденсаторы, применяемые в телефонных аппаратах закрываются путем холодной сварки.

Résumés en français

P. Molnár: Application de la commande commune dans les bureaux centraux cross-bar de grandeur moyenne

Au cours des projets des centraux cross-bar la sélection attentive de la méthode de la commande a une importance décisive. La méthode de la commande commune a beaucoup d'avantages sur la commande graduelle, mais on ne la peut réaliser avec les relais électromécaniques actuels dans une forme simple et économique, que dans les centraux ayant moins que 2000 lignes. Evidemment le plus avantageux c'est de projeter des bureaux centraux de grandeur moyenne à commande commune. La limite supérieure de 2000 lignes se déplace par l'introduction des éléments de connection électroniques vers une valeur plus grande, ainsi la commande commune peut aussi être introduite dans les grands bureaux centraux.

D. Huszty: Note à la théorie de la radiation sonore

C'est une question actuelle encore ouverte dans la littérature de la radiation sonore et électromagnétique si la relation entre la fonction excitatrice et le diagramme de tendance est unanime ou non. F. A. Fischer se referant à un résultat plus ancien de F. D. Smith déclare que la relation n'est pas unanime et on ne peut executer que des diagrammes de tendance circulaires avec les radiateurs d'une dimension relativement petite en comparaison avec la longueur d'onde. Selon G. Eckart l'argumentation ci-dessus est inexacte et la relation est unanime. L'auteur pense que la relation entre le diagramme de tendance et la fonction excitatrice n'est pas unanime. En outre on peut encore présenter — au moins en principe — que le diagramme de tendance est indépendant de la dimension du diffuseur comparé avec la longueur d'onde. Le propos ci-dessus est affirmé dans le cas, d'un diffuseur à excitation circulaire symétrique.

L. Nemes: La technique de déviation du tube de télévision récepteur de 110° C.

I. L'article présente un aperçu des aspects de la construction et de l'utilisation des tubes de télévision de 110° C appliqués dans la technique de réception de la télévision moderne. Le problème de la production de l'énergie de déviation nécessaire pour la déviation du rayon électronique en cas d'un tube de télévision de 110° C. Introduction d'une nouvelle mesure horizontale et verticale dans la fabrication des récepteurs. Une bobine de déviation à grande puissance.

II. Le calcul et le projet de l'étage final du booster-voltage. La solution des problèmes de la linéarité de l'image. L'application des amplificateurs à contre réaction dans les systèmes verticaux déviant.

G. Pál: L'application des impédances négatives pour l'amplification des circuits à deux fils

Concept de l'impédance négative. Leur caractère et leurs distributions. Réalisation des impédances négatives de types différents avec des circuits divers. Considérations de mesure concernant la réalisation des circuits des différentes impédances négatives. Analyse de circuit en corrélation avec l'adaptation. Comparaison des modes de solution avec les tubes électriques et des transistors. Description détaillée de circuit d'une installation amplificatrice réalisée. L'article présente des possibilités de service et d'application.

J. Bitó: L'examen des phénomènes particuliers de décharge dans un gaz à basse pression.

L'auteur fait connaître les ouvrages fait jusqu'à présent sur la lamination des colonnes positives des décharges dans un gaz à basse pression, puis les conditions des séries d'expériences de l'intervention du côté anodique et la méthode d'obtenir des résultats. Se référant aux observations, il affirme, que la lamination dans les colonnes positives des décharges dans un gaz à basse pression peut être influencée non seulement par l'application de la perturbation du côté cathodique mais aussi avec la formation spéciale de l'anode, c'est à dire avec l'intervention dans le côté anodique. En conséquence de l'anode spécialement choisie on peut observer la stabilisation de tension. L'auteur compare les résultats avec les données de la littérature.

L. Gerenday: Condition d'amorçage des oscillateurs à transistors.

On déduit une relation générale par une méthode de calcul linéaire, en utilisant les paramètres du transistor concernant les petits signaux. Cette relation qui ne contient pas de négligences, comporte les quatre paramètres du transistor et ceux du quadripôle de couplage. On présente par deux exemples le calcul simple des paramètres du circuit passif en décomposant le quadripôle de couplage en quadripôles élémentaires. Le premier exemple se rapporte à un oscillateur à réaction inductive. Il apparaît que la réalisation d'un tel oscillateur n'est possible que dans un circuit où soit l'émetteur, soit la base sont reliés à la terre. Le deuxième exemple décrit un oscillateur RC à déphasage. On démontre que seule la réalisation d'un oscillateur dans lequel l'émetteur est mis à la terre est appropriée.

F. Kertész: La coulée et la soudure à froid

La coulée à froid (déformation plastique) est une des procédures les plus économiques des déformations à froid, l'application de laquelle donne aussi l'amélioration de la qualité. Dans les usines de BHG on produit les boîtiers de condensateur et de relais, puis les protections anti-poussières. L'application de la coulée à froid est économique aussi au cas où la quantité n'est pas trop grande. La soudure à froid est une des manières de scellement hermétique des pièces coulées à froid et d'assemblage des diverses pièces. Son application est surtout avantageuse pour le scellement des condensateurs, parce que l'on peut l'exécuter sans traitement thermique. Dans les usines de BHG les boîtiers de condensateur utilisés dans les appareils téléphoniques sont scellés par soudage à froid.

Summaries in English

P. Molnár: Application of Common Control in the Medium-Size Cross-bar System Telephone Exchanges

The careful selection of the control method is of decisive importance when planning the cross-bar telephone exchanges. The common control method has great advantages to the stepwise control method, but the using of common control with the present electromechanical relays is simple and economic only in central exchanges up to 2000 lines. It is absolutely worthy to plan medium-size exchanges with common control. The upper limit of 2000 lines moves with the introduction of the electronic parts towards a higher value and so the installation of common control will be possible in the bigger central exchanges too.

D. Huszty: Note to the Theory of Sound Radiation

It is up-to-now a discussed question in the litterature of sound and electromagnetic radiators whether relation between source distribution and directivity pattern is unambiguous or not. F. A. Fischer (1) relying on F. D. Smith's earlier results says, that the relation is not unambiguous, and that only circular directivity characteristics can be realized with the radiators which are of small size in comparison with wavelength. G. Eckart is of the opinion (3), that the above mentioned argumentation is wrong and the relation is unambiguous. The author finds that the relation between directivity pattern and source distribution is not unambiguous. Moreover it can be proved — at least in principle — that the directivity pattern is independent of the dimensions of radiators compared with the wavelength. Above statement is proved in case of circular symmetric acoustic source.

L. Nemes: Deviation Technic of 110° -Receiving Picture Tube

I. Survey of the construction and application of the 110° -picture tube used in the modern television receiving technic. Problem of the production of deviation energy necessary to deflect cathode-ray in the case of 110° -picture tube. Introduction of new horizontal and vertical aspect ration in the manufacturing of TV-receiver. Deflection coil of high efficiency.

II. Calculation and planning of the modern booster voltage final stage. Solution of problems concerning image linearity. Application of feed-back amplifiers in the vertical deflection systems.

G. Pál: Application of negative impedances to the double-wired amplification of circuits

The concept of negative impedances. The characteristics of negative impedances and their classification. The realization of negative impedances of various types with different circuits. Considerations concerning stability. Dimensioning views concerning circuit realisation of different negative impedances and methods of practical dimensioning. Comparison of execution with electronic tubes and transistors. Description of a circuit of a realised amplifying equipment with negative impedance. Description of service and application.

J. Bitó: Testing of Some Phenomenon of Low Pressure Gas Discharges

The author presents the up-to-date publications concerning striation of positive columns of low pressure gas discharges, further the conditions of the tests of perturbation concerning the anode regions carried out in the series of experiments forming the object of paper. The author describes the detection method of results. He proves on the basis of observation that the striation in positive columns of low pressure gas discharges might not only be influenced by application of a cathode side perturbation, but with the special formation of anode, hence with the perturbation on anode side. In consequence of the specially chosen anode, voltage stabilizing effect can be observed too. The author compares the results with the data of litterature.