

V. 1. 201.

Magyar **HIRADÁSTECHNIKA**



4-6

Magyar

HIRADÁSTECHNIKA

A HIRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Felelős szerkesztő:

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

Szerkesztő:

Boglár Gyula
XI. Szigethy Gyula u. 11
Telefon: 259—660
458—718

A Híradástechnikai
Tudományos Egyesület
Titkársága:
V. Szabadság tér
Telefon 113—027

Megjelenik kéthavonta
Előfizetési ár egy évre
30,— Ft.
Példányonként 5,— Ft

TARTALOM:

<i>Novák I. és Frischmann G.:</i> Nagytávolságú hírközlő összeköttetések fejlődésének irányai	117
<i>Koczka László:</i> Az elektronika térhódítása az automata távbeszélő központoknál	125
<i>Kozma László dr.:</i> A bérháztelefon, mint a távbeszélőszolgáltatás olcsóbbításának egyik módja	149
<i>Barta I. dr. és Simon Gy.:</i> Televízió műsoradók nagy távolságú vétel-lehetőségének vizsgálata	155
<i>Heckenast Gábor:</i> A mágneses hangrögzítéstechnika jelene és fejlődésének iránya	159
<i>Vajda Zoltán:</i> Tranzisztoros erősítők hőmérséklet stabilitása	167
<i>Tarnay Kálmán:</i> Új módszer visszacsatolt oszcillátorok méretezésére....	171
<i>Katona János:</i> Elektrolitikus kondenzátorok méretezése	177
<i>Erekly Vilmos:</i> Elektroncsövek rácsának termikus emissziójából eredő áramok mérési módszereiről	183
<i>Katona J. és Henk K.:</i> Kondenzátorok kapacitásának és veszteségi tényezőjének mérése elektronikusan kiegyenlített váltakozó áramú impedanciahídban	191
<i>Kiss Ernő:</i> Korszerű műsorvevő rádiókészülékek (Befejező rész)	197
<i>Ipolyi Károly:</i> Higroszkópos érszigetelésű zománczott erű pvc köpenyű kábelek	204
<i>Takács Ferenc:</i> Követési torzítás hanglemezjátszásnál	206
Egyesületi hírek	213
Содержание и обобщение на русском языке	215—216
Contents and Summaries in english	216—217
Table des matières avec résumé des articles en langue française ...	217—218
Inhaltverzeichnis mit Zusammenfassungen in deutscher Sprache ...	218—219

Nagyávolságú hírközlő összeköttetések fejlődésének irányai*

NOVÁK ISTVÁN és FRISCHMANN GÁBOR
Magyar Posta

A cikk rövid áttekintést ad a nagyávolságú hírközlő összeköttetések fejlődéséről és a 40 GHz alatti frekvencia-tartományban használatos vagy figyelembevehető vezeté-kes és vezeték nélküli hírközlő rendszerekről. Azt a követ-keztetést vonja le, hogy a legközelebbi jövőben ezres nagy-ságrendű áramkörök létesítésére továbbra is a terheletlen szimmetrikus kábelek, televízió program, vagy néhány ezer áramkör létesítésére pedig a koaxiális kábelek és széles-sávú mikrohullámú rendszerek alkalmazásával kell számolni. Ezután áttekintést ad az európai szélessávú hálózat fejlő-déséről és tárgyalja a koaxiális kábelek és szélessávú mikro-hullámú rendszerek létesítésével és üzemeltetésével kapcsola-tos főbb műszaki és gazdaságossági szempontokat. Meg-állapítja, hogy a mikrohullámú technika ma már a híradás-technika korszerű eszközei közé tartozik, és a távközlő hálózat kiépítésénél a mikro- és kábelirányokat egymással összhangban kell fejleszteni.

1. Bevezetés

A híradástechnika — ezen belül a nagyávolságú távbeszélő átviteltechnika — az utóbbi évtizedek-ben világszerte nagy fejlődést mutat, amit a hír-közlési szempontból fejlett országok alábbi statisztikai adatai bizonyítanak:

a távbeszélő előfizetők és ugyanígy a helyi beszélgetések száma az utolsó 30 év átlagában évi 4% emelkedést mutat, ugyanekkor a távol-sági beszélgetések számának évi növekedése 8–10%.

A távolsági forgalom viszonylag erősebb növe-kedése a jövőben is várható, különösen, ha tekin-tetbe vesszük az ipari automatizálás távlati igényeit, mely egymástól távolfekvő ipartelepek, energiatelepek, üzemanyag- és nyersanyagelő-helyek, raktárak között igényel információkat, vagy parancsokat továbbító összeköttetéseket. Ehhez a helyközi összeköttetések olyan mennyisé-gére lesz szükség, amilyen áramkörszámot ma csak a helyi hálózatokban ismerünk. Az igények kielégi-tésénél a vezetékes és vezeték nélküli átviteli rend-szerek igen jól kiegészítik egymást, különösen, ha a mind szélesebb körben jelentkező televíziós átviteli igényeket is a távbeszélőhálózat fejlesztésével összhangban kívánjuk kielégíteni. A fejlődés azon-ban nemcsak az egyre nagyobb frekvenciák tarto-mánya felé mutat, hanem új lehetőségek tárulnak fel a klasszikus hullámtartományokban is.

A következőkben rövid áttekintést adunk a nagyobb frekvenciasávok felhasználásának lehetőségeiről, az igénybevétellel járó főbb problémákról és a figyelembe vehető újabb átviteli megoldások-ról. Ezt követően foglalkozunk a televízió átvitelre és többszáz távbeszélőcsatorna létesítésére egy-aránt alkalmas szélessávú mikrohullámú rend-

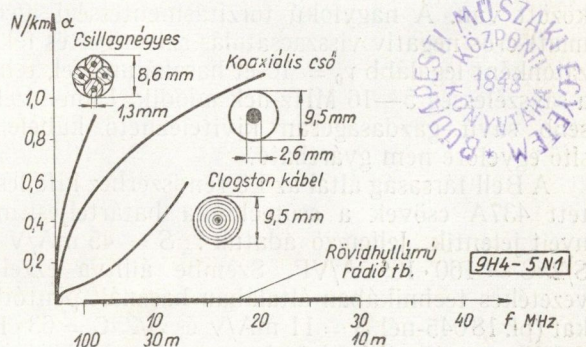
szerek és a koaxiális kábelek létesítésével és üzemel-tetésével kapcsolatos egyes műszaki és gazdasá-gossági kérdésekkel, különös tekintettel arra, hogy rövidesen Magyarország is bekapcsolódik a nem-zetközi televízió hálózatba és nagyszámú, új, kor-szerű nemzetközi távbeszélő áramkör létesítésére kerül sor.

2. A frekvenciatartományok alkalmazási lehetőségei

Vizsgálatainkat elsősorban a CCI ajánlása szerinti 300–3400 Hz átviteli sáv szélességű, tehát egyoldalsávós átvitelt feltételezve csatornánként 4000 Hz-et igénylő távbeszélő áramkörökre vonat-koztatjuk. Először a hosszú-, közép- és rövidhullámú, majd az ultrarövidhullámú, végül a mikrohullámú frekvencia tartomány átviteli rendszereivel fog-lalkozunk.

2.1. Hosszú-, közép- és rövidhullámú frekvencia-tartomány

Az 1. ábra vízszintes tengelyén a 0–40 MHz közötti frekvenciasávot, függőleges tengelyén pe-dig az átvívó rendszer fajlagos csillapítását (N/km) tüntettük fel.



1. ábra. Hosszú-, közép- és rövidhullámú átviteli utak csillapítása I

Ismeretes, hogy a régi típusú, nehéz terhelésű hangfrekvenciás kábelek fajlagos csillapítása kb. 10 mN/km, míg a papírszigetelésű 1,2 mm átmé-rőjű szimmetrikus páros terheletlen kábel km-kénti csillapításértéke a 60-csatornás üzemnek megfelelő 252 kHz-nél 0,35 N körül van. A stiroflex szíge-telésű 1,3 mm átmérőjű kábelek ezt a csillapítást 550 kHz-nél érik el, ezért a szokásos 18 km erősítő-mező hosszánál 120 csatornás üzem létesítésére alkal-masak.

A CCI ajánlása szerinti koaxiális kábeleket jelen-leg általában csak távbeszélő üzemre használják és

* A Tárcaügyi Híradástechnikai Tanács megbízásából 1958. áprilisban ké-sült tanulmány.

rajtuk, 9 km-es erősítőoszttással, 960 távbeszélő csatorna létesíthető, kb. 4 MHz-legfelső átviteli frekvenciáig. Jelenleg megvalósítás stádiumában van a televízió programátvitel, 6 MHz legfelső átvitt frekvenciával.

Az erősítőmező felezésével rövidesen lehetőség lesz az átviteli sávnak 12 MHz-ig való kiszélesítésére, ami 1 koaxiális csőpáron 2700 távbeszélő áramkör, vagy 1 televízió csatorna és kb. 1200 áramkör létesítését teszi lehetővé. Feltételezhetjük, hogy a távolabbi jövőben a koaxiális kábel felső átviteli frekvenciája 20 MHz -ig is kibővíthető lesz.

A kábel csillapítása a skinhatás következtében a nagyobb frekvenciák felé erősen növekszik. A váltakozóáram pl. 1000 Hz-nél még 2 mm mélyen hatol be a fémbe, míg 10 MHz-nél a behatolási mélység alig 0,02 mm, ami annyit jelent, hogy az áramvezetésben résztvevő fémkeresztmetszet rendkívüli mértékben lecsökken. Kézenfekvő ezért az a gondolat, hogy a koaxiális kábel külső és belső fémvezetője több, igen vékony — egymástól szigetelő réteggel elválasztott — fémfóliából készüljön. Az így előálló Clogston kábel* csillapításgörbéjét az 1. ábrán láthatjuk. Csillapítása néhány MHz-ig lényegesen kisebb, mint a koaxiális kábelé, de 12—15 MHz körül már igen meredeken emelkedik.

Az átvihető frekvenciasáv szélességét nemcsak a kábelcsillapítás, hanem az erősítő és elektroncső technika adottságai is korlátozzák. Ismeretes, hogy az átviteli sáv közepén elérhető fokozaterősítés (ν_0) és a sáv szélesség (B) szorzata minden cső típusra állandó. A $\nu_0 B = \frac{S}{2\pi C}$ kifejezés — mely-

nek dimenziója frekvencia — a cső S meredekségétől, valamint a cső és a huzalozás C összkapacitásától függ.

Korszerű csöveknél a $\nu_0 B$ érték 50—160 MHz között van. A nagyfokú torzításmentességi igény miatt erős negatív visszacsatolás szükséges és fokozatonként legalább $\nu_0 = 10$ -et használunk fel, tehát a sáv szélesség 5—16 MHz-nek adódik. Ennél szélesebb sávú gazdaságosan kivitelezhető kábel-erősítő egyelőre nem gyártható.

A Bell társaság által az L3 rendszerhez kifejlesztett 437A csövek a csőtechnika határteljesítményeit jelentik. Jellemző adatuk: $S = 45$ mA/V és $S/2\pi C = 160 \cdot 10^6$ A/VF. Szembe állítva ezzel a vezetékes technikában általában használt pentódákat (pl. 18045-nél $S = 11$ mA/V és $S/2\pi C = 63 \cdot 10^6$ A/VF) megállapíthatjuk, hogy az új csövek jósága több mint kétszerese a régi csöveknek.

Vezetékes vonalon tehát nagy S/C viszonyú csövekkel a koaxiális kábelnek 10—20 MHz-ig való kihasználásával számolni lehet, feltételezve, hogy a negatív visszacsatolás egy oldalsávú üzemből a frekvenciasáv kiterjesztésénél is ugyanolyan jól használható — és erős linearizálást biztosít.

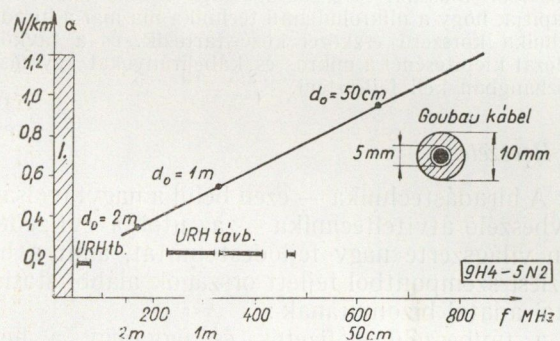
Mikrohullámú rendszereknél az ott alkalmazott modulációs eljárás következtében az erősítő lineartásával szemben kisebb követelményeket kell támasztani, ezért megelégedhetünk $\nu_0 = 3$ foko-

zaterősítéssel, tehát ugyanazon csövekkel 30 MHz középfrekvenciás sáv szélesség nagyobb nehézség nélkül erősíthető.

Az 1. ábrán feltüntetett frekvenciatartományban igen nagy távolságok hidalhatók át igen kis csillapítással, ha vezeték nélküli átvitelt alkalmazunk. Az ábrán vastag vonallal megjelölt 100—10 m közötti rövidhullámú sávban mód lenne 6000—7000 rádiótávbeszélő csatorna létesítésére. Az átviteli út 10 000 km-nél is nagyobb lehet, azonban az ionoszféra szeszélyessége miatt az egész sávban egyidejű üzembiztos átvitelről alig lehet szó, tehát nagyszámú távbeszélő összeköttetés biztosítása ezen az úton nem lenne megoldható akkor sem, ha a teljes sáv távbeszélő üzemre igénybe vehető lenne.

2.2 Ultrarövidhullámú frekvenciatartomány

A második ábra csillapítás léptéke ugyanaz, mint az 1. ábráé, de a frekvencialéptéket 20-szorosra



2. ábra. Ultrarövidhullámú átviteli utak csillapítása II

vettük fel, így a diagram a 800 MHz-ig terjedő frekvenciasávot tünteti fel. Az ábra baloldalán vonalkázással megjelölt terület a 2.1 pontban tárgyalt 0—40 MHz frekvenciatartományt jelzi.

A 40—800 MHz közötti frekvenciatartomány kifejezetten vezeték nélküli átvitelre használatos. Ultrarövidhullámú irányított rádiótávbeszélő összeköttetéseket a 2. ábrán vastag vonallal megjelölt frekvenciasávokban szabad létesíteni.

A 40—70 MHz közti sávban viszonylag nagy adóteljesítmény és nagyméretű dipol antennák szükségesek. A 235—470 MHz közötti frekvenciasáv alkalmazásánál az optikai átlátást már feltétlenül biztosítani kell. A kijelölt sáv első pillanatban elegendőnek látszik igen nagyszámú távbeszélő csatorna létesítésére, azonban figyelembe kell venni, hogy itt a berendezéstechnika mai állásánál az egyoldalsávú átvitel helyett frekvenciamodulációt vagy impulzusmodulációt kell alkalmazni, tehát 1 csatornához 4000 Hz helyett átlagban 12—25-szörös frekvenciasáv (50—100 kHz) szükséges.

A tárgyalt frekvenciatartományra jelenleg nincsen olyan vezeték típus, melynek csillapítása megfelelően kicsi lenne és technikailag már kialakult volna. Mindamellet a Goubau vezeték esetleges alkalmazhatóságáról lehet beszélni. Egy ilyen 1 cm átmérőjű vezeték csillapításértékét feltüntettük a 2. ábrán. A Goubau vezeték a koaxiális kábel azon esetének tekinthető, amelynél a külső

* A Clogston kábel gyártási technológiája egyelőre nincs kidolgozva és ha gyártása nagyüzemi módon egyáltalán megoldható, valószínűleg igen drága lenne. Külön probléma a szerelésnél a héjak és szigetelőhátrák folytonosságának biztosítása.

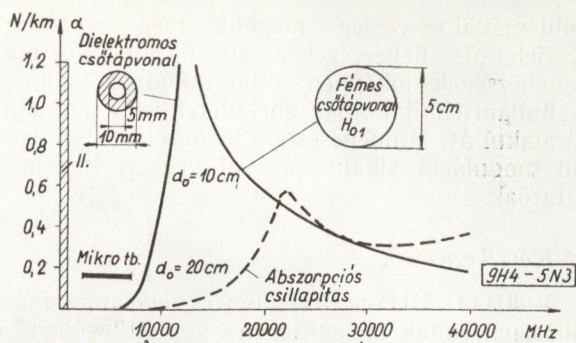
viSSZavezető csövet elhagyjuk. Az áram visszavezetése a vezetőt körülvevő szigetelő rétegben (dielektrikumban) az eltolási áram révén történik, de az energia kis része a szigetelt vezeték környezetébe is kijut. Az úgynevezett határátmérő (d_0) annak a körnek a sugarát adja meg, amelyen belül vezetődik az energia 96%-a. A határátmérő nagyobb frekvenciák felé csökken és értéke kb. megegyezik az átvitt rezgés hullámhosszával.

Nagytávolságú áramköröknél a Goubau vezeték-típus egyelőre még kísérleti állapotban van. Az eddigi vizsgálatok szerint a légvezetékekhez hasonlóan az időjárás behatása alatt áll és csillapítása pl. jegesedéskor erősen megnövekszik. Gondolni lehet azonban arra, hogy a vezető pl. nagyfeszültségű távvezetékírányok oszlopaire felfüggesztve száz csatornát átvisz és az irányított rádiótávbeszélő rendszerek vetélytársa lehet.

2.3 Mikrohullámú frekvenciatartomány

A 3. ábra frekvencialéptékét 50-szeresre vesszük, és a 40000 MHz-ig terjedő frekvenciatartomány felhasználási lehetőségeit vizsgáljuk. Ez az 1 cm-nél rövidebb hullámhosszú frekvencia az a határ, amelyet ma technikailag kivitelezhető csöves oszcillátorral még előállíthatunk. Az ábra baloldali feltüntetett vonalkázott sáv a 2.2 pontban tárgyalt 0–800 MHz-es frekvencia tartományt jelzi.

Ebből az igen széles frekvenciatartományból a vastag vonallal megjelölt frekvenciasávot szabad jelenleg nagytávolságú szélessávú mikrohullámú



3. ábra. Mikrohullámú átviteli utak csillapítása III

rádiótávbeszélő összeköttetések részére használni. A berendezéstechnika jelenleg kb. 7000 MHz-ig van kifejlesztve. Antenna céljára nem dipoloikat, hanem általában paraboloid tükröket, vagy kisebb számban elektromos lencsákat használunk.

A 10000 MHz-feletti tartományban a rádióátvitelt a vízgőz abszorpciós sávja zavarja. A 3. ábrán feltüntetett szaggatott vonal adja meg az előállítható járulékos csillapítást, ami egyúttal a rádióátvitel felső frekvenciahatárát is megszabja.

Az 1. táblázatban összehasonlítjuk egy 4 és egy 8 csöves koaxiális kábelben és a 10000 MHz-ig terjedő frekvenciatartományban létesíthető szélessávú mikrohullámú távbeszélő áramkörök számát. Ugyancsak feltüntettük a 7 érnégyeses szimmetrikus páros kábelben papírszigetelés esetén 60, stiroflex szigetelés esetén pedig 120 csatornás rendszerrel létesíthető áramkörök számát.

1. táblázat

Átviteli rendszer	Teljes sáv szélesség MHz	Sáv szélesség irányonként MHz	Modulációs rendszer	Sáv szélesség irányonként és csatornánként kHz	Távbeszélő áramkörök száma db
7 érn. szim. kettős kábel papír szig. 60 csat. üzemre	7	3,5	egyold. ampl.	4	840
7 érn. szim. kettős kábel stiroflex szig. 120 csat.	15,4	7,7	„ „	4	1 680
4 csöves koaxiális kábel (4 vagy 12 MHz-ig)	16—48	8—24	„ „	4	2 000—6 000
8 csöves koaxiális kábel (4 vagy 12 MHz-ig)	32—96	16—48	„ „	4	4 000—12 000
Szélessávú mikrohullámú rendszerek	5 000	2 500	FM/PM	50—100	25 000—50 000

A táblázatból látható, hogy a szokásos méretű szimmetrikus kábelekkal 800–1600 távbeszélő áramkör létesíthető, a jelenlegi CCI ajánlások szerinti koaxiális rendszerekkel 2000–4000 csatorna, az átviteli frekvenciának 12 MHz-ig való kiterjesztésével 6000–12000 áramkör, míg szélessávú mikrohullámú rendszerekkel mintegy 40000 áramkör létesíthető.

A 10000 MHz feletti frekvenciasáv kihasználására ez idő szerint két vezeték típus vehető figyelembe: a dielektromos csőtápvonal és a köralakú fémcsőtápvonal.

Az előbbi nagy falvastagságú gázcsőhöz hasonló, különleges, veszteségmentes szigetelőanyagból ké-

sztített cső, melynek azonban 10000 MHz körül erősen növekszik a csillapítása és a Goubau vezetékhez hasonlóan d_0 határátmérője van. Az időjárás változásra kisebb mértékben érzékeny, mint a Goubau vezeték.

A másik — gyakorlatban valószínűleg megfelelőbbnek bizonyuló — megoldás a fémcsőtápvonal. Többféleképpen gerjeszthető, csillapítása általában igen nagy, de egyetlen hullámtípusnál az úgynevezett H_{01} hullámnál csillapítása meglepő módon csökken a frekvencia növelésével. (Lásd. 3. ábra). E hullámtípus terjedésmódja azonban ez idő szerint nem stabil. Az a körülmény, hogy a Bell laboratórium már több, mint 10 éve foglalkozik e

problémával és végleges megoldás még nem alakult ki, jelentős nehézségekre enged következtetni. A nehézségek főképpen abból adódnak, hogy a H_{01} hullám a hajlatokban, görbületekben E_{11} hullámmá alakul át. Mindenesetre a legújabb impulzus-kód moduláció alkalmazásával végzett kísérletek biztatóak.

2.4 Következtetések

A 40 000 MHz-ig terjedő frekvenciatartomány felhasználásának lehetőségeire vonatkozólag az alábbiakat állapíthatjuk meg:

A nagytávolságú távbeszélő áramkörök és a televízió programot átvivő szélessávú áramkörök nagyarányú fejlesztésére komoly lehetőségek és új átviteli rendszerek kínálóznak, de még számos műszaki akadályt kell leküzdeni ahhoz, hogy a jelenleg szokásos átviteli rendszereken túlmenően újakat üzemszerűen alkalmazzunk.

Az új lehetőségek adta hatalmas távbeszélő csatornaszám a későbbiekben egyrészt a távbeszélő forgalom technikáját és tarifa alakulását döntően befolyásolhatja, másrészt egy távolabbi jövőben a mai távbeszélő csatornáknál lényegesen szélesebb információs csatornák létesítésére és igen széles frekvenciasávot igénylő modulációs eljárások alkalmazására is módot nyújt. A legközelebbi jövőben azonban az ezres nagyságrendű áramkörök létesítésére a terheletlen szimmetrikus kábelek, televízió program és néhány ezer áramkör létesítésére pedig a koaxiális kábelek és szélessávú mikrohullámú rendszerek alkalmazhatók.

Magyarország távbeszélő forgalmát és az ország területének nagyságát tekintve mind a belföldi, mind a nemzetközi távbeszélő igényeket 25 éves távlatban a terheletlen szimmetrikus távkábelekkel ki lehet elégíteni. A televízió nemzetközi és belföldi igényeinek kielégítésére azonban új szélessávú átviteli utakat kell kiépíteni. Célszerű és gazdaságos ezért, ha a létesítendő új hírközlési irányok egyúttal távbeszélőigények kielégítésére is alkalmas módon épülnek ki.

A következőkben a két szélessávú átviteli rendszert hasonlítjuk össze műszaki és gazdaságossági szempontból.

3. A koaxiális kábelek és szélessávú mikrohullámú átviteli rendszerek összehasonlítása

3.1. Az európai szélessávú hálózat fejlődése

Az európai koaxiális kábelhálózat kiépítése az 1930 utáni években kezdődött meg és a második világháborút követő években erős ütemben folyik tovább. Az üzemben lévő 1 + 1 vagy 2 + 2, kivételesen 4 + 4 csövet tartalmazó koaxiális kábelek túlnyomó többségét távbeszélő összeköttetések létesítésére használják. A televízió céljára, vagy távbeszélő és televízió egyidejű átvitelére való felhasználás most van a megvalósulás állapotában.

A televízió-átvitelre alkalmas mikrohullámú rendszerek alkalmazására Európában 1950 után került sor. A televízió műsorcsere iránti kívánságok kielégítése céljából számos európai ország között

1954-re kiépült az Euróvízió hálózat, csaknem kizárólag mikrohullámú rendszerekkel, bár még nem kielégítő minőségben. (Pl. egy Róma—London közötti összeköttetést 20-szor kellett átmodulálni, ami jelentős torzításokat okozott.)

Ezt követően megkezdődött a 4000 MHz frekvenciatartományban működő, televízió és nagyszámú távbeszélő összeköttetés átvitelére alkalmas, jó minőségű átvitelt biztosító szélessávú mikrohullámú rendszerek kiépítése. Így ma már az országos és nemzetközi televízió és távbeszélő hálózatok kiépítésénél a koaxiális kábelek és szélessávú mikrohullámú rendszerek egyforma súllyal jönnek számításba.

Néhány — műszaki szempontból reprezentatív — tőkés állam szélessávú hálózatának struktúráját a CCI-hez benyújtott legújabb adatok alapján a 2. táblázat tünteti fel.

2. táblázat

Ország	Koaxiális kábel		Szélessávú mikro	
	nyomvonal kilométer			
	van	1962-ig még létesül	van	1962-ig még létesül
Németország ...	2 360	1 050	6 000	4 700
Franciaország ..	3 100	3 000	5 400	1 360
Japán.....	210	1 180	1 980	1 860
	5 670	5 230	13 380	7 920

A táblázatból megállapíthatjuk, hogy a fenti államok ma meglévő 19 000 km hosszúságú szélessávú hálózatából kereken 30% kábel és 70% mikro, míg 1962-re a kábelek mennyisége 35%, a mikroké 65% lesz.

Ezekből az adatokból az látszik, hogy a technikailag fejlett államok nagyszabású szélessávú hálózatépítést végeznek, de a kábelek és mikro összeköttetések részaránya gyakorlatilag nem változik és nem lehet olyan következtetést levonni, hogy a két rendszer közül bármelyik javára is lényegesen eltolódnék a fejlesztés irányvonala.

3.2 Gazdaságossági vizsgálatok

Az előbbi megállapítást alátámasztja a két rendszer gazdaságosságára vonatkozóan a CCIF-en belül végzett vizsgálatok eredménye is.

A CCIF 6—7 tanulmányi bizottsága 28. számú dokumentumában a postaigazgatásoktól kapott adatok alapján foglalkozott a két szélessávú rendszer gazdaságosságának kérdésével. A vizsgálat során kétirányú mikrohullámú televízió összeköttetést hasonlítottak össze kétirányú koaxiális televízió összeköttetéssel.

A vizsgálatok szerint 100 km vonalhossznál a kábel teljes beruházási költsége középerősítő állomásokkal együtt 2 000 000 aranyfrank, a mikrohullámú áramkör költségei pedig az épületeket, tápberendezéseket, utakat számítva 1 400 000 aranyfrankot tesznek ki.

A végberendezések költsége (moduláló adó, adóerősítő, vevőerősítő, demodulátor) kábelnél 200 000 aranyfrank, mikrohullámnál pedig 300 000 aranyfrank. Végeredményben a koaxiális kábel beruházási költsége (2,2 millió) kb. 30%-al magasabb, mint a mikrohullámú rendszereké (1,7 millió).

Ugyanezen vonal fenntartásának évi költségei kábelnél 40 000, mikronál 60 000 aranyfrankot tesznek ki, míg egy végállomás fenntartási költsége mind mikronál, mind kábelnél 17 000 aranyfrank.

Az amortizáció számításához a kábelek és mindkét rendszernél az épületek élettartamát 30 évben, a mikrohullámú és a kábel moduláló berendezések élettartamát 10 évben állapították meg. A kábel hosszú élettartama miatt a nagy beruházási költség évi terhei hosszú időre oszlanak el és alacsonyak.

A megfelelő amortizációs hányadokkal a teljes évi teher aranyfrankban a következő:

	Vonal	Berendezés	Összesen aranyfrank
	költsége		
Koaxiális kábel	210 000	47 000	257 000
Mikrorendszer ..	228 000	53 000	281 000

Tehát végeredményben a mikrohullámú televízió átvitel évi költségei kb. 10%-al nagyobbak, mint a koaxiális rendszeré.

Bár ezeket az adatokat az említett amortizációs felvételekkel hitelesnek kell tekinteni, megemlítjük, hogy az irodalomban ezektől lényegesen eltérő értékek is szerepelnek.

Így pl. H. Pressler a mikrohullámú rendszerek beruházási költségeit a kábelek költségének felére teszi és a fenntartási költségeket a két rendszernél azonos rendűnek tartja. Az eltérés okát helyesen abban látja, hogy ma még túlságosan kevés adat van feldolgozva a gazdaságosságot illetően, aminek következtében az összehasonlítások nem egyértelműek.

Mindenesetre megállapítható, hogy a két rendszer gazdaságosság szempontjából is közel esik egymáshoz és döntő előnyt egyiknek sem lehet tulajdonítani. Kétségtelen azonban az, hogy tőkeszegény államoknál a mikrohullámú rendszer javára szól a beruházási költségek abszolút értékben való kisebb volta.

E megállapítás értékelésénél azonban tekintetbe kell venni azt is, hogy a létesítmény maximális kapacitásának kiépítéséhez szükséges költségek sokkal nagyobb hányadát kell kezdeti költségként beruházni a mikroba, mint a kábeleknel. Ugyanis a kábel, valamint a fektetési és szerelési költségek, beleértve a középerősítők telepítését is, a létesítés költségeinek kb. 70%-át teszik ki, míg 30% az olyan mozgó költség, melyet csak az áramkörü igények felmerülési ütemében folyamatosan, esetleg sok év múlva kell berendezések formájában beruházni. A mikrorendszereknél ezzel szemben az

átviteli út (relé állomások, áramellátás stb.) kiépítéséhez szükséges kezdeti költségek közel 90%-ot tesznek ki, és csak mintegy 10% az a változó költség, mely a fejlődési ütem szerint később jelentkezik.

A gazdaságosság helyes megítéléséhez szükséges annak vizsgálata is, hogy az adott útirányon létesülő új hírközlő útnak milyen forgalmi igényeket kell kielégítenie.

A televízió műsort, vagy nagyszámú távbeszélgetést, esetleg mindkettőt továbbító koaxiális csövekkel együtt, egy kábelben lehet létesíteni a rövidebb hangfrekvenciás, vagy sokcsatornás vívóáramú áramköröket és így egy kábel elfektetésével a nyomvonalmenti góckörzeti áramkörü igények is kielégíthetők. Koaxiális kábelnél megvan annak lehetősége is, hogy a sűrűn elhelyezett erősítőállomásokon viszonylag egyszerű eszközökkel (főcsoport átkapcsoló szűrőkkel) áramköröket lecsapolhassunk, vagy beadhassunk. A koaxiális kábel a távbeszélő központtal egyhelyen létesülő erősítőállomáson végződhet, tehát a többszáz távbeszélő áramkör központba való beadása külön problémát nem jelent.

Mikrohullámú rendszereknel a nagy csatornaszámú csoportok megcsapolása sokkal ritkábban (50–60 km) történhet meg és a góckörzeti igények kielégítésére külön mikrohullámú irányokat külön berendezésekkel kell kiépíteni. A mikro végberendezések sokszor nem helyezhetők el a távbeszélő központtal egy épületben, így további összekötőkábel vagy újabb mikrorendszer szükséges a távbeszélő központig, ami komoly költség többletet jelent. Mindezek miatt a kábel gazdaságossága sok esetben még kedvezőbben alakulhat, mint ahogyan azt a CCIF számításai mutatják.

Mindent összevéve: annak eldöntése, hogy mely rendszer a gazdaságosabb, adott esetben csak valamennyi szempont együttes mérlegelésével történhet meg. (Pl. hegyes vidéken a kábelfektetés költségei igen magasak lehetnek, a mikro reléállomások létesítése még nehéz terepviszonyok mellett is viszonylag könnyű a pontszerű elhelyezés miatt és esetleg olcsón létesíthetők, ha út és tápáram a közelben rendelkezésre áll, ennek hiányában viszont a járulékos beruházási költségek rendkívüli mértékben megnövekedhetnek.)

Valószínűnek látszik, hogy a mikrohullámú rendszerek üzemeltetési költségei a jövőben jelentősen csökkenni fognak, ha a jelenleg még kellő tapasztalat hiányában felügyeletlen kivitelben létesített reléállomások helyett távvezérelt, felügyelet nélküli állomások lesznek üzemeltethetők és ha a berendezésekben alkalmazott haladó hullámú csövek élettartamát sikerül jelentősen megnövelni. Meg kell azonban jegyezni, hogy a felügyelet nélküli állomások automatizáló és távvezérlő berendezései jelentős beruházási költséget jelentenek. A távolabbi jövőben a beruházási költségek lényeges csökkentését lehet biztosítani valószínűleg azáltal, hogy a látóhatáron túli terjedés alkalmazásával a reléállomások száma nagymértékben csökkenthető lesz.

3.3 A két rendszer jellemző tulajdonságai

A két rendszer összehasonlító vizsgálatánál a már tárgyalt — főként gazdaságossággal összefüggő — kérdéseken kívül az alábbi műszaki szempontokat is figyelembe kell venni.

3.31 A rendszerek telepítése, középállomások berendezései

A koaxiális középérősítő állomások és a mikrohullámú reléállomások, valamint a telepítési megoldások műszaki szempontból való összehasonlítása a következő eredményt adja:

A koaxiális kábel berendezései a mikrohullámúakhoz képest sokkal egyszerűbbek. Valamennyi középállomás felépítése azonos. A berendezések könnyen cserélhetők, tehát fenntartásra kisebb szakképzettségű személyzet is megfelelő. Felügyeletes állomások csak 80—100 km-ként szükségesek. Ezzel szemben a mikro reléállomások ma még felügyeltesek és kb. 50—60 km-ként telepítendőek. Az itt elhelyezett berendezések sokkal bonyolultabbak, a berendezésekben nagy feszültségek fordulnak elő, különleges elektronikát igényelnek, a személyzet szakképzettsége feltétlen kívánalom, a műszerigény nagyobb, mint a kábeles állomásoknál.

A koaxiális erősítők áramellátása egyszerű, helyi áramellátó berendezések csak 80—100 km-ként szükségesek, a többi erősítőállomást magán a kábelén át táplálják. A tápláló állomások áramellátása minden esetben az országos energiaellátó hálózatról történik, szükségáramforrás igénybevételére csak hálózatkimaradás esetén — rövid időre — van szükség. A mikrohullámú állomásoknál ez a rendszer legtöbbször csak hosszú távvezetékirány kiépítésével oldható meg, ami általában nagy költséggel jár. Erősáramú csatlakozás hiányában az üzemet állandóan saját áramfejlesztő rendszerekről kell biztosítani, ami kettős gépegység telepítésével jár és legtöbbször az akkumulátoros tartáloklás sem kerülhető el.

Előnye a mikroátvitelnek, hogy olyan területeken (mocsár, nehéz terep) is létesíthető, ahol kábel egyáltalán nem, vagy csak kerülő utakkal lenne építhető. Döntő különbség a földrajzi flexibilitás. A kábel a talajba be van építve és a nyomvonal többé nem változtatható. Mikrohálózatnál csak a pontszerűen telepített reléállomások kötöttek, ennél fogva a hálózat struktúráját sokkal könnyebb változtatni, mint a kábelét. Emiatt politikai (közigazgatási) vagy gazdasági terület, illetve forgalmi változások esetén a mikrohullámú hírközlő hálózat átalakítása sokkal kisebb probléma, mint a kábel hálózata.

Külön meg kell említeni a mikrohullámú átviteli irány könnyű sebezhetőségét. A koaxiális kábelek kis-, terephez illeszkedő erősítőállomásaival ellentétben a mikrotornyok kiemelkedő tereptárgyak, amelyek biztos célpontot képeznek, viszont egy reléállomás kiesése az egész irány megbénításával jár. További kárcs tulajdonsága a lehallgathatóság, mely csak — a tengerentúli forgalomban is használt — kódoló berendezéssel küszöbölhető ki.

3.32 Átviteltechnikai kérdések

A 3.1 fejezetben említettük már, hogy az európai televízió hálózat csaknem kizárólag mikrohullámú rendszerekkel épült ki, bár a legtöbb érdekelt ország komoly koaxiális kábelhálózattal rendelkezik.

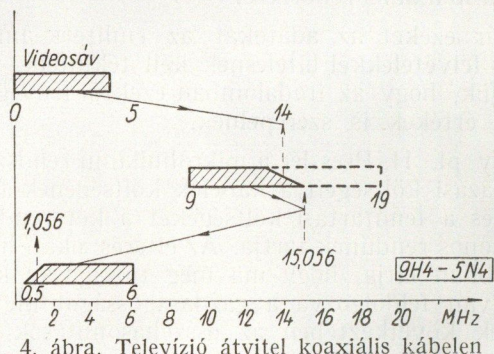
Ennek okát az alábbiakból érthetjük meg:

A CCI ajánlása szerinti 2,6/9,5 mm-es koaxiális kábelén a 60—4028 kHz közötti frekvenciasávban 960 távbeszélő csatorna üzemeltethető. A mintegy 6,5 oktávnak megfelelő sáv erősítése különösebb problémát nem jelent.

A televízió kábelén való átvitelénél fellépő nehézség ott kezdődik, hogy a CCI ajánlása szerinti 625 soros rendszernél a videósáv 30 Hz—5 MHz-ig terjed. Ezt a sávot eredeti fekvésében átvinni nem lehet. Az erősítők relatív sáv szélessége 17 oktáv lenne, amire erősítő nem építhető. Szükség van tehát a sáv vivőfrekvenciák segítségével való áttranszponálására.

A modulációnál nagy nehézségek mutatkoznak abban, hogy a szokásos technikát — elnyomott vivő, elnyomott második oldalsáv — alkalmazni egyszerűen nem lehet, mert a 30 Hz-es alsó frekvencia miatt a vivőfrekvencia és az oldalsáv között nincs meg az elválasztási hézag, amelyre a szűrőnek szüksége van.

A megoldást az úgynevezett maradék oldalsáv modulációs rendszer adja, melynek segítségével a 4. ábrán feltüntetett kétszeres moduláció-



4. ábra. Televízió átvitel koaxiális kábelén

val a CCI ajánlása szerinti 0,5—6 MHz közötti sávba helyezzük át a videót sávot úgy, hogy végülis vivőfrekvenciától ± 500 kHz távolságban egy egyenes vonalú úgynevezett Nyquist oldal határolja a kábelre kiadott frekvenciasáv alsó részét.

A demoduláció vagy a modulációval azonos, de fordított eljárással és a Nyquist oldal relatív szélességétől és a modulációs foktól függő négyzetes komponens okozta nonlinearis torzítás kompenzálásával, vagy multiplikatív fázishelyes vivő visszátáplálással történik. Mindkét eljárás új áramkör technikát kíván mind a szerkesztésben, mind a gyártásban.

Bonyolult berendezés alkalmazásával így elérhető, hogy az átvendő frekvenciasáv 3,5 oktávra csökken, azonban a legnagyobb frekvenciának 4 MHz-ről 6 MHz-re való emelése újabb problémát vet fel. Ugyanis koaxiális kábeleknel a szokásos

erősítőmező hossz kb. 9 km. (Alkalmazkodik a korábban kialakult erősítő osztáshoz, pupinkábeleknél 70 km, 12 csatornás rendszerrel 35 km, 60 csatornás rendszerrel 18 km).

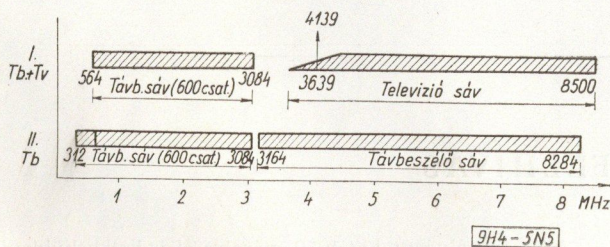
A 9 km-es osztás 4 MHz-nél kereken 5 N csillapítást jelent, míg televízió átvitelénél előálló 6 MHz-en a csillapítás kb. 6 N. A távbeszélőüzemre eddig használt kábeleken tehát a televízió program átvitele változtatás nélkül nem oldható meg. Vagy újfajta erősítőket kell alkalmazni 6 N feletti erősítéssel, vagy az erősítő kiosztást kell megváltoztatni. (Megjegyezzük, hogy az Angliában alkalmazott 405 soros televízió rendszerrel a legfelső átvendő frekvencia 4 MHz, tehát távbeszélő és televízió átvitelnél ugyanaz az erősítés szükséges.)

Ha a koaxiális kábelt csak televízió program átvitelére kívánjuk felhasználni, vagy távbeszélőüzem esetén megelégszünk 960 csatorna létesítésével, akkor célszerű a 9 km-es erősítőmezőt megtartani és új erősítőt alkalmazni televízió célra.

Ha ellenben a távbeszélőcsatornák számát növelni kívánjuk, vagy televízió program és több száz távbeszélőcsatorna együttes átvitelét kívánjuk, az erősítőmező megrövidítése szükséges és célszerűen a 9 km-es távolságot megfelezzük.

A gyakorlatban mindkét megoldás megtalálható. Jelenleg még inkább a 9 km-es erősítő távolság megtartása mellett új erősítő alkalmazása a gyakoribb, azonban a CCI új ideiglenes ajánlása szerint számolni kell a 4,5 km-es erősítőmezőhossz alkalmazásával és a koaxiális kábel 12 MHz-ig való felhasználásával. E sávban 2700 távbeszélő csatorna létesíthető, azonban széleskörű vizsgálatok folynak a televízió csatorna mellett mintegy 1000 távbeszélő csatornának 1 koaxiális csővön való létesítésére vonatkozólag.

Megjegyezzük, hogy az amerikai L3 rendszer 6,4 km-es erősítőmezőhosszakkal 4 fokozatú erősítőkkel, 525 soros televízió és 600 távbeszélő csatorna együttes átvitelét, vagy csak távbeszélőüzemben 1860 csatorna létesítését teszi lehetővé az 5. ábrán látható frekvenciakiosztás szerint.



5. ábra. L3 rendszer frekvencia kiosztása. A II. ábrán az „Táv. sáv (600 csat)” helyesen 660 csatorna.

A további problémát az jelenti, hogy a televízió átvitel sokkal szigorúbb kiegyenlítést igényel, mint a távbeszélő átvitel.

Vonatkozik ez mindenekelőtt a kábelimpedancia egyenletességére, valamint az erősítők és a kábel impedanciájának illesztésére. A reflexiók következtében fellépő echók a televízió képkontúrait elmosás. Ennek elkerülésére a CCI a koaxiális

kábelnél az illesztetlenségi csillapítást a 960 csatornás távbeszélő rendszerre megkívánt $A \geq 5$ N-el szemben képátvitelnél $A \geq 8$ N-re írja elő. Ez a feltétel a gyártási egyenletesség messzemenő javítása után vált teljesíthetővé.

A kábelnél a terjedési idő különbségek és az ebből eredő fázistorzítás az országos távbeszélő hálózatban teljesen elhanyagolható, mert a fül csak 3 msec terjedési idő különbségeket tud észlelni.

Ezzel szemben a televízió átvitelénél az 5 MHz-es rendszerrel a terjedési idő különbség a teljes átvitelre legfeljebb 100 msec lehet és a csillapítás ingadozások sem tehetnek ki többet 0,1 N-nél.

A kis frekvenciákat is átvivő koaxiális erősítőnél a legnagyobb fázistorzítások a mély frekvenciáknál lépnek fel és értékük oly nagy, hogy többé nem is egyenlíthetők ki, mert különben a jel abszolút terjedési ideje túl nagy lesz. Ez is egyik oka annak, hogy a videosávot az 500 kHz-nél magasabb frekvenciasávba kell áttenni.

Tájékoztatásul megemlítjük, hogy az 1 km hosszú 2,6/9,5 típusú koaxiális kábel 1 MHz-nél kb. 15 nsec szétorzítás lép fel. Ennélfogva az erősítőket nemcsak csillapításváltozásra, hanem fázistorzításra is korrigálni kell. A fáziskiegyenlítő 10–25 tagú kiegyenlítőkből áll és ezenkívül külön kell korrigálni minden negyedik, kilencedik stb. erősítőmezőt.

Összevetve tehát a két szélessávú rendszert, megállapíthatjuk, hogy koaxiális kábelon könnyebb sokcsatornás távbeszélő üzemet vinni, mint televíziót, ez utóbbinál megkövetelt nagyfokú linearitás miatt. A mikrohullámú rendszereknél éppen fordítva van, a televízió átvitelnél nagy linearitási nehézség nem lép fel, de az alkalmazott frekvencia-moduláció miatt a sokcsatornás távbeszélő átvitelnél a fázistorzítás nehézségeket okoz.

A most tárgyalt — ma már megoldottnak tekinthető — nehézségek okozták azt, hogy az európai televízió hálózat mikrohullámú összeköttetésekkel létesült és csak az utóbbi időben kezdik alkalmazni a koaxiális kábelhálózatot televízió céljára, elsősorban Angliában, Németországban és Olaszországban.

A szélessávú mikrohullámú berendezések korszerű típusai csaknem kizárólag a 4000 MHz-es frekvenciatartományban dolgoznak. A kialakult rendszer oda-vissza irányában 6–6 rádiófrekvenciás csatorna üzemeltetésére alkalmas, csatornánként 1 televízió műsor, vagy 600 távbeszélő áramkör átvitelével.

A fejlődés további iránya a rádiófrekvenciás csatornák sávjának kiszélesítése, mintegy 1000 távbeszélő csatorna átvitelére.

Újabb mikrohullámú rendszereknél tervbe vették a rádiófrekvenciás csatornák számának 8-ra való bővítését. E rendszerrel az 1 csatornán átvihető távbeszélő áramkörök száma 2000 fölé emelkedik, vagy — az L3 koaxiális rendszerhez hasonlóan — a televízió műsor és mintegy 800 távbeszélő csatorna együttes átvitelére lesz lehetőség.

4. A magyarországi szélessávú hálózat kiépítésének feladatai

Magyarországnak nemzetközi szerződésben vállalt kötelezettségek alapján — amint ez a CCI által közzétett hálózati tervekben is kiténik — Ausztria, Csehszlovákia, Szovjetunió, Románia és Jugoszlávia felé szélessávú mikrohullámú irányokat kell rövid időn belül kiépítenie.

A televízió közvetítések fő irányai egyúttal azok a főirányok is, amelyeken olyan távbeszélő forgalom várható, hogy az többszáz csatorna kapacitású rendszerek kiépítését indokoltá teszi. A nemzetközi kötelezettség elvállalásával Magyarországon a mikrohullám rendszerek, vagy koaxiális kábelek alkalmazására vonatkozó vita hosszabb időre eldőlt.

Ha ezek a szélessávú mikrohullámú főirányok üzembe kerülnek, akkor erről a gerinchálózatról szimmetrikus kábeleágazásokkal, kisebb igényű helyeken impulzusmodulációs mikrorendszerekkel Budapest és a megyeszékhelyek között nagyszámú távbeszélő áramkör lesz létesíthető. Hasonlóan kiépíthető leágazó mikrohullámú rendszerekkel az országos televízió műsorközvetítő hálózat. Ennek érdekében azonban feltétlenül szükséges, hogy a mikrohullámú hálózat tervezésénél a televízió-átvitel és távbeszélőátvitel igényei, forgalmi követelményei és a átviteltechnikai szempontjai egyaránt figyelembe legyenek véve.

Természetesen a szélessávú mikrohullámú hálózat kiépítésével a távkábelhálózat továbbfejlesztése a jövőben sem lesz elkerülhető és szükségtelen, mint ahogy más országok példája is azt mutatja, hogy a kábelhálózat és a mikrohullámú hálózat egymással párhuzamosan fejlődik.

Külön ki kell emelni a mikrohullámú rendszerek üzembiztonságát döntően befolyásoló áramellátás problémáját. A televízió, távbeszélő és távíró áramkörök zavartalan működéséhez egyaránt szükségesek a megszakítás nélküli üzem, folyamatos áramellátást biztosító korszerű tápegységek, ezek nélkül nemzetközi hírközlési irányokat üzembe helyezni nem lehet.

5. Összefoglalás

A mikrohullámú technika bevonult a híradástechnika korszerű eszközei közé. Az országos és nemzetközi televízió- és távbeszélő hálózat létesítésénél a tervezőnek adott esetben valamennyi szempont gondos mérlegelésével kell eldöntenie, hogy a mikrohullámú, vagy a kábeltechnika alkalmazása ad-e kedvezőbb megoldást. Hiba volna a problémát általánosítva vitába dobni és olyan megállapítást tenni, hogy a mikro a kábel helyébe tudna lépni, vagy kellene, hogy lépjen. Ehelyett a helyes szemlélet: a korszerű hírközlőhálózat vegyes rendszerű, egymással összhangban fejlesztett mikro- és kábelirányokból áll.

Mind a koaxiális kábel, mind pedig a szélessávú mikrohullámú rendszer nagyszámú elsőrendű minőségű áramkör létesítésére alkalmas és messzemenően továbbfejleszthető, ezért újabb átviteli rendszerek széleskörű alkalmazására még hosszabb időn át nem számíthatunk.

IRODALOM

1. Barthel: Fernseh-Übertragung auf Kabelstrecken (AEÜL 1955. augusztus).
2. CCITT Red Book Vol. 1. (1957).
3. CCIF 1955/56. évi 6. és 7. tanulmányi bizottság 28. Dokumentációja.
4. Hoffmann: Trägerfrequente Durchschaltung von Fernseh-Kabelleitungen nach CCIF (NTZ 1958. febr.).
5. Hölzler: Ausblick auf die Entwicklung der Übertragungswege (FTZ 1954. dec.).
6. Müller: Die Ergebnisse der VIII. Vollversammlung des CCIR (Warschau 1956) auf dem Gebiet des Schwarz-Weiss-Fernsehens (NTZ 1957. jan.).
7. Piefke: Zur Theorie der Harms-Goubau-Drahtwellenleitung bei Meterwellen (AEÜ 1955. febr.).
8. Pressler: Die Richtfunkverbindungen als Glieder des allgemeinen Nachrichtennetzes (ETZ 1956. szept.).
9. The relative merits of broad-band transmission by beam, cable and waveguide. (Proc. Inst. Electr. Engrs. III. 1953. 374. o.).
10. Rieke, Graham: The L3 coaxial system, television terminals. (Bell Syst. techn. J. 1953. 915—942 o.).
11. Someya: The second step for development of broad-band microwave system. (Reports of ECL Nippon, 1955. aug.).
12. Zinke; Kabel- und Funkweg im Mikrowellenbereich. (NTZ 1954. szept.).

PÁLYÁZATI FELHÍVÁS

A Magyar Elektrotechnikai Egyesület az ipari villamos automatizálás gazdasági hatásainak tudományosan megalapozott gyakorlati elemzése céljából pályázatot hirdet e témakörrel foglalkozó tanulmányok készítésére.

A tanulmányok szabadon választható témái a következők:

1. A gazdasági eredmények mérési módszerei ipari berendezések villamos automatizálásával kapcsolatban.
 2. Gazdaságos villamos automatizálási lehetőségek feltárási módszerei a különböző termelési folyamatokban.
- A pályamunkákban a választott témák elméleti fejtegetéseit gyakorlati példákkal kell alátámasztani.

A Magyar Elektrotechnikai Egyesület a három legjobb pályadíjat 1 db 3000, 1 db 2000 és 1 db 1000 Ft-os pályadíjban részesíti.

A jelírt pályázatokat 1959. március 31-ig kell beküldeni a Magyar Elektrotechnikai Egyesület címére (Budapest, V. Honvéd utca 22-24.).

A bíráló bizottság tagjai a szakmai társadalmi tudományos egyesületek, a Budapesti Műszaki Egyetem és a téma szerint meghívott szaktervező vállalatok és szakmai ipari üzemek képviselőiből állnak.

Pályázó nem lehet a bíráló bizottság tagja.

A bíráló bizottság fenntartja annak jogát, hogy a pályadíjakat a kitűzéstől eltérő megosztásban adja ki.

A beérkezett pályázatok közlési jogát a Magyar Elektrotechnikai Egyesület, az „Elektrotechnika” és a „Villamos-ság,” című lapjai részére fenntartja.

A pályázat eredményének kihirdetési időpontja: 1959. május 1.

Az elektronika térhódítása az automata távbeszélő központoknál

KOCSKALÁSZLÓ

A közlemény bevezetője rövid áttekintést nyújt a központok fejlődéséről. Ismerteti a klasszikus rendszerek azon hiányosságait, amelyek az előfizetői létszám és forgalom növekedését, valamint az előfizetői távválasztás kiterjesztését gátolják s amelyek előbb az elektromechanikai elveken dolgozó rendszerek tökéletesítésére, majd az elektronikus alkatrészek széleskörű alkalmazására vezettek. Ezután a felsorolt irodalom alapján ismerteti a korszerű központokban alkalmazható mechanikus és elektronikus alkatrészeket, valamint az azokból felépített néhány mintaközpont vázlatos működését. Végül arra a megállapításra jut, hogy az elektronikus központoknak kereskedelmiül versenyképesse fejlesztése még hosszabb időt vesz igénybe. Addig az időpontig, sőt azontúl is hosszabb ideig versenyképes marad a keresztrudas rendszerre alapított és fokozatosan tökéletesített félelektronikus központ. Sürgős hazai feladat azonban egy, az elektronikus központokkal foglalkozó kutató részleg felállítása, hogy ifjú mérnökeinkből megfelelő kutatógárda idejekorán álljon rendelkezésre.

I. Bevezetés

A távbeszélőnél — mint a szolgáltató üzemeknél általában — legfontosabb szerepe van a jószágoknak, gyorsaságnak és a gazdaságosságnak. E három tényező — amely a legfőbb hajtóereje a fejlődésnek is — egymással szervesen összefügg, egyik tényezőnek a másik rovására történő fejlesztése céltalan törekvés.

Az első távbeszélő központot 1877-ben szerelték fel. Ez a központ keresztlemezes váltóval oldotta meg a kapcsolás feladatát. A kapcsolások gépi felépítésével már 1880 óta kísérleteztek és az első gép-kapcsolású központot 1894-ben helyezték üzembe. A gépi kapcsolású központok jelfogókat és választógépeket alkalmaznak. A választógép sok kimenetű átkapcsoló szerkezet. Az első üzembehelyezés óta számos választógépes központ-típus született, amelyek fejlesztési iránya azonban általában csak a gazdaságosságot tartotta szem előtt, annak is inkább csak az előállítási árak csökkentésére vonatkozó részét (a konstrukciós méretek és az alkatrészek számának csökkentése, nagyobb vonalnyalábok képzése, tömeggyártási alkalmasság növelése, áramszükséglet csökkentése stb.) Pedig a gazdaságosság kérdésében nagy szerepet játszanak a berendezés karbantartási költségei is. Erre egy példával mutathatunk rá. Legyen pl. a leírás évi költsége a beruházási összeg 6%-a, a karbantartás évi költsége (személyzet, anyag, áramfogyasztás, helyiség fűtés-világítás-szellőzés stb.) a beruházás 2%-a, akkor az összes költség 8%, azaz 100 Ft beruházási összeg után 8 Ft. Ha olyan új központot rendezünk be, amelynek a karbantartása 1%-ra (1 Ft) csökkenthető, akkor a fenti pénzügyi egyensúly fenntartása mellett a leírás 7 Ft-ra emelhető. Ez annyit jelent, hogy az új központ beszerzési ára 16%-kal nagyobb lehet, mint a régi, drága fenntartású központé. Ha pedig az új központ karbantartása a réginek $\frac{1}{5}$ -ére (0,4%) csökkenthető — amint erre a crossbar központok példát is mutatnak — akkor az új központ beszer-

zési ára 26%-kal emelhető. A klasszikus választógépes rendszereket (Strowger, Siemens, Panell, Bell, Ericsson) nagyrészt az eladási ár szem előtt tartásával hozták létre.

Az előfizetők számának rohamos növekedése, majd a távbeszélőnek a falvakban való elterjedése óriási mértékű forgalomemelkedést vont maga után, ami új technikai és üzemi követelményeket (gyors működés, távválasztás) támasztott.

Nézzük meg, hogy a klasszikus választógépes rendszereknek mik a tapasztalt hiányosságai a forgalomnövekedés és a távválasztás szempontjából nézve.

Gyors működés. A távválasztásnál, ahol az összeköttetés létesítése több választási fokozatban történik, fontos a gyors működésű kapcsoló gép, mert a hosszú kapcsolási idő a drága helyközi vonalat haszontalanul foglalja le. Ez a megállapítás természetesen a több fokozatú helyi központra is fennáll. A választógépek maximális lépés sebessége 40 ± 4 lépés sec-ként. Ez a lassú működés további hátrányt jelent abból a szempontból, hogy a kimenő vezetékek lassú vizsgálata nem engedi meg a vezetékek nagyobb nyalábbá való összefogását.

Jóság, megbízható működés. A nem nemesfém érintkezők megbízhatósága különösen átviteltechnikai szempontból nem kielégítő. Hajlamosak az átmeneti ellenállás ugrásszerű változtatására. Így választógépes kapcsolásoknál — ahol az összeköttetés több központon, ill. választó fokozaton megy át s így számos érintkező van a beszédhordozó vezetéken — sok zavarforrás keletkezik. Ezek lényeges részét képezik az összeköttetést terhelő zavaró feszültségnek. Különösen a léptetőrendszerű választógépeknél lép fel számos ilyen hiba. A működtetéshez nagy energia szükséges, különösen az emelő-forgó választógépeknél, ahol a tekercs 60 V-nál 1 A-t vesz fel. Ezek az erős kapcsoló áramlöketek az áramkörökben zúgást okoznak. További hiba, hogy az említett nagy kapcsoló energia munkaárama sokszorosa annak, mint amit a választógép vékony tekercs huzala állandó terhelésként kibír. Ezért kioldadó biztosítót kell alkalmazni, ami köztudomásúlag a legbizonytalanabb alkatrésze a távbeszélő üzemvitelnek.

Gazdaságosság. A nagy kapcsolási áramerősségek miatt a gépet vezérlő jelfogók érintkezői nagy áramsűrűséggel dolgoznak s így jelentékeny elhasználódásnak vannak kitéve. A gépek érzékenyek a feszültség-ingadozásokra s ezért megkövetelik a központi telep nagyfokú feszültségállandóságát. A megkívánt rövid kapcsolási idők miatt, amiknek határt szab a mozgótömegek tehetetlensége, a kefeszerkezeteket a mechanikai igénybevétel határáig könnyűre kell méretezni. E méretezés ellenére sem lehet annyi keféet mozgatni, amennyi a távválasztáshoz szükséges s így erre a célra alkalmatlanok. A mozgatott részek állandóan kopnak,

ezért a választógépek élettartama $1/10$ — $1/100$ -ad része a jelfogókénak. A választógépek különleges és rendszeres ápolást igényelnek (zsírtalanítás, tisztítás, újra zsírozás, beállítás). A kopás miatt cserélendő alkatrészek, az időközi rendszeres ápolás, valamint az állandó jellegű karbantartás megdrágítják az üzemvitelt.

E hiányosságok indították a tervezőket olyan elektromechanikus kapcsológépek, ill. rendszerek kifejlesztésére, amelyek az összeköttetések felépítésének meggyorsítását lehetővé teszik, és a kapcsolók mechanikai elhasználódását csökkentik, hogy ezáltal a rendszer üzembiztonságát növeljék s karbantartási igényét csökkentsék. Legfőbb súlyt a gyorsaságra fektették, mert ez a szempont a gazdaságosság kérdésében is döntő jelentőségű. Nézzük meg a problémát közelebbről.

Egy beszélgetés lebonyolításához szükséges időt több szakaszra bonthatjuk: a) tárcsázási időre; b) az összeköttetés felépítési idejére; c) az átkapcsolás idejére; d) az előfizető jelentkezési idejére; e) a tényleges beszélgetés idejére.

A tárcsázási időnek lényeges szerepe van az összeköttetést felépítő gépek számának megállapításában (kapcsolók, regiszterek). A számtárcsa meglehetősen lassan dolgozó szerkezet, amelynek működési ideje nagymértékben függ az előfizetők ügyességétől, beidegzettségétől (hatjegyű, átlagosan 5 impulzusos hívószám tárcsázására a szünetekkel együtt elméletileg kb. 8—10 sec szükséges, valóságban 15—30 sec). Olyan készülékre van tehát szükség, amely az előfizetők önkényességétől függetlenül nagy sebességgel adja be az impulzusokat a központba. Ezt a gazdaságossági tényezőt az elektromechanikus központok korszerűsítésénél (motorválasztó, crossbar) nem vették figyelembe, mert a készülék olcsó megoldása nem látszott kivihetőnek.

Az összeköttetés felépítési ideje és az átkapcsolás ideje befolyásolja legnagyobb mértékben a beállító kapcsológépek szükséges számát. E tényező befolyása a gazdaságosság kérdésében, a közvetett (indirekt) működési rendszerek javára, eldöntöttnek vehető. A közvetlen (léptetőgépes) rendszer felépítése kapcsolástechnikailag bár egyszerűbb, de a felépítés idejét tisztán az előfizető tárcsázási tevékenysége szabja meg. Ez különösen a távolsági forgalomban jelent hátrányt, mert a nem fizetett foglalási idő teljesen az előfizető önkényére van bízva. A közvetett (regiszteres, tárolós) rendszer tehát a távválasztásnál elengedhetetlen követelmény. További előnye a tárolós rendszernek, hogy új lehetőséget és egyszerűsítést biztosít az átterelő forgalomban (haránt- és kerülőút áramkörök). A közvetett rendszerben az összeköttetés felépítése olyan kapcsoló elemekkel történik, amelyek nem tartoznak az összekötő úthoz és csak az összeköttetés beállításának és átkapcsolásának időtartamára vannak lefoglalva. Minthogy a beállítási és átkapcsolási idő az összes tartási időnek csak a kapcsoló sebességétől függő tört része, tehát ezekből a beállító áramkörökből a szükséges összekötő utak számának csak tört részére van szükség.

Itt meg kell jegyezni, hogy a beállító áramkörök számát is a valószínűségi számítás adja, de ez korrek-

cióra szorul, mert ennek megállapításánál két ellentétes követelményt kell figyelembe venni. A gazdaságossági követelmény azt kívánja, hogy a beállító áramkörök számát minimumra vegyük. Ebben az esetben azonban nagy forgalomtorlódás esetén előfordulhat, hogy van szabad összekötő út, de annak felépítésére nincs szabad beállító áramkör. Ezzel szemben, ha nagyobb nyálábot képezzünk, egyenletesebb lesz a terhelés és csökken a torlódás valószínűsége. Itt tehát kompromisszumra van szükség, amely gazdaságos optimumot ad a beállító áramkörök legkisebb számára.

A hívott előfizető jelentkezési ideje és a beszélgetés ideje egyáltalában nincs befolyással a beállító áramkörök szükséges számára. Ezekre az időtartamokra bizonyos közelítő átlag normák vannak, amelyekből valószínűségi számítás alapján határozható meg az összekötő áramkörök száma. Itt is van egy gazdaságos optimum a választógépek legkisebb számának megállapítására, amely annál kedvezőbb minél nagyobb a csoportképzés lehetősége.

A klasszikus kapcsolórendszerek említett hiányosságainak részbeni kiküszöbölésére új elektromechanikus alkatrészeket szerkesztettek. Közvetlen rendszerben a Siemens a motorválasztót, közvetett rendszerben a svédek és az USA a kereszttrudas (crossbar) kapcsolót fejlesztették ki 1935 és 1950 között olyan tökéletességgel, amelyek most már az elektromechanikus rendszerek lehetőségeinek határát jelzik. E téren alapvető javulás már nem várható.

A motorválasztó nagy beállítási sebességgel, rugalmasan és lökésmentesen dolgozik. Mechanizmus egyszerű, nagyszámú kefeszerelvénny mozgatására alkalmas (távválasztás). Feszültségfüggősége, továbbá ápolási és karbantartási szükséglete jóval kisebb, mint a többi választógépé. Kétféle konstrukciót fejlesztettek ki, amelyek egyike a „nemesfém motorválasztó” a beszéderek átkapcsolását nemesfém érintkezőkkel biztosítja.

A kereszttrudas vagy crossbar kapcsolónál függőleges és vízszintes rudak keresztezési helyein jelfogószerű érintkezők vannak elhelyezve. Ezeket a keresztezési pontokat a letárcsázott számjegyek megfelelően regiszterek és markerek jelölik ki és működtetik. Ezek a rendszerek már kb. 20 éve vannak üzemben s a gyakorlatban jól beváltak. A kapcsolás sebessége, az élettartam, az üzembiztonság és az olcsó karbantartás szempontjából az elektromechanikus rendszerek csúcsteljesítményének tekinthetők.

A folyton növekvő követelmények, amelyeket a forgalom óriás mértékű emelkedése és a távválasztás széleskörű bevezetése támasztottak, számos feladatot ösztönöztek arra, hogy az elektronikus alkatrészeknek a kapcsolástechnikába való bevezetését megkíséreljék. Az 1950—1955. évek között számos elgondolás kísérleti megvalósítása történt meg. A kísérleti központoknál, sőt a már kísérleti üzemeknél szerzett tapasztalatok, valamint az a tény, hogy világszerte a fejlesztési laboratóriumok újabb és újabb elgondolások megvalósítására tértek át, bizonyítják, hogy az elektronika az elektromechanikus központokat ki fogja szorítani. Addig azonban még számos problémát kell megoldani,

esetleg új elektronikus kapcsolóelemeket kell tervezni, hogy a jóság, gyorsaság és gazdaságosság követelményei kielégíthetők legyenek. Jelenleg az a helyzet, hogy átmenetileg, ún. *mechano-elektronikus* központokat fejlesztettek és fejlesztenek ki, amelyek a kereszttrudas kapcsolók alkalmazásán alapulnak, de a kapcsolás felépítésére (vezérlés) és egyéb helyeken is a gyors működésű és gazdaságos elektronikus elemeket használják.

A következő fejezetekben tisztán az irodalomból vett adatok nyomán adunk tájékoztatót a korszerű fejlesztés alkatrészeiről és az ezekből felépített központokról.

II. Korszerű elektromechanikus alkatrészek

A félelektronikus rendszereknél a következő elektromechanikus alkatrészek játszanak lényeges szerepet.

a) *Motorválasztó* [2, 3]. Forgóválasztó gép, amelynek hajtását a gépbe épített elektromotor végzi. A motor státora két egymással derékszöget bezáró elektromágnes, rotora pedig Z-alakú lágyvas horgony. A motor az elektromágnesek váltakozó ki- és bekapcsolása útján jön forgásba. A megállítást a vizsgáló jelfogó végzi azáltal, hogy a két státor-tekerést párhuzamosan kapcsolja. Így az indító és fékező folyamat rugalmas, ütésmentes. A kefeszerkezet mozgatása a rotor tengellyel kapcsolódó fogaskerekek útján történik. A gép 100 ívpont kapacitású, amely eltolt kefékkel képezhető 200 ívpontsra. Forgás közben csak a vizsgáló és vezérlő-kefék érintkeznek a csúcsokkal, a többi kefe csak akkor jön érintkezésbe a csúcsokkal, amikor a motor megállt. Utóbbi kefék közül a beszédáramot vivők nemesfém érintkezővel rendelkeznek.

A beállítás sebessége híváskeresőknél 140 lépés/sec, csoport- és vonalválasztóknál kb. 200 lépés/sec. Híváskeresőnél (HK) tehát minden lépésre 7 ms átfutási idő esik úgy, hogy a biztonságos lefékezéshez olyan különlegesen gyorsműködésű vizsgáló jelfogó szükséges, amelynek meghúzási ideje kb. 0,5 msec. (Erre a célra kedvező az elektronikus megoldás.) A 100 ívpontos HK gép beállítási ideje a legkedvezőtlenebb esetben $\frac{100}{140} = 0,7$ sec, ami közel

háromszorosa a 11 pontos léptetőgépes előválasztó kapcsolási idejének $\left(\frac{10}{40} = 0,25 \text{ sec}\right)$. Tehát hívás-

keresőként alkalmazva gazdaságos ugyan, de kapcsolási ideje jóval nagyobb. Viszont csoportválasztóként való alkalmazása nagyon előnyös mert beállítási sebessége közel négyszerese az emelő-forgó választógépnek. A nagy beállítási sebesség a gépeket a közvetett vezérlésű (vezérelt kapcsolású) rendszerek számára is alkalmassá teszi.

Hátránya a gépeknek a nagy fékezési áramerősség, amely külön biztosítást igényel, továbbá a surlódás miatti kopás. Bár az üzembiztonság és karbantartás igen kiváló eredményeket mutat, tekintetbe kell venni, hogy csak néhány éve vannak üzemben.

b) *Koordináta (crossbar, kereszttrudas) kapcsoló* [3, 4]. Alapelve a keresztlemezes váltó, amelynek

minden egyes keresztvezési pontján rugóköteg van elhelyezve. E rugókötegeket elektromágnes meghúzása hozza érintkezésbe. Leginkább két géptípus használatos: 20×10 -es és 10×10 -es. Előbbi 20 bemenetet (előfizető) és 10 kimenetet, utóbbi 10 be- és 10 kimenetet tartalmaz.

Ha egy 10×10 -es gépet veszünk tekintetbe, akkor 100 keresztvezési pontnak megfelelően a 10 bemenő vezeték bármelyike a 10 kimenő vezeték bármelyikével összeköthető. A gép tehát 100 jelfogó működtetésével egyenértékű. A 10×10 -es koordináta kapcsolónál az érintkezők mozgatása céljából 10 vízszintes és 10 függőleges rudazat van elhelyezve s mindegyik rudazatot 1–1 elektromágneses tekercs mozgat. Ha a vízszintes és függőleges mezőben 1–1 tekercset gerjesztünk, akkor a megfelelő két rudazat mozgatása a keresztvezési helyen zárja az érintkezőket. Az egyidejűleg jelentkező hívások továbbkapcsolása azonban csak egymás után vihető keresztül úgy, hogy szükség van a hívott számjegy tárolására. Ez azonban majdnem veszteség nélkül történhet, mert a gép rendkívül gyorsan kapcsol át. Az átkapcsolás 100 ms-on belül megtörténik. A gép előnye, hogy a beszédereket jelfogószerűen, nemesfém érintkezőkkel (egyes típusoknál kettős érintkezőkkel) kapcsolja át, valamint az, hogy jóval üzembiztosabb a klasszikus rendszerek választógépeinél. További előny, hogy a karbantartási költség kb. $\frac{1}{7}$ – $\frac{1}{8}$ -a a választógépekének.

c) *Sokrugós jelfogók*. Számos feladatnál lehet a választógépeket a kedvezőbb működésű jelfogókkal pótolni. Nagyobb számú egyszerű jelfogóra van azonban szükség akkor, ha sok érintkezőt kell átkapcsolni. Gazdaságos megoldást ad a sokrugós jelfogó, amelynek két egymástól függetlenül működő mágnes van, de együttesen is működtethetik a rugók összességét. A jelfogók különböző típusban készülnek, 15–40 érintkezőpár zárását biztosítják. A legfontosabb vezérlőáramkörökben (marker) alkalmazzák.

d) *Üvegcsöves jelfogók* [5]. Jelenleg nincsen még olyan elektronikus alkatrész amely, a beszéderek átkapcsolásánál a fémes érintkezővel egyenértékű lenne. Ezért olyan üvegcsöves jelfogót terveztek, amely a szokványos jelfogó fémes érintkezőjét megtartja, de annak majdnem minden hátrányát elkerüli. Az üvegcsöves jelfogóknál a nemesfém érintkezőjű rugók a külső légtől elzárt evakuált vagy gázzal töltött üvegcsőbe vannak forrasztva. Egyik kiviteli módozatnál az üvegcsőbe két egymással szembe állított permalloy nyelv van egyik végén beforrasztva. Az üvegcső hidrogénnal van töltve. A nyelvek nyugalmi helyzetükben néhány tízed mm távolságban vannak egymástól. A nyelveket egy tekercs koaxiálisan eszi körül. Ha a tekercsbe áramot vezetünk, a keletkező mágnes tér a nemesfém érintkezővel bevont nyelveket összenyomja. A meghúzás, illetőleg elengedés ideje kisebb, mint 1 ms.

Az elektronikusan vezérelt központnál ilyen üvegcsöves jelfogókkal képzett koordinátamező célszerűen használható. Annak eldöntése azonban, hogy a jelfogós vagy a koordináta kapcsoló alkalmazása célszerűbb-e, nem egyszerű, mert a kapcsol-

lási követelmény mellett döntő jelentősége van a gazdaságosságnak is.

III. Elektronikus alkatrészek

Alábbiakban röviden felsoroljuk a távbeszélő központokban alkalmazható elektronikus alkatrészeket az alkalmazásukat érintő főbb tulajdonságok megismerése céljából.

a) *Erősítő csövek.* A rádióban és átviteltechnikában használt csövek a kapcsolástechnikában is alkalmazhatók, de az állandó fűtés és meleg elvezetés szükségessége miatt csak korlátozott mértékben, olyan esetekben, amikor feltétlenül szükség van nagy működési sebességre. Ilyenkor is csak hosszú élettartamú csöveket szabad alkalmazni (10 000 égési órán felül), mert ellenkező esetben a hibakérés és csöcsere növeli a karbantartás költségeit az üzembiztonságot csökkenti.

b) *Egyenirányítók.* Fűtött katódú, gázzal vagy higanygázzal töltött csövek kapcsolástechnikai célra csak legtrikább esetben használatosak, mert a fűtőtelijsítmény lerontja a gazdaságosságot. A szelén és rézoxidul egyenirányítókat kiterjedten alkalmazzák. Ellenállásuk záróirányban 1000–10 000-szerese az áteresztő irányhoz tartozó értéknek, és fordítva arányos a rákapcsolt feszültséggel. A szelén egyenirányítónál a záróirány áramának (visszáram) az áteresztő irány áramához való viszonya 2 V-nál 1 : 8500, és 18 V-nál 1 : 75. A legnagyobb zárófeszültség egy szeléncellánál 20–25 V, rézoxidul egyenirányítónál 5–6 V. Ez utóbbi a távbeszélő technikában előnyösebben alkalmazható.

c) *Parázscsővek* [1, 6, 7, 8]. Hidegkatódos csövek nemesgáz töltéssel. Háromféle csőfajtát alkalmaznak: diódát, segédelektrodás (indító vagy starter elektrodás) csövet és sokkatódos csövet. Jelenleg mintegy 50 csőtípust gyártanak s újabbak is fejlesztés alatt állnak, ami bizonyítéka sokoldalú alkalmazhatóságuknak.

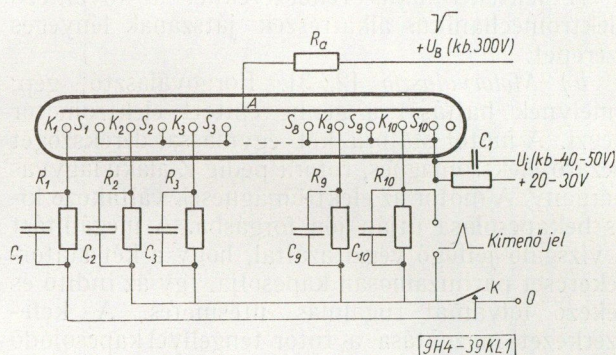
Diódát nagy gyújtófeszültsége (kb. 300 V) miatt a kapcsolástechnikában általában nem alkalmaznak. A gyújtófeszültség csökkentése egy — a katód közelében elhelyezett — *segédelektrodával* érhető el. A segédelektrodára helyezett aránylag kis feszültség (kb. 70–80 V) közte és a katód között olyan kisülő áramot ad (30–50 μ A), amely megszorozza a töltéshordozók számát s így a két főelektroda közötti gyújtást kisebb gyújtó feszültség mellett (kb. 120–200 V) biztosítja. Az anód a segédelektrodáról 10–20 μ sec alatt veszi át a gyújtást. Ezért a kis energiasűrűséget egy kis kondenzátor is szolgáltatni tudja. Megjegyzendő, hogy a csövet a segédelektroda feszültségének csökkentésével kioltani nem lehet.

A csövek előnye, hogy fűtésre nincs szükség s bekapcsoláskor azonnal üzemképesek. Működés közben alig melegsznek. Szerkezetük könnyű, térfoglalásuk csekély. Az anódáram szünetek alatt a katód nincs igénybe véve s így nagy az élettartamuk. A fémkatódos csövek élettartama 20–30 000 égési óra, ami az automata központoknál több mint 50 éves élettartamnak felel meg. Energiafogyasztásuk igen csekély, karbantartásuk költsége elha-

nyagolható. További előny, hogy üzemképességük a parázsfénykísülés folytán könnyen ellenőrizhető.

Olyan csőtípusok is vannak már, ahol két segédelektroda van beépítve, amelyek két egymástól független vezérlőáramkör működését teszik lehetővé.

A sok katódú parázscsőveket a számláló és tárolókapcsolásoknál alkalmazzák. Egy közös anódot 10 rúd alakú katód vesz körül (1. ábra). Közöttük segédelektrodák (S) vannak elhelyezve. Ilyen csövekkel egyirányban lehet számlálni. Hogy a kísülés mindig egyirányban jusson át a következő katódra, azért a katódokat és a segédelektrodákat megfelelő alakúra kell kiképezni és aszimmetrikusan elhelyezni. A segédelektrodák (S) egymással össze vannak kötve és +20–30 V feszültségre kapcsolva úgy, hogy a segédelektrodák ekkor nem gyújtanak.

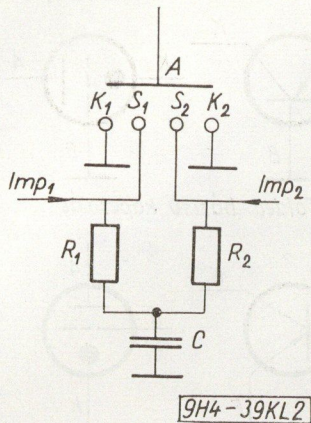


1. ábra

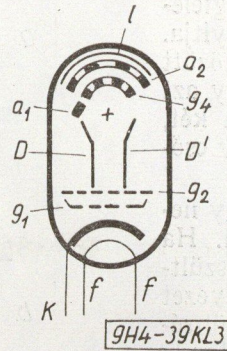
Tegyük fel, hogy K_2 katód és A anód között már kísülés áll fenn. Érkezzék a segédelektroda-csoport kivételére negatív feszültség-impulzus ($U_1 = -50$ V), akkor a segédelektrodák és anód között a feszültség felemelkedik. Most a kísülés a K_2 katódról a vele szomszédos S_2 segédkatódra ugrik át, miközben a kísülés a K_2 —A között megszűnik. Ha az impulzus eltűnik, a segédelektrodák pozitív előfeszültsége jut érvényre s így az S_2 —A közti feszültség kisebb lesz, mint a főkatódok és A között. A kísülés tehát átugrik a szomszédos K_3 katódra. Ez a folyamat ismétlődik a további negatív impulzusoknál, tehát mindegyik impulzus a kísülést átviszi a következő katódra. Az egyes katódvezetékekbe épített ellenállások (R_1 — R_{10}) szolgálnak a rajtuk végbemenő feszültségesések útján az impulzusok számlálására. A csövek alapállásba (0 állás) küldése a K kapcsoló rövid idejű kikapcsolásával történik.

Különösen előnyös a számlálócsövekkel elérhető nagy számlálósebesség. Míg egyszerű csövekkel a számlálókapcsolások sebessége max. néhány száz Hz, addig a sokkatódú csöveknél eléri a 20–25 kHz-et is (anódáram 0,5–1 mA). Egyes hidrogéngáz-töltésű csövek kapcsolósebessége a 100 kHz-et is eléri, míg a neontöltésű csövek általában 3–4 kHz és anódáramuk katódegységenként kb. 8 mA.

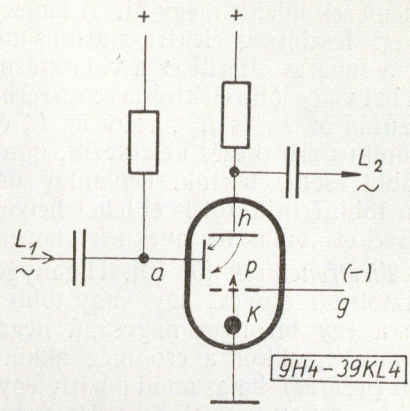
Vannak olyan számláló csövek, amelyeknél a katódok között két segédelektroda van elhelyezve amelynek lehetővé teszik, hogy a cső előre és hátra is tudjon számlolni. A 2. ábra mutat egy ilyen kapcsolást. Tegyük fel, hogy A és K_1 között között parázsfényű kísülés áll fenn és az 1. számú



2. ábra



3. ábra



4. ábra

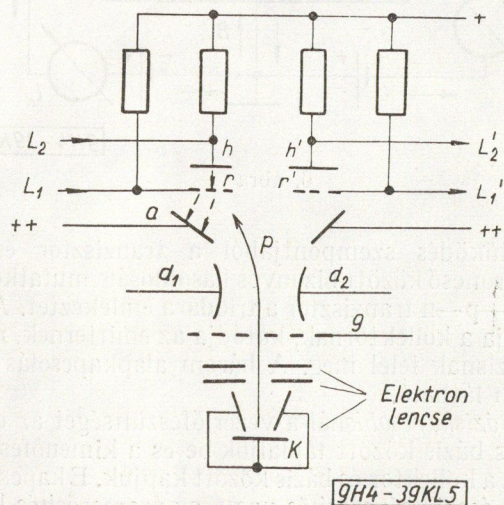
bemenetre negatív impulzus jut (Imp. 1). Ekkor az S_1 segédkatód veszi át a kisülést, majd az R_1C időkonstans miatt késleltetve jut a kisülés az S_2 -re. Az impulzus lecsengése után a K_2 veszi át a kisülést. Az ellenkező irányú számlálás az impulzusoknak Imp. 2 bemenetre való hozzávezetésével valósul meg. Tehát az előre- vagy hátraszámlálás aszerint történik, hogy az első vagy második segédelektroda kapja-e meg elsőként a késleltetés nélküli impulzust.

d) Számláló csövek [1, 9]. Feladatunk az impulzusok megszámlálása és a kapott számérték közvetlen mutatása. A katódsugárcsövek elvén dolgoznak. A csövet jelképesen a 3. ábra mutatja. A közvetett fűtésű katód (K) által kibocsátott elektronokat a g_1 vezérlőrács és g_2 gyorsítórács szalagalakú sugárrá alakítja. A szalagsugár két terelőlemez (D és D') között halad át, amelyek közül D -re állandó feszültség, a D' -re a vezérlő impulzusok feszültsége van kapcsolva. A vezérlő feszültségnek megfelelően az elektronsugár folyamatosan mozog az anódhoz. Azonban a sugár útjában 10 réssel ellátott elektróda (g_4) áll, tehát a sugár az óramutatóval ellenkező irányú mozgása közben időnként hol a g_4 elektródára, hol a g_4 résein át az a_2 anódra talál. Így a sugár annyi résen át talál az anódra, ahány impulzus a D' terelőlemezre került. A sugár útja végül a g_4 és a_2 nyílásain át az l világító (fluoreszkáló) réteget éri, amely egy világító folttal mutatja a csőfalára elhelyezett számok közül azt a számot, amely az impulzussorozatnak megfelel. A tizedik impulzusnál a sugár a visszaható anódra (a_1) jut, amely megfelelő kapcsolással a sugarat a „0” állásba kapcsolja vissza. Ezzel egyidejűleg egy számláló impulzus adódik a vele sorbakapcsolt hasonló csőre. A számlálás sebessége átlag $3 \cdot 10^4$ impulzus/sec. Az anódfeszültség 300 V, a bemenő impulzusok amplitúdója 20–50 V. A sugáráram max. 2 mA-ig engedhető meg.

e) Kapcsoló csövek [1]. Fűtött katódú elektroncsövek, amelyek a d) alatti számlálócsövekkel hasonlíthatók össze. A kapcsolócső célja elektronikus érintkezés létrehozása. Ez a szekundéremissió segítségével történik (4. ábra). A katódról emittált priméreelektronáram (p) a h elektródára talál, amelyen pozitív feszültség van. Ha a h elektróda úgy van kiképezve, hogy szekundéreelektronokat nagymértékben képes kibocsátani és ha az a elektródnál

nagyobb feszültség (U_a) van, mint h -n, akkor a h -n keletkezett szekundér elektronokat az a felfogja. Ha az U_a -t varriáljuk, akkor U_h követni fogja mégpedig azonos előjellel. Így áll elő érintkezés az a és h között. Az érintkező nyitását és zárását, tehát a kapcsolást úgy lehet könnyen megvalósítani, ha a katód közelében egy rácsot (g) helyezünk el. Ha erre a rácsra elegendő nagy negatív feszültséget adunk, akkor a primér elektrónáramlás s vele együtt az érintkezés megszűnik. Ha pl. L_1 -re váltakozó feszültséget adunk, ez az a -n potenciál-ingadozást idéz elő, amelyet a h potenciálja is követ úgy, hogy L_2 -ön is megjelenik az L_1 -re adott váltófeszültség, mégpedig azonos fázishelyzetben. Ez a működés azonban egyoldalú, mert U_h követi ugyan az U_a potenciál-ingadozásait, de fordítva U_a nem követi U_h -t. Tehát a távbeszélőtechnikában csak négyhuzalos kapcsolás esetén használható. Kétoldalú — tehát mindkét irányban egyenértékű — kapcsolás is biztosítható, ha két elektródát úgy képeznek ki, hogy mindegyik tud szekundér elektronokat emittálni. Ezek váltakozva dolgoznak, mint szekundéremissziós elektróda és anód.

Az átkapcsolócsövek ugyancsak a számlálócsövek mintájára dolgoznak, ahol az elektronsugár egy választógép kapcsolókeféjének szerepét veszi át. Alapelveit az 5. ábra mutatja. A sáv-sugár a d_1 és d_2

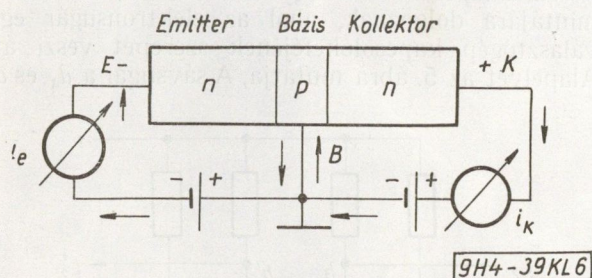


5. ábra.

terelőlemezek között megy át. A lemezek egyikére helyezett feszültség elektrosztatikus mezőt létesít, amely a sugarat eltéríti és a választásnak megfelelően a bal vagy jobb elektróda rendszerhez irányítja. Ott azután az L_1 és L_2 , vagy az L'_1 és L'_2 között elektronikus érintkezés keletkezik, mint ahogy azt az előbbi csőnél leírtuk. Ugyanígy nemcsak két, hanem több érintkezőt is el lehet helyezni egy csőben. Ezeket „választócsöveknek” nevezik.

f) *Tiratroncsövek* [9, 10]. Higanygőz, vagy nemesgáztöltésű csövek, egy vagy több rácscsal. Ha a rácstra egy bizonyos nagyságú negatív feszültséget adunk, akkor a cső még akkor sem vezet áramot (lezárás), ha az anód pozitív egyenfeszültségét többszáz voltra emeljük is. Ha azonban állandó anódfeszültsége mellett (amely azonban nagyobb, mint a gyújtófeszültség) a negatív rácscsültséget csökkentjük, ennek egy bizonyos értékénél bekövetkezik a gyújtás. Ha a kisülés már megindult, akkor ezt a vezérlőráccsal nem lehet többé befolyásolni. A szokásos típusoknál a gázkisülés csak az anódfeszültségnek a kioltófeszültség alá való csökkentésével szakítható meg. Ennek az a megoldása, hogy az anódegyenfeszültséget rövid időre megszakítjuk, vagy az anódra váltakozóáramot kapcsolunk vagy olyan impulzusokat, amelyek az anódfeszültséggel ellenkező irányúak. Újabban olyan csőtípusokat is gyártanak, amelyeknél a kioltás a negatív rácscsültség emelésével történik.

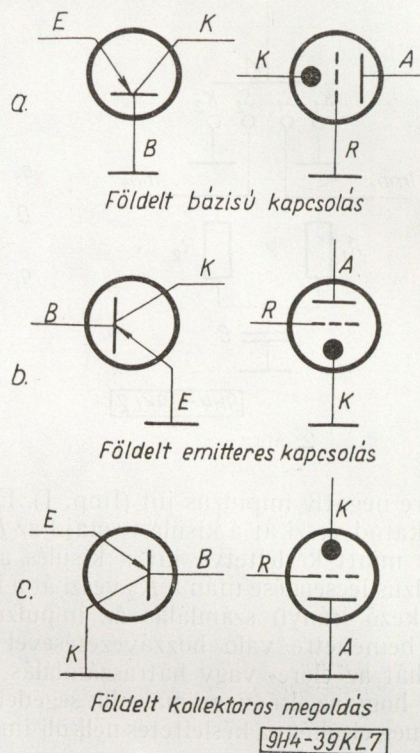
g) *Tranzisztorok* [1, 11, 12]. A tús tranzisztort, a technikai fejlődés túlhaladta, a távbeszélő technikában való alkalmazása nem jön számításba. A *rétegetranzisztort* sematikusán a 6. ábra mutatja. Ha az emitterkörbe áramot (i_e) vezetünk, akkor a kollektorkörben majdnem ugyanakkora erősségű áramot (i_k) kapunk. Amíg azonban az emitterkörben az áram igen kis vezérlőfeszültséghez (0,2 V rendű) tartozik, addig a kollektoráram gyakorlatilag független a kollektorfeszültségtől s így nagy kimenő teljesítmény érhető el.



6. ábra

Működés szempontjából a tranzisztor és az elektroncső között bizonyos hasonlóság mutatkozik. Pl. n—p—n tranzisztor a triódára emlékeztet. A cső anódja a kollektornak, katódjá az emitternek, rácsa a bázisnak felel meg. A három alapkapcsolás a 7. ábrán látható.

*Báziskapcsolás*nál a vezérlőfeszültséget az emitter és bázis között tápláljuk be és a kimenőfeszültséget a kollektor és bázis között kapjuk. E kapcsolásnál a feszültségerősítés nagy, az áramerősítés kicsi. A vezérlő és kimenő feszültség azonos fázisúak; a



7. ábra

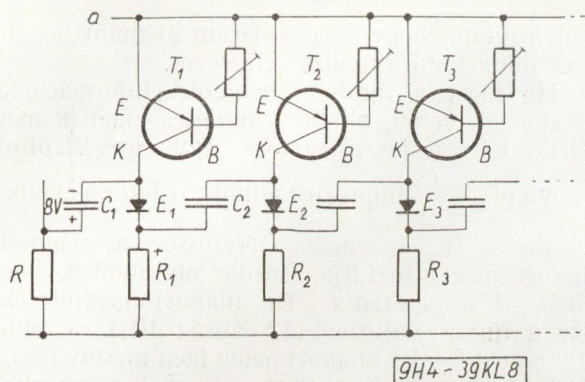
bemeneti ellenállás néhány száz ohm, a kimeneti ellenállás néhány tízezer ohm.

Az *emitterkapcsolás* a leggyakoribb kapcsolási mód. A bemeneti ellenállás néhány $k\Omega$ -ra tehető, a kimeneti ellenállás 10 $k\Omega$ körül van. A vezérlő feszültséget a bázis és emitter közé helyezzük, a kimenőfeszültséget a kollektor és emitter közé. A kimenő és vezérlő feszültség fázisban 180° -kal van eltolva.

A *kollektorkapcsolás* csak ritkán alkalmazott megoldás. A vezérlőfeszültség az emitter és a kollektor között, a kimenő feszültség a bázis és a kollektor között fekszik. A bemenő ellenállás nagy, a kimenő kicsiny. Kétirányú erősítés lehetséges.

Előnyök és hátrányok az elektroncsövekkel szemben. A tranzisztornál az egyes erősítő fokozatokhoz nagyobb vezérlő teljesítményre van szükség s az egyes fokozatok közé illesztő elemeket kell kapcsolni a kis bemenő impedancia miatt. További hátrány a gyártásnál előálló szórás, valamint a hőmérséklet iránti érzékenység. Ezek a hiányosságok a szilícium tranzisztornál részben kiküszöbölhetők. Rendkívül nagy előnye azonban a tranzisztornak a kisebb térfogat, a nagyobb élettartam, a jobb hatásfok és a fűtő energia elmaradása. További előny, hogy a tápfeszültség csökkenése esetén az erősítés jóval lassabban csökken, mint az elektron csöveknél s ezért μW rendű teljesítménnyel is készíthetők. Igen nagy előny, hogy a tranzisztorok n-p-n és p-n-p típusban készíthetők. E két típusnál a feszültségek és áramok ellenkező előjelűek úgy, hogy velük különleges áramkörök képezhetők.

A tranzisztort csekély üzemi feszültsége, kis méretei és gyors működése különösen alkalmassá

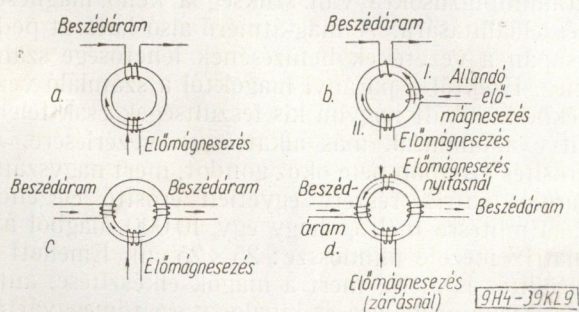


8. ábra

teszik kapcsolástechnikai számláló és tároló berendezéseknél történő alkalmazásra. Ilyen kapcsolási sémát mutat a 8. ábra. Tegyük fel, hogy a kapcsolás bemeneténél levő C_1 kondenzátor az ábrán megadott polaritás mellett 8 V-ra van feltöltve. A C_1 kisülését az R és R_1 ellenállásokon át az E_1 egyenirányító akadályozza meg. Az a vezetéken jönnek be a pozitív vezérlő impulzusok, amelyeknek a feszültsége 5 V-tal kisebbre van megválasztva, mint a tranzisztor „gyűjtő feszültsége”. A beérkező impulzus az a -ra kapcsolt tranzisztorok ($T_1 \dots T_3$ stb.) közül csak azt tudja „begyűjtani”, amelynek kondenzátora 8 V-ra van feltöltve, mert csak erre a tranzisztorra (jelen esetben T_1) adódik a gyűjtőfeszültségnél kb. 3 V-al nagyobb feszültség. Gyűjtés után a T_1 -en, E_1 -en és R_1 -en folyó áram az R_1 -en kb. 8 V feszültségesést okoz, mire a C_1 kondenzátor az E_1 -en és $R-R_1$ ellenállásokon át kisül, viszont a C_2 az E_2 -n át feltöltődik s így a T_2 -t előkészíti a következő impulzus felvételére. Így a számlánc minden egyes impulzusra egy tranzisztor egységgel tovább kapcsolódik.

Hasonló kapcsolás a parázscsőekkel is megvalósítható, de nagyobb feszültséggel és kisebb számlálási sebességgel. A tranzisztornál ugyanis esik a parázscsővek kisüléskélekedési ideje és az ionizáció megszüntetési ideje. A tranzisztoros megoldással 10^5 imp/sec számlálási sebesség érhető el. Gyűjtőfeszültsége kb. 20–50 V között van.

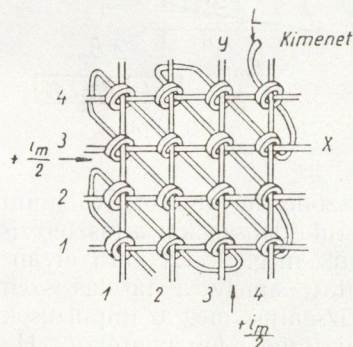
h) Mágneses alkatrészek [1]. Hívószámok tárolását, kapcsolások vezérlését és felépítését, továbbá beszédvívó erek átkapcsolását különleges mágneses alkatrészekkel is meg lehet oldani. A működés elve a zártvasmagú mágnesanyag permeabilitásváltozásán, tehát a hiszterézis hurok egyes pontjainak megfelelő kihasználásán alapszik. Alábbiakban két tipikus felhasználási módot mutatunk be.



9. ábra

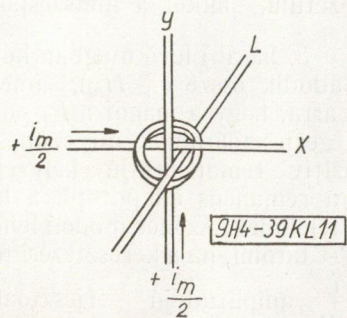
(1) *Beszéderek mágneses átkapcsolása.* A 9. ábra négy átkapcsolási módot mutat be. Ha a 9a ábra szerinti kapcsolásnál az előmágnesezési tekercsbe olyan egyenáramot vezetünk, amely a zárt magot közelítőleg telíti, akkor a permeabilitás közel jut a levegőéhez ($\mu = 1$). Ebben az esetben kicsi lesz a tekercs váltakozóáramú ellenállása s a beszédáramok akadálytalanul mehetnek át. Ha a beszélgetés végén az előmágnesező tekercset lekapcsoljuk, a mag remanens állapotba jut, permeabilitása nő, s így a tekercs megnövekedett induktív ellenállása folytán a beszédáramok útját elzárja. A 9b ábra szerinti kapcsolásnál két előmágnesező tekercs van. Az I. tekercs állandóan előmágnesez, a II. tekercset csak a beszélgetés végén gerjesztik. Ha csak az I. tekercs előmágnesez, akkor a beszédáramok átjutnak az átvivőtekercsen, ha a II. tekercs is bekapcsolódik, akkor az ellentétes előmágnesezés miatt nem juthatnak át a beszédáramok. A 9c és 9d ábrák szerinti kapcsolások működése az előzőekből következik.

(2) *Mágneses matrix tároló.* Legfontosabb eleme az igen kis méretű mágneses gyűrűs mag. A magok az ún. négyszögletes hiszterézis hurkú ferritanyagokból készülnek 1,3–2,2 mm gyűrű átmérővel. A tárolómagokat matrixként helyezik el. (10. ábra). Valamennyi mag mindegyik vízszintes



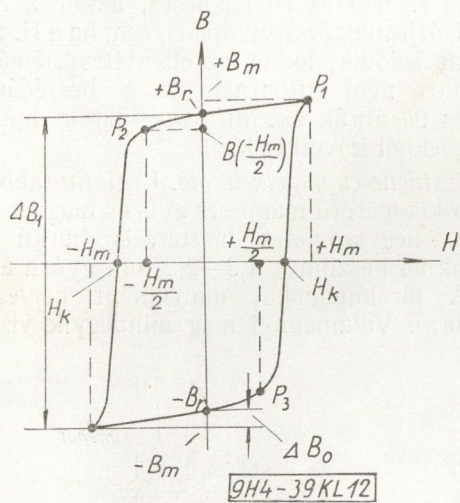
10. ábra

és függőleges sorban 1—1 közös mágnesezőtekercset (x, y) kap, de nem tekercs, hanem egyenes vezető formájában. Ezenkívül egy további vezeték (L) diagonálisan a matrix összes magjait hurkolja, tehát minden mag belsejében 3 vezeték megy keresztül (11. ábra). Járban tekercsmenetek elhelyezésevel is sikerrel próbálkoztak.



11. ábra

Ha egyik sort és egyik hasábot (pl. 10. ábra 3. sor és 3. hasáb) egyidejűleg egyirányú árammal $\left(\text{pl.} + \frac{i_m}{2}\right)$ gerjesztjük, akkor a két vezeték metszéspontjában levő magban a gerjesztés megszűnése után remanencia (Br) marad vissza. Ez a remanencia pl. a binár „1”-nek felel meg. A tárolóba helyezett információ kivétele úgy történik, hogy az előbb gerjesztett két vezetékbe ellenkező irányú áramot adunk. Ennek hatására a magban keletkező fluxus-változás a diagonálisan hurkolt számláló vezetékben feszültséget indukál, amely kimenő impulzust eredményez.



12. ábra

A lejátszódó folyamatot, valamint a magtól megkívánt tulajdonságokat a hiszterézisgörbe alapján érthetjük meg. A 12. ábra olyan hiszterézis-görbét mutat, amely a tárolás szempontjainak megfelel. Vizsgáljuk meg az impulzusok hatására a magban lejátszódó folyamatokat. Ha a matrix valamelyik vízszintes vezetőjébe bizonyos nagyságú $\left(\text{pl.} + \frac{i_m}{2}\right)$ áramot vezetünk, akkor a keletkezett télerősség a magokat mágnesezi. Ez a magokban keltett télerősség (12. ábra: $+\frac{H_m}{2}$) azonban nem elég erős ahhoz, hogy a mag remanens állapotát megváltoztassa. Ha azonban egyidejűleg az egyik függőleges vezetékbe is ugyanolyan erősségű áramot $\left(+\frac{i_m}{2}\right)$ vezetünk, akkor a metszéspontban (10. ábra 3. sor —3. hasáb) levő magban két egybevágó télerősség adódik össze ($+H_m$), amely már elegendő erős arra, hogy a magot a P_1 pontig mágnesezze és a gerjesztőáramok megszűnése után egy kívánt pozitív remanenciájú helyzetbe ($+Br$) hozza. Ez a remanens állapot pl. a binár „1”-es helyzetnek felel meg. Azonos módon lehet a magban a binár „0”-t tárolni, ha a keresztezési pontban levő magot a $-\frac{i_m}{2}$ amplitúdójú gerjesztőáramokkal a negatív remanenciájú helyzetbe ($-Br$) hozzuk. Meg

kell jegyezni, hogy gerjesztőáram gyanánt néhány μsec időtartamú impulzus elégséges.

Ha most a tárolóba helyezett információkat ki akarjuk venni, akkor a kérdéses mágnesek megfelelő két gerjesztővezetőre egy megállapított irányú pl. $-\frac{i_m}{2}$ impulzust adunk. Ekkor a magban

fellépő $-H_m$ mágneses télerősség a mágneses fluxust megváltoztatja, és pedig oly módon, hogy binár „1”-es esetén ($+Br$ állapot) nagymértékű lesz a fluxus változás (12. ábra: ΔB_1), a binár „0” esetén ($-Br$ állapot) pedig igen kicsiny (ΔB_0). Ezek a fluxusváltozások a diagonálisan hurkolt számláló vezetékben feszültséget indukálnak. A magban lejátszódó folyamatok (12. ábra) választ adnak a mag anyagától kívánt jósági követelményekre.

(1) A kiadott feszültségimpulzusokat annál jobban meg lehet különböztetni, minél nagyobb a $\Delta B_1/\Delta B_0$ viszony, tehát a Br/B_m viszony minél jobban közeledik az 1-hez.

(2) A Br/B_m viszony a H_m télerősség függvénye, tehát van egy maximuma, amely egy bizonyos H_m optimális értéknél áll elő, és aztán a H_m növelésével ismét csökken. A jóság feltétele, hogy Br/B_m maximuma kisértékű H_m -nél következzen be. Ekkor ugyanis gyenge impulzusok, illetőleg kevés ampermenet elégséges a mag mágnesezéséhez.

(3) Szükséges, hogy a telítettségi indukció (B_t) nagy legyen, mert akkor B_m értéke közel kerül B_t -hez. Így nagyobb lesz a mágneses folyamat változása és vele arányosan a kimenő feszültség is.

(4) A $\pm \frac{H_m}{2}$ -nek kisebbnek kell lennie a koer-

citív erőnél (H_k), mert ilyen impulzusnak nem szabad a pillanatnyi remanens állapotot megváltoztatnia.

(5) A követelmények között szerepel a hiszterézishurok négyszög jellege is. Ennek az a feltétele,

hogy a $-\frac{H_m}{2}$ értékhez tartozó B érték igen közel

essék a H_m -hez tartozó B_m értékhez, azaz a két érték hányadosa közeledjék az 1-hez. Ha ugyanis a

B érték alacsony, akkor a $\frac{H_m}{2}$ impulzusok a hurok-

nál nagy fluxusváltozást s így téves impulzusadást eredményeznének.

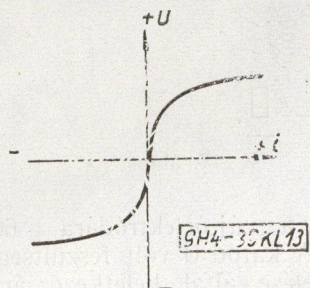
A vázolt működési mód és felépítés mellett kis-méretű magokat lehet előnyösen alkalmazni. Mivel kisebb a mag átmérő, annál rövidebb az erővonalak útja a magban, tehát annál kisebb amplitúdójú áramimpulzusokra van szükség a kellő mágneses-tér előállítására. A mag-átmérő alsó határát pedig csupán a vezetékek befűzésének lehetősége szabja meg. Ezekről a parányi magoktól a számláló vezetékbe indukált nagyon kis feszültségek csak felerősítve alkalmasak más alkatrészek vezérlésére. Az erősítés azonban nem okoz gondot, mert nagyszámú tároló matrix részére egyetlen erősítő elegendő.

Említsük még, hogy egy 10 000 magból álló matrix mezeje mindössze: 25×25 cm. Emellett az előállítás is olcsó, mert a magok elkészítése, automatikus kipróbálása és kiválogatása tömeggyártási módszerekkel végezhető. Üzemi előnye pedig az,

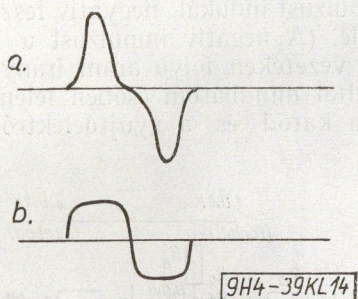
hogy az információk tárolásához nem kell tartóerő, továbbá a tárolás és számlálás csak néhány μsec időt vesz igénybe.

A rendszer még fejlesztési állapotban van, de előrelátható, hogy forradalmat jelent az elektronikus kapcsolástechnikában.

j) *Varisztorok* [1]. Neve a „variable resistor” szavakból van képezve. Jellemzőjük a rajtuk keresztül folyó áramoktól függő változó ellenállás. Az áram irányának az ellenállásra nincsen befolyása. Alapanyaguk a szilíciumkarbid. A varisztor $U=f(I)$ jelleggörbáját a 13. ábra mutatja. Ha a varisztorra szinusz alakú feszültséget kapcsolunk, akkor a 14a ábrán látható áramgörbe áll elő a feszültség és



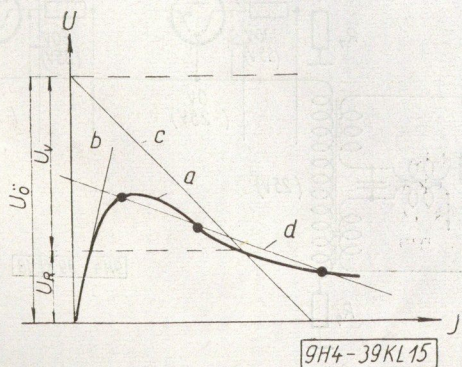
13. ábra



14. ábra

áram nem lineáris összefüggése miatt. Ha szinuszos áram folyik át a varisztoron, akkor a 14b ábra szerinti feszültséggörbét kapjuk. Mivel lineáris ohmikus ellenállások általában sorba vannak kapcsolva a varisztorokkal, az áram és feszültséggörbék alakja a példaktól eltérő. Minél nagyobb az előtét ellenállás, annál jobban közeledik az áramgörbe a szinusz alakhoz.

k) *Termisztorok* [1]. Neve a „thermally sensitive resistor” szavakból keletkezett. Minthogy melegen jobban vezetnek, mint hidegen, meleg

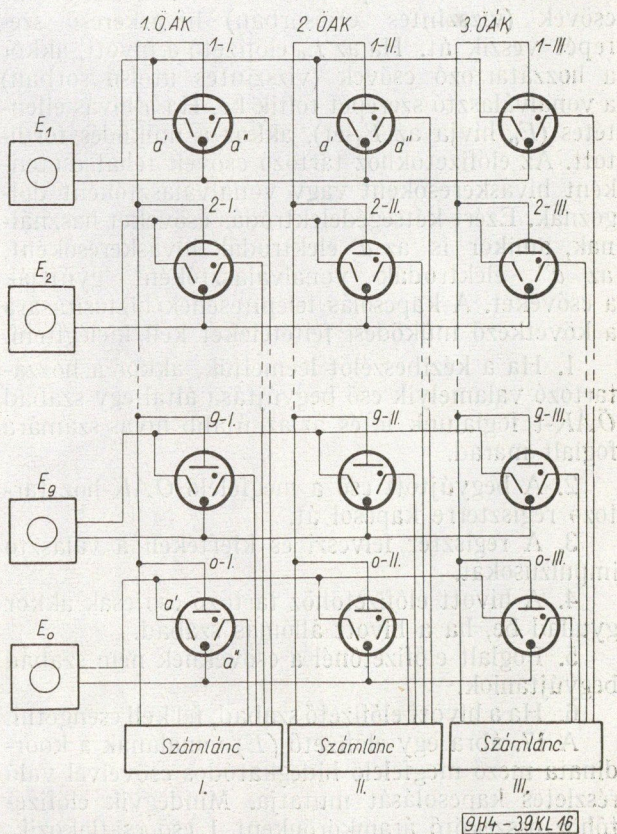


15. ábra

vezetőknek is nevezik. A hideg ellenállás viszonya a melegéhez ≤ 1000 . Méretük igen kicsiny. A termisztorokat általában a rajtuk keresztül folyó áram melegíti. Még nagy tartós terhelés mellett sem lépnek fel anyagelváltozások. A termisztor $U=f(I)$ jelleggörbáját a 15. ábra mutatja („a” görbe). A görbe felvételénél a környezet hőfoka állandó, továbbá az U és I már egyensúlyi állapotban vannak. A termisztoron átfolyó kis áramerősségnél a melegedés elhanyagolható. Kezdetben, amikor még nincs ellenállás-csökkenés, a feszültség arányos az áramerősséggel, amint az ábra „b” egyenese mutatja. Az áram növelésével az ellenállás csökken s a feszültségesés kisebb, mintha az ellenállás értéke változatlan maradt volna. A feszültség egy maximumot ér el s attól kezdve az ellenállás állandóan csökken. Ha a termisztorral előtétellenállást kapcsolunk sorba (ábrán „c” egyenes), akkor a stabil egyensúlyi állapot csak abban az esetben következik be, ha az ellenállás-egyenese (c) az „a” görbét csak egy pontban metszi (U_r és U_v értékek). Kedvezőtlenül megválasztott előtétellenállás és feszültség esetén („d” egyenes) 2–3 pontban is metszhetik egymást. Ebben az esetben a termisztor labilisán viselkedik s adott esetben bekövetkező túlfűtés miatt tönkre is mehet.

IV. Elektronikus és félelektronikus rendszerek

Alábbiakban az irodalomban közölt néhány elektronikus és félelektronikus rendszert ismerünk meg, amelyekből az eddigi sokféle elképzelésből



16. ábra

eredő továbbfejlesztési lehetőségekről is képet kaphatunk.

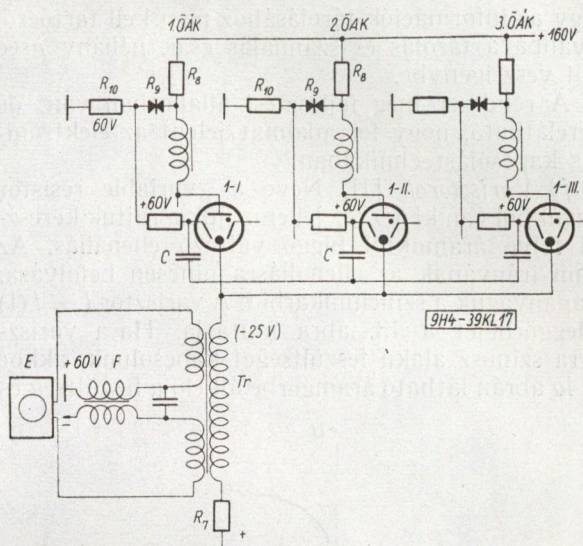
a) Philips-féle elektronikus választóberendezés 10 előfizető részére [1, 8]. Ebbe a laboratóriumi központba 10 előfizető kapcsolható szokványos előfizetői készülékkel. Három összekötő áramkör (ÖÁK) van 3 egyidejű kapcsolásra. Valamennyi kapcsolási folyamat vezérlésére, valamint a beszéderek kapcsolására is hidegkatódos csöveket használ. A berendezésben 92 cső van, melyből 62 egysegélektrodás, 30 kétsegélektrodás. Ezenkívül van még 3 db kettős trióda. Szükséges üzemi feszültségek: 60 V egyenfeszültség az előfizetői hurok részére, 160 V egyenfeszültség a hidegkatódos csövek és triódák számára, továbbá 30 V váltakozó áram a csengetésre.

A központ a keresztlemezcses váltó elvén van felépítve (16. ábra). Az előfizetők (E_1 — E_0) a vízszintes vonalakra vannak kötve, a függőleges vonalak az összekötő utakat (ÖÁK) jelképezik. Ebben a koordináta mezőben mindegyik vízszintes vonal mindegyik függőlegessel összeköthető. Ez az átkapcsolás a crossbar, vagy koordináta rendszerű kapcsolóknál fémes érintkezőkkel történik, a szóban forgó központnál hidegkatódos csövekkel. Ha pl. az E_1 -es előfizetőt az E_0 -val kell összekötni, akkor ez az 1., 2., vagy 3-ik összekötő áramkör hidegkatódos csöveivel történhetik. A három ÖÁK-nél 30 metszéspont keletkezik, tehát 30 csőre van szükség. Az átkapcsolás aszimmetrikus, ami természetesen gyakorlati üzemben az áthallási csillapítás miatt nem engedhető meg.

Kövessük a berendezés kapcsolási vázlatát a 16. ábrán. Ha az E_1 előfizető hív, a hozzátartozó csövek (vízszintes első sorban) híváskereső szerepét veszik át. Ha az E_0 előfizető a hívott, akkor a hozzátartozó csövek (vízszintes utolsó sorban) a vonalválasztó szerepét töltik be. Ha a hívás ellentétes (E_0 hívja az E_1 -et), akkor a működés fordított. Az előfizetőkhöz tartozó csövek tehát esetenként híváskeresőként vagy vonalválasztóként dolgoznak. Ezért kétsegélektrodás csöveket használnak, amikor is az a' elektródák híváskeresőként, az a'' elektródák vonalválasztóként gyűjtik a csöveket. A kapcsolás felépítésének biztosítására a következő működési feltételeket kell kielégíteni.

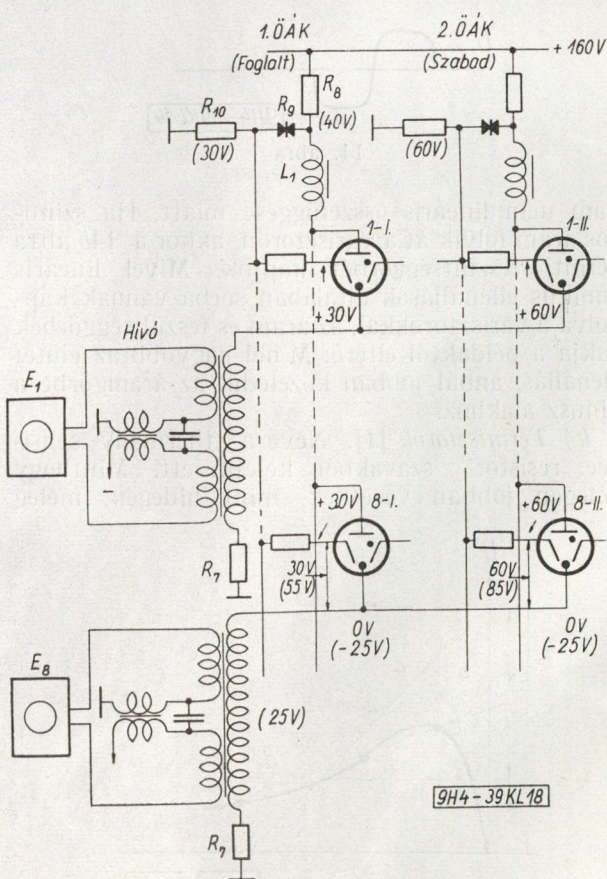
1. Ha a kézibeszélőt leemeljük, akkor a hozzátartozó valamelyik cső begyűjtása által egy szabad ÖÁK-t foglalunk le és az az újabb hívás számára foglalt marad.
2. A begyűjtott cső a megfelelő ÖÁK-hoz tartozó regiszterre kapcsol át.
3. A regiszter felveszi és kiértékeli a választó impulzusokat.
4. A hívott előfizetőhöz tartozó cső csak akkor gyullad be, ha a hívott állomás szabad.
5. Foglalt előfizetőnél a csöveknek nem szabad begyűjtaniok.
6. Ha a hívott előfizető szabad, fel kell csengetni.

A 17. ábra egy előfizető (E) vonalának a koordináta mező megfelelő hidegkatódos csöveivel való részletes kapcsolását mutatja. Mindegyik előfizetőhöz összekötő áramkörönként 1 cső csatlakozik. Az R_8 , R_9 , és R_{10} ellenállásokból álló potencióméter

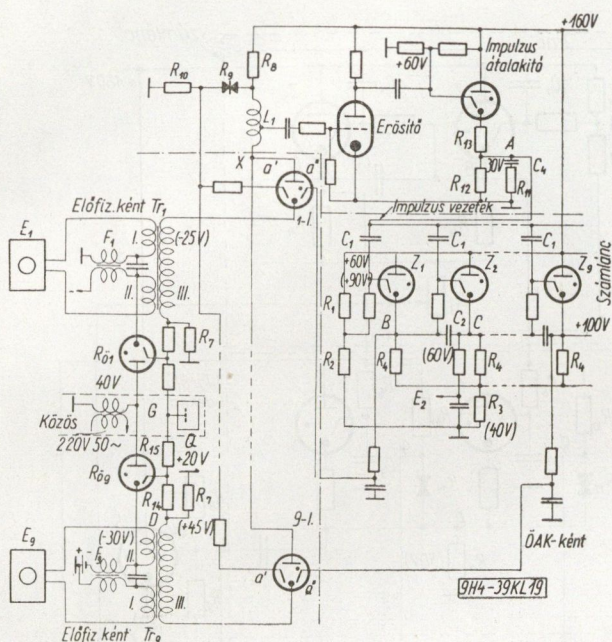


17. ábra

biztosítja, hogy a gyújtóelektrodára +60 V feszültség kerüljön. A katód 0 volt feszültségű. A kézibeszélő felemelése által keletkező áramlökés a transzformátor (T_r) szekundér tekercsére egy kb. 25 V-os impulzust indukál negatív feszültséggel a katódok felé. (A negatív impulzust a T_r menetiránya és a vezetéken folyó áram iránya eredményezi). Ezáltal mindhárom csőben felemelkedik a feszültség a katód és a gyújtóelektroda között



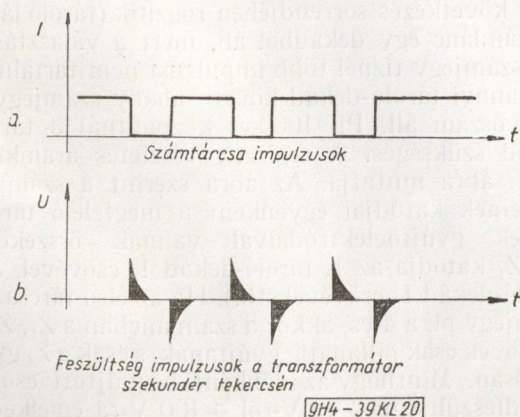
18. ábra



19. ábra

60 V-ról 85 V-ra. Ha tehát mind a három $\ddot{O}\ddot{A}K$ szabad, akkor a három cső bármelyike begyűjthet. Tegyük fel, hogy a 2. $\ddot{O}\ddot{A}K$ csővének van a legrövidebb kisülés késleltetési ideje; akkor ez a cső először gyűjt be. Mikor a főkisülés megindul, az R_7 ellenálláson átfolyó anódáram feszültségesést okoz, miáltal a közösített katódok alacsonyabb potenciálra kerülnek, s így az 1. és 3. $\ddot{O}\ddot{A}K$ csővei nem tudnak begyűjtani. De még mindig fennállana a begyűjtés lehetősége az alatt az idő alatt, amely a segédelektroda begyűjtésétől a főkisülés megindításáig eltelik (kb. 10 μsec). Ennek megakadályozására a gyűjtőelektrodákat egymással C kondenzátorokon át összekötik. Amint az egyik gyűjtő elektróda begyűjtött, ennek az előtétellenállásán át érvényesülő feszültségesés a C kondenzátorokon át a többi cső gyűjtőelektrodájára negatív feszültségimpulzust ad, amely leszállítja az ott hatékony gyűjtőfeszültséget.

Amikor a hívás egy $\ddot{O}\ddot{A}K$ valamelyik csövet begyűjtötte, a többi csövet azonnal el kell zárni további rákapcsolódás elől. A lefoglalás elvét a 18. ábra mutatja. Itt csak az E_1 és E_8 előfizetők,



20. ábra

továbbá az első és második $\ddot{O}\ddot{A}K$ vannak feltüntetve. Tegyük fel, hogy az 1. $\ddot{O}\ddot{A}K$ 1—I csövet az E_1 előfizető foglalta le. Az 1—I csővön átfolyó anódáram miatt az R_8 ellenálláson át 40 V-os feszültségesés lép fel, s ennyivel csökken az R_9 — R_{10} potencióméterre jutó feszültség. Ha R_9 helyébe varisztort teszünk, a feszültség az R_{10} -on 30 V-ra csökken. Tehát az 1. $\ddot{O}\ddot{A}K$ valamennyi csővének gyűjtőelektrodja + 30 V potenciálú lesz, úgyhogy bármelyik előfizetőtől (pl. E_8) eredő — 25 V-os hívó impulzus a csövet begyűjtani nem tudja, mert az összefeszültség csak 55 V-os ér el. Ha pl. E_8 előfizető veszi fel a beszélőt, akkor csak a 8—II vagy a 8—III cső gyűjthet be.

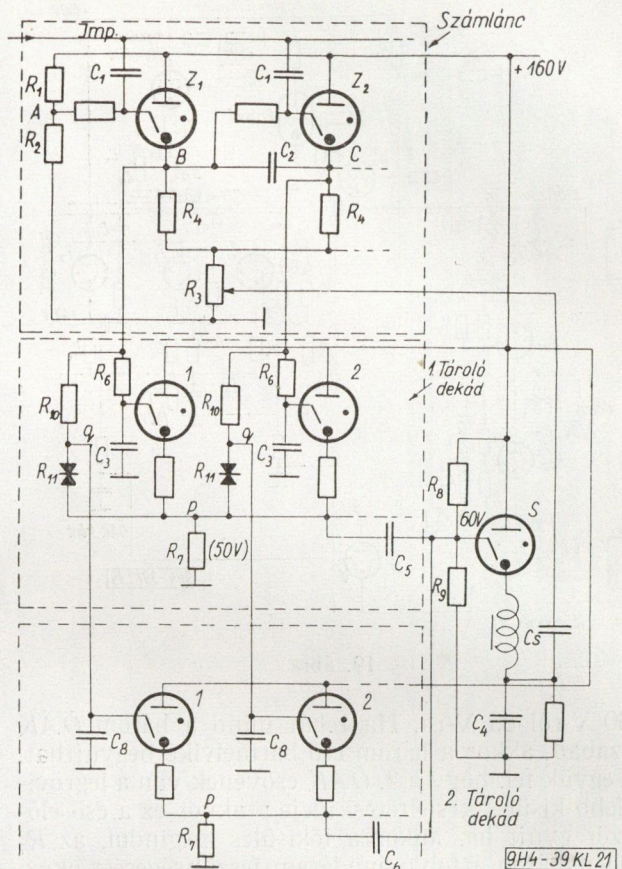
A kapcsolás felépítésének egyéb részleteit a 19. ábrából ismerhetjük meg. Ha E_1 felemeli a hallgatót, akkor a —25 V hívóimpulzus az ismert módon begyűjtja egyik szabad $\ddot{O}\ddot{A}K$ csövet (pl. 1—I). A számtárcsa lefutásakor az előfizetői vonal impulzusszerűen megszakad (20a ábra). A transzformátor szekundér oldalán negatív és pozitív differenciáló impulzusok keletkeznek (20b ábra). Ezeket az impulzusokat L_1 fojtótekeres tapogatja le, s egy triórendszerhez vezeti. A cső munkapontja szerint csak a negatív impulzusokat viszi át. A felerősített, s most már pozitív impulzusok egy hidegkatódcsöves impulzusátalakító segédelektrodájára vannak vezetve és hozzáadódnak egy potencióméterről levett + 60 V-os feszültséghez. A cső begyűjt. Az A ponton levő feszültség a főkisülés bekövetkezése után ugrásszerűen megnő. A C_4 kondenzátor az R_{12} ellenállásra eső feszültséggel feltöltődik, s utána az impulzusformáló cső anódárama lecsökken az R_{12} — R_{13} ellenállások által meghatározott értékre. A 30 voltos amplitudóval előállított impulzusok jutnak a számlánchoz. Az impulzusok lefutása után a C_4 rövid ideig még tartja feszültségét, s azután kisül. Így az impulzus formáló csővön átfolyó anódáram a kisülés fenntartására szükséges minimális érték alá csökken és a cső kiolt.

Kövessük most az impulzus vezetékén át a számlánkra adott impulzusok útját (19. ábra). Nyugalmi állapotban a számlálólánc Z_1 csővének gyűjtőelektrodáján + 60 V előfeszültség van, amely R_1 — R_2 potencióméterről van levéve. A cső még nem gyűjthet. Az impulzusvezetékre adott 30 V-os impulzus 90 V-ra emeli fel a gyűjtőelektroda feszültségét, mire a cső begyűjt. Az anódáram átfolyik az R_3 — R_4 ellenállásokon, miáltal Z_1 katódjára, s így Z_2 gyűjtőelektrodájára is + 100 V feszültség kerül. Minthogy R_3 -on keresztül 40 V feszültségesés áll elő, a Z_2 cső katódja és gyűjtőelektrodja között $100 - 40 = 60$ V a feszültség. A C_2 kondenzátor a Z_1 cső gyűjtése miatt 60 V-ra töltődik fel. Az impulzusvezetékre érkező második impulzus a Z_2 csövet gyűjtja be, amikor is a Z_2 katódfeszültsége +100 V-ra emelkedik. Minthogy most a B és C pontok feszültsége azonos, a C_2 kisül. Ez a kisülő áram a Z_1 csőhöz tartozó R_4 -en is átfolyik és hozzáadódik az Z_1 anódáramához, miáltal rövid időre a Z_1 cső katódfeszültsége is megnő olyan mértékben, hogy a cső anód-katód közti feszültsége a kioltó feszültség értékére csökken. Ekkor a Z_1 cső kiolt, Z_2 gyűjtva marad és Z_3 -at készíti elő. A harmadik

impulzusra a Z_3 cső gyújt be, si. t. Ha a Z_2 cső begyújtott, a Z_1 cső gyújtó elektródja és katódja közti feszültség 20 V-ra csökken (az R_1 – R_2 potencióméterről származó 60 V és a 40 V-os katódpotenciál különbsége). A további impulzusok a Z_1 cső gyújtóelektróda feszültségét már csak 50 V-ra emelik (20 V + 30V) úgy, hogy ez a cső nem tud többé begyújtani. Ily módon 10 hidegkatódos csővel egy dekád, azaz tíz impulzus számlálható meg. Tegyük fel pl., hogy E_1 előfizető az E_9 -et tárcsázza. A 9 impulzusra az 1–8 csövek csak pillanatra gyújtanak be, de a Z_9 cső tartósan begyújtva marad. Ennek a csőnek katódján levő +100 V feszültség jut rá a 9–I cső a' gyújtóelektródájára, amely most a vonalválasztó szerepét játssza. A 9–I cső begyújt, miáltal a beszélőrekek átkapcsolása megtörtént (19. ábrában vastagon kihúzott vonalak). Most a hívott E_9 előfizetőt fel kell csengetni. A csengető áramot a hálózatra kapcsolt transzformátor szekundér tekercse (40 V, 50 periódus) szolgáltatja. A csengetőáramot az R_{09} cső vezeti az előfizetőhöz. Az R_{09} cső katódján a mikrofontápláló áramforrás –60 V feszültsége, gyújtó elektródáján pedig 0 V feszültség van, a cső tehát nem gyújthat. Amikor azonban a 9–I cső begyújtott, akkor a D pont feszültsége az R_7 ellenálláson előálló feszültségesés miatt +45 V-ra emelkedik. Az R_{14} és R_{15} ellenállások méretezése folytán az E ponton +20 V feszültség van. Ezzel a katód és gyújtóelektróda közötti feszültség 80 V-ra emelkedik, mire R_{09} cső begyújt. Minthogy az anódáramkörben a –60 V-os egyenfeszültségre a 40 V (50 Hz) váltófeszültség szuperponálódik, ennek a csőnek anódfeszültsége kb. 4 és 116 V között ingadozik (–60 V + 40 $\sqrt{2}$, illetve –60 – 40 $\sqrt{2}$), úgyhogy a cső minden periódusban újból egyszer gyújt és sec-ként 50 félhullámot át ereszt. Ezek a félhullámok az F_9 fojtótekercsen át – amely egyidejűleg mint transzformátor működik – addig folynak az előfizetőhöz, amíg az a kézi-beszélőt fel nem veszi. Amikor a mikrofonáram folyni kezd, ez az F_9 -en át feszültségesést okoz. Emiatt az R_{09} katódfeszültsége –60 V-ról –30 V-ra száll le. A katód-gyújtóelektród közötti potenciál most 50 V (az előző 80 V helyett), s így a cső kialszik: a csengetőáram lekapcsolódott. A csengetőáram ritmikusságáról egy multivibrátor (Q) gondoskodik. Ez 5 sec-os időközökben váltakozva 0 volt és –45 volt feszültséget ad a G pontra, úgyhogy ott a feszültség 1 sec-ig 0 V és 4 sec-ig –45 V értékű. Az R_{09} cső csak akkor gyújt, ha a G ponton 0 volt a feszültség, –45 voltnál nem gyújt. (Az első ún. azonnali csengetést ennél a berendezésnél nem oldották meg).

Ha az E_9 előfizető foglalt, azaz kézi-beszélője fel van emelve, akkor az R_{09} cső katódján ugyanúgy –30 V potenciál van, tehát a cső nem tud gyújtani, s így a csengetés nem következik be. A 9–I cső szintén nem gyújt, mert katódján pozitív feszültség van.

Ha az összeköttetés létrejött, akkor a 19. ábra szerinti példában a vastagon kihúzott beszédáramkör áll fenn. A T_{r1} transzformátor I. és III. tekercsein átfolyó beszédáram a III. tekercsben olyan feszültséget indukál, amely a 160 V-os anódtelap egyen-



21. ábra

feszültségére szuperponálódik. A beszéd-feszültségnek megfelelően a potenciál az x ponton eltolódik, miáltal a 9–I cső anódárama is változó lesz. Ez az áramváltozás a T_{r9} transzformátor III. tekercséről az I. és II. tekercsekbe indukál feszültséget, amely az E_9 készüléken beszédáramot hajt át. Látható, hogy a hidegkatódos csöveken át mindkét irányú beszélgetés lehetséges.

Meg kell említeni, hogy a 10 állomásos berendezésnél nem volt szükség a letárcsázott számjegyek tárolására. Nagy központoknál, de egyéb feladatoknál is (pl. távválasztás stb.) szükség van regiszterekre, amelyek a tárcsa impulzusokat megszámlálják (számlánc), majd a számjegyeket az egymás után következők sorrendjében rögzítik (tároló lánc). A számlánc egy dekádból áll, mert a választásnál egy számjegy tíznél több impulzust nem tartalmaz. Ezt annyi tároló-dekád követi, ahány számjegyből a hívószám áll. Pl. 1000-es központnál 3 tároló-dekád szükséges. A regiszter részletes áramkört a 21. ábra mutatja. Az ábra szerint a számlánc csöveinek katódjai egyenként a megfelelő tároló-csővek gyújtóelektródáival vannak összekötve (pl. Z_1 katódja az 1. tároló-dekád 1. csövével, a 2. tároló-dekád 1. csövével stb.). Ha az első tárcsázott számjegy pl. a 4-es, akkor a számláncban a Z_1 , Z_2 és Z_3 csövek csak pillanatig gyújtanak, s csak a Z_4 gyújt tartósan. Minthogy az időnként begyújtott csövek katódfeszültsége +40 V-ról +100 V-ra emelkedik, mindig egy impulzus jut a megfelelő tárolócső segéd-

elektródájára. Ez azt jelentené, hogy az 1. tároló-dekádiban nem csak a 4-ik cső, hanem az 1–3 csövek is begyűjtőnek. Ennek elkerülésére a számlánc és tárolólánc csövei közé $R-C$ késleltető tagok (R_6 és C_3) vannak iktatva. Ezek időállandóját úgy méretezték, hogy a segédelektróda feszültsége csak egy impulzusperiódus idejét meghaladó idő alatt érje el a gyűjtőfeszültség értékét. Ezáltal csak az 1. tároló-dekád 4-ik csőve gyűjt be, minthogy a számlánc Z_4 csőve is gyűjtva maradt. A 2. tároló-dekád első csőve nem tud begyűjtani, mert a q pont feszültsége — melyet az R_{10} és R_{11} potencióméter határoz meg — a gyűjtáshoz nem elegendő. Hogy a második számjegy bevételezhető és tárolható legyen, a számláncot ki kell oltani, továbbá az 1. tároló-dekádot el kell zárni a második számjegy impulzusai előtt. A számlánc kioltása egy segédcsővel (S) történik, amelynek katódvezetékébe egy rezgőkör van beépítve. Amikor az 1. tároló-dekád 4. csőve begyűjtott, az R_7 -en keresztül áram folyik s a keletkezett feszültségesés a p pont feszültségét 0 V-ról 50 V-ra emeli. Ez a feszültségugrás a C_5 -ön keresztül az S cső segédelektródájának az R_8-R_9 potencióméterről levett 60 V-os előfeszültségét a gyűjtőfeszültség fölé emeli, s a cső begyűjt. A cső gyűjtásával a rezgőkör lökést kap, mire a C_4 -en keletkezett váltakozó feszültség a csatoló kondenzátoron (C_s) át a számlánc megcsapolt R_3 ellenállására kerül. Ez olyan magas feszültséget ad a számlálócsovek katódjaira, hogy az, az addig begyűjtött Z_4 csövet kioltja. Az S cső önmagát oltja ki, amikor a rezgőkör árama a nulla értéken megy át. Az 1. tároló-dekád reteszelve azáltal történik, hogy a p ponton, és ezáltal a be nem gyűjtött csövek katódján is 50 V feszültség van, tehát a számlálócsovekről jövő feszültségugrások nem elegendőek az 1. dekád csöveinek begyűjtására. A 2. dekád azonban készen áll a második számjegy tárolására, mert az 1. tároló-dekád q pontjai az R_{10} és R_{11} ellenállásokból képzett (utóbbi varisztor) potencióméterről előfeszültséget adnak a 2. dekád csöveinek gyűjtőelektródjaira. Ha tehát a letárcsázott második számjegy a 2-es volt, akkor a számlánc Z_2 csőve gyűjt be, s ennek katódjáról jövő feszültséglökés most már az $R_{10}-R_{11}$ potencióméteren át a 2. tároló-dekád 2. csővét gyűjtja be. (A 2. dekád 1. csőve nem tud gyűjtani a C_8-R_{10} tagok időállandójának késleltetése miatt). A számlánc kioltása most ismét az S segédcsőnek a C_6 kondenzátoron át való begyűjtésével történik. Hasonlóan történhet tetszés szerinti számú számjegy tárolása, ha megfelelő számú tároló-dekádot csatlakoztatunk.

Az ismertetett számlálókapcsolás hátránya a kis számlálósebesség (néhány száztól néhány ezer Hz). Ha azonban egykatódos csövek helyett sokkatódos csöveket használunk, amelyeknél nem kell minden számlálás után a kisülést újra felépíteni, akkor a számlálósebesség $2 \cdot 10^4$ Hz fölé emelhető.

Ezzel a központi berendezéssel bebizonyult, hogy a hidegkatódos csövek univerzálisan használhatók a legkülönbözőbb kapcsolási feladatok elvégzésére. Mindenesetre levonható az a következtetés is, hogy helytelen volna nagy központoknál csupán ilyen csövek használatára szorítkozni. A feladattól

függően kell megállapítani, hogy annak megoldására melyik alkatrész alkalmazása a legkedvezőbb.

Meg kell azonban jegyezni, hogy a beszéderek elektronikus átkapcsolása kifogásolható a nagy csillapítás miatt, amely a cső impedanciájának, ez viszont a csövön áthaladó áramerősség és frekvenciának függvénye. A cső 6 mA áramerősségnél 300 Hz mellett 400Ω és 3400 Hz mellett közelítőleg 500Ω ellenállású, amit csak erősítéssel vagy impedancia transzformálással lehet hatástalanítani. További hátrány a zúgások keletkezése is, amely a zavarófeszültségek összegeződése miatt különösen a távválasztásnál jelentkezik kellemetlenül.

b) *F. Scowen-féle elektronikus központ* [1, 13]. A modell 1951-ben készült kikapacitású kivitelben. Tízezer előfizetőre való kiterjesztése folyamatban van.

Működési alapelv. A szokásos megoldásoktól merőben eltérő elképzelést eredményezett az a törekvés, hogy a beszédáramkörökben is kiküszöbölhető legyen a fémes érinkezők alkalmazása.

Az elgondolás alapja, hogy mindegyik előfizetőhöz egy meghatározott pulzus tartozik. Továbbiakra nézve közöljük a hivatkozott fogalmak értelmezését.

Pulzus: az impulzusoknak periodikus sorozata.

Pulzus periódus: egy pulzusnál (impulzus sorozat) két egymást követő impulzus közötti közepes távolság.

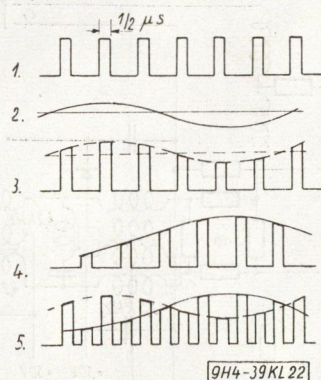
Pulzus frekvencia: a pulzus periódus reciproka értéke.

Pulzus sorozat: több azonos periódusú pulzus, ahol a szomszédos impulzusok időben el vannak tolva.

Pulzussorozat periódus: közepes időtávolság egy pulzussorozatnak két szomszédos impulzusa között.

Pulzussorozat frekvencia: a pulzussorozat periódus reciproka értéke.

A beszédátvitel elvét a 22. ábra mutatja. Lényege az, hogy nem viszi át a beszéd-feszültség



22. ábra

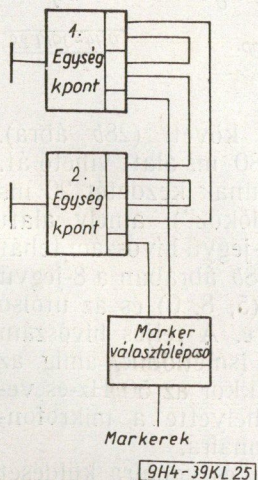
teljes görbe menetét (22/2), hanem csak egyenlő időbeli távolságú és $0,5 \mu\text{sec}$. szélességű impulzusokat (22/1), amelynek mindenkorai amplitúdói a beszéd-feszültség éppen előforduló pillanatnyi értékeinek felelnek meg (22/3). A 300–3400 Hz-es beszéd-sáv átvitelére 10 kHz-es pulzus-frekvencia elegendő. Ennek megfelelően egy pulzus periódusa

egy kapuáramkörön át. Ide valamennyi pulzus eljut; azok is, amelyek az $\ddot{O}\ddot{A}K$ -ból jutnak a már beszélő előfizetőkhöz, de azok is, amelyek még összekötésre várnak. Az A_n kapuáramkör kizárja a már beszélő előfizetők pulzusait és csak a hívó előfizető pulzusát továbbítja az A_n -hez tartozó tárolóba. Ez állítja be egy markeráramkör bemenetét (A) a hívó vonal pulzusára úgy, hogy a marker a hívó előfizetővel kerül kapcsolatba, s közli vele a tárcsázási hangot. Ezután az A előfizető által tárcsázott számimpulzusokat a szűrőn (S) és demodulátoron (D) át a marker tárolórésze veszi fel és tárolja. Ekkor a marker jelet ad az analízatornak, hogy szabad $\ddot{O}\ddot{A}K$ -t válasszon (pl. 1. $\ddot{O}\ddot{A}K$), amelynek bemenetére (P_2 pulzusvezeték) a hívott előfizető pulzusát (P_c), kimenetére pedig (P_4 pulzusvezeték) a hívó előfizető pulzusát (P_a) kapcsolja. Ebben az időpontban az előfizetők még nincsenek összekötve, mert a G_1 és G_2 áramkapuk a marker felől még zárva vannak. A zár csak akkor szabadul fel, ha a marker a hívott számot szabadnak találta. Ekkor kiadja az első csengetést, átkapcsolja az összeköttetést és felzabardítja magát.

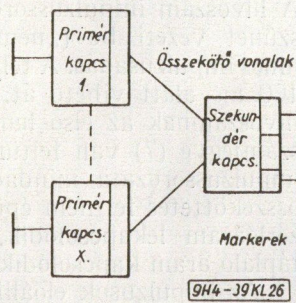
Az ismertetett berendezés 99 előfizető befogadására alkalmas. Főbb alkatrészei: hidegkatódos csövek, elektroncsövek, továbbá egyenirányítók, transzformátorok, kondenzátorok és ellenállások. Bár az alkatrészek egyszerűek, de nagy számúak. Mintegy jellemzőként megemlíthető, hogy egy előfizetői vonalszerelvény (hibrid, modulátor, demodulátor, szűrő) kb. a következő alkatrészekből áll: 26 ellenállás, 5 cső, 11 transzformátor, 22 kondenzátor és 12 egyenirányító.

Nagyobb befogadóképességű központokat a 99-es egységekből lehet felépíteni (25. ábra). Így pl. 400-as központhoz 4 db. 99-es egységet alkalmazunk oly módon, hogy mindegyik egység $\ddot{O}\ddot{A}K$ -ei összeköttetést kapnak a többi egységközponttal. Ezenkívül több markert alkalmaznak, amelyeket az előfizetők egy marker választófokozat útján érnek el.

További bővítésnél második választófokozatot kell bevezetni (26. ábra). Egyik fokozat az ún. primérkapcsolókból áll, azaz 99 előfizetőre kiépített egység központokból. A másik fokozat az ún. szekunder kapcsoló, amely ugyanúgy van felépítve,



25. ábra



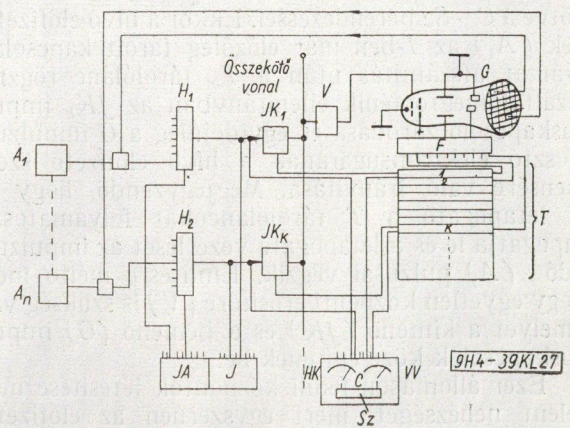
26. ábra

mint a primérkapcsoló. A primérkapcsolóktól összekötővonalak vezetnek a szekunderkapcsolóhoz. Pl. Az 1. sz. primérkapcsolóhoz tartozó előfizető hívására analízator kapcsolódik a hívó vonalra, s ezután a hívó egy szekunder kapcsolóhoz vezető összekötő vonalat kap. Itt egy markerrel kerül összeköttetésbe, amely tárolja a tárcsázott számot, majd kijelöli a hívott előfizetőt. Ezzel a kijelöléssel a hívott előfizető primér kapcsolójától a szekunder kapcsolóhoz menő egyik összekötő vonalat foglalja le, s annak bemenetét a hívott előfizető pulzusára állítja be. Egyidejűleg a kimenet megkapja a markertől a hívó előfizető által használt összekötővonal kimenő pulzusát.

A központ nagyságának növelése maga után vonja az összekötővonalak és ezzel együtt a választási fokozatok számának növelését.

c) Siemens—Halske-féle elektronikus központ [1]. Az 1951—1952 évekből eredő három szabadalom, amelyek az alkatrészek számának alapos csökkentésével jelzik a tökéletesítés útját. Működésük alapelve az angol F. Scowen rendszerhez hasonlít, megoldásuk módszere azonban alapvető különbséget mutat. Míg az angol rendszerben mindegyik előfizetőhöz egy meghatározott pulzus tartozik, addig a Siemens rendszer a beszélgetési utak számára külön-külön pulzust választ ki mindkét irányú forgalomban (négyhuzalos forgalom). Minthogy a közös vezetéken átvihető pulzusok számát az átviteltechnikai követelmények, az impulzusok szélessége, távolsága és frekvenciája kb. 120-ra korlátozzák, így az angol rendszerben gyakorlatilag 99 előfizető volt a központba csatlakozható. A Siemens központ ugyancsak 99 pulzussal dolgozik, de ezeket az előfizetőkhöz nem egyénileg rendeli, hanem az egyidejűleg beszélő előfizetők között osztja ki. Így a szükséges forgalmi teljesítménytől függően 500—1000 előfizető csatlakozhatik egy közös központi összekötővezetékhez. Nagyobb központok ennél a rendszerben kapcsolástechnikailag jól megoldhatók és kevesebb alkatrészt igényelnek, mint az angol rendszer.

A sorrendben harmadik szabadalmat elvileg a 27. ábra szemlélteti. Az előfizetők 100-as csoportokba vannak összefogva és csoportonként 6 híváskeresőt (H) kapnak. A híváskeresők elektronikus kivitelűek, sokkatódos (itt 100) csövekkel. Mindegyik katódra a csoport egy előfizetője csat-



27. ábra

illetőleg a sorrendkapcsoló végzi. Az *impulzuster-melő*-készlet 11 transzformátorból áll, amelyek közül egyik a start-impulzust, a többi 10 pedig az 1—0-ig terjedő számoknak megfelelő stop-impulzusokat állítja elő. Pl. az 5-ös szám átvitelét a start transzformátorban keletkező start-impulzus és az 5-ik stop-transzformátor végzi. A *sorrendkapcsoló* feladata, hogy az impulzusok előállításához időnként szükséges transzformátorokat a vonalra kapcsolja. A számimpulzusok küldését 8 üvegsöves jelfogó végzi, további 2 jelfogó feladata pedig a „néma időköz” biztosítása. Az 50 Hz-es vezérlő-áram minden félperiódusára a soronkövetkező érintkezősor és ezzel a megfelelő impulzus-transzformátor kapcsolódik a vonalra. A 9-ik és 10-ik üvegsöves jelfogónak az a feladata, hogy 20 ms-ig rövidzárt adjon a központ felé, hogy ezalatt ne mehessen impulzus a központba. Az utolsó jelfogó nyitása után az első jelfogó zár, s így az impulzus-küldés megismétlődik mindaddig, amíg az 50 Hz-es áram a központban lekapcsolódik.

A központban tehát nincs szükség regiszterre. Mindegyik előfizetőhöz egy vonaláramkör és mindegyik összekötő vonalhoz egy összekötő-készlet tartozik. A többi berendezés az egész központot szolgálja ki. Ezek vezérlik az ún. választó-berendezést, amelyre egyik oldalon az előfizetői vonalak, másik oldalon a ki és bemenő összekötővonalak (saját és idegen központ felé menők) csatlakoznak. Ezeknek egymással való tetszőleges összekapcsolása a koordináta-rendszer mintájára történik úgy, hogy a keresztezési pontokba üvegsöves jelfogó és híddegatódos cső van beépítve (29. ábra). A *c* ágra adott -45 V begyűjtja a csövet (125 V), mire a *T* üvegsöves jelfogó meghúz és t_3 érintkezője a csövet rövidre zárja. Ugyanakkor a jelfogó t_1 és t_2 érintkezői az *a* és *b* ereket kapcsolják össze. A jelfogó a beszélgetés végén a *c* ágra adott $+20$ V-al enged el.

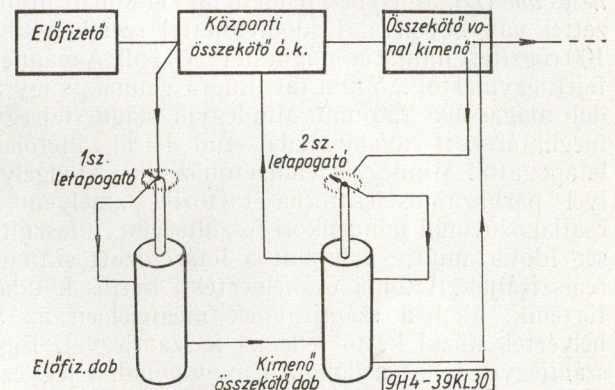
A központ a kapcsolást különválasztva építi fel. Az első három számjegy a hívott központot jelöli ki, s amikor a választó berendezés a hívó vonalát a kimenő összekötő vonalra kapcsolta, a közös szerelvények felszabadulnak, s a kapcsolat további felépítése a hívott központban bonyolódik le.

Ez a rendszer nem gazdaságos, mert sok és bonyolult szervre van szükség. Különösen az elő-

fizetői készülék bonyolult és drága; emellett csak nyolcszámjegyű hívásra alkalmas. Előnye a kapcsolás gyors felépítése. Mérések szerint a kézi-beszélő felemelésétől a hívott felcsengetéséig terjedő kapcsolási idő 380 msec., amelyből a választó-berendezés vezérlésére csupán 14 msec. szükséges.

e) *Diad kísérleti központ* [1,14]. A Bell laboratórium WSES rendszer alapján fejlesztette ki az új központ modellt 27 előfizető és 12 összekötő vonal befogadására. Az előírt követelmény itt is az, hogy 10 000 hívásegységet (hívás/óra) lebonyolító valamennyi kapcsolást egyetlen szerv tudjon egymás után felépíteni. Ez kivihető, mert a kapcsolás felépítéséhez 50 ms-nál rövidebb idő szükséges. Ismét visszatértek az egyszerű készülék használatára, s az impulzus tárolása a központban történik egy forgó mágneses tárolóval („mágneses dob”).

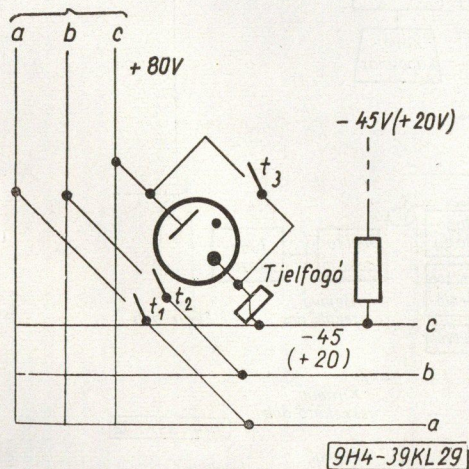
A központ alapelvét a 30. ábra mutatja. Az előfizető vonala egy keretre és egyidejűleg az „előfizetői dobra” csatlakozik, amelynek befogadó-



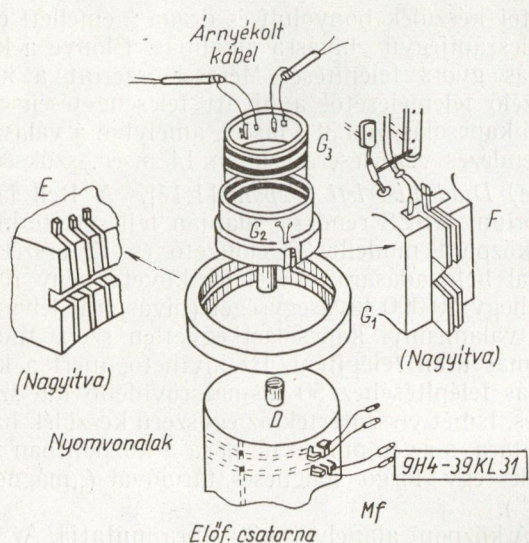
30. ábra

képessége max. 1080 előfizető. A dob a tárcsázott számot egy letapogatót át felveszi és a dobra felírja. Az első három számjegyet, amely a hívott központot határozza meg, továbbítja a „kimenő összekötő dobra”. Erről a dobról max. 1080 összekötő vonal mehet a többi központ felé. Amikor a hívás szabad összekötő vonalat talált, és a kapcsolat a hívott központtal felépült, akkor a helyi hívószámot közli a távoli központtal. Ha a hívott előfizető szabad, az összeköttetést átkapcsolja.

A 31. ábrán a dobtároló alapelvét mutatjuk be. A G_1 rögzített gyűrű belső oldalán egymástól 1 mm távolságban 1080 elektród (*E*) van elhelyezve, amelyhez az előfizetői vonalak csatlakoznak. A gyűrű belsejében két keskeny fémlapocskából álló *letapogatófej* (*F*) forog sec.-ként 60 fordulattal. Ez a letapogatófej a vele esetenként szemben álló *E* elektróddal kb. 2 pF-os kondenzátort képez és az elektródán levő mindenkor feszültséget letapogatja. E letapogatott feszültség továbbítása azonban nem csúsztatógyűrűvel történik, hanem kapacitáson át. Evégből a letapogatófej egy vele együtt forgó G_2 gyűrűbe ágyazott két vastagabb fémbetéttel van összekötve, amelyek a G_3 rögzített gyűrűbe ágyazott hasonló két fémbetéttel állanak szemben. A letapogatóval azonos tengelyen forog a *mág-*



29. ábra



31. ábra

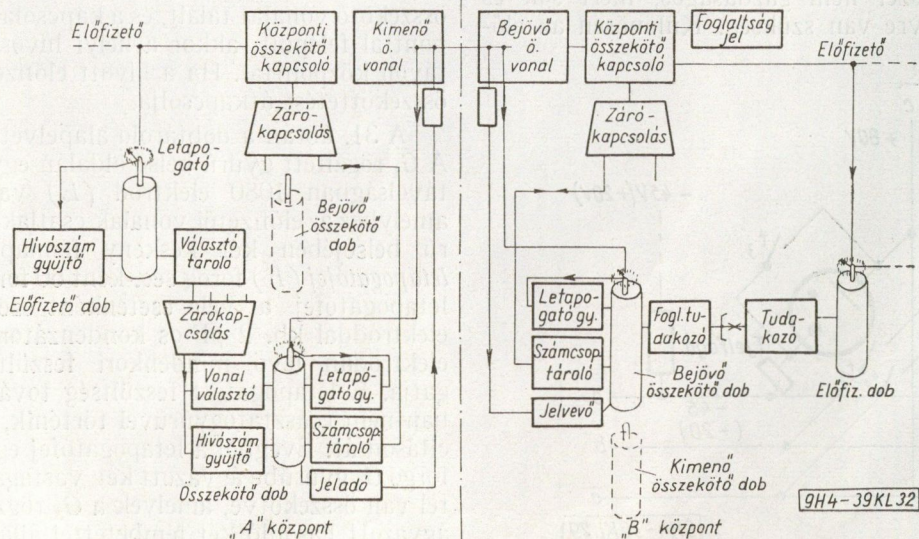
neses dob (D), amelynek felülete nikkel-kobalt ötvözzel van bevonva. E dobfelülettel szemben kb. 100 rögzített miniatűr mágnesfej (M_f) áll. A mágnes fejek egymástól 2,5 mm távolságra vannak, s így a dob magassága 250 mm. Mindegyik mágnesfej egy meghatározott nyomvonalat tud leírni, illetőleg letapogatni. Mindegyik előfizetőhöz egy, a tengellyel párhuzamos csatorna tartozik, amelyen a csatlakozóvonal mindenkori feszültségét, e feszültség időtartamát, valamint a letárcsázott számot regisztrálják. Utóbbi öt helyértékű kettős kóddal történik, ahol a számjegyek megfelelően az 5 helyérték közül kettő jellemzi a számjegyet. Egy számjegyet tehát a dobon 5 nyomvonalon jegyeznek fel. Ezen az időleges feljegyzésen kívül, amely az összeköttetés létesítése után ismét letörlődik, még állandó utasítások is be vannak írva, amelyek az előfizetői, illetőleg összekötő vezetéket jellemzik és amelyek segítségével az összeköttetés felépül.

Két központ közötti összeköttetés elvi felépítése a 32. ábrán látható. Az előfizető fel-

emeli kézibeszélőjét és azonnal tárcsáz. Tárcsázási hang nem szükséges, mert az előfizető állandóan a letapogatóra van kötve. A hívószámgyűjtő gyűjti a letapogató által az előfizetői vonalon megállapított feszültségeket és a tárcsázott számokat kódolás után a mágnesfejek útján az előfizetői dob megfelelő előfizetői csatornájára írja. A hívott számjegyek első három számjegyének tárolása után, amelyek a hívott központot határozzák meg, a kívánt irányban megtörténik egy szabad összekötő vonal keresése és az előfizetőnek ahhoz az összekötő dohhoz való rendelése, amelyhez a kiválasztott vonalnak megfelelő csatorna tartozik. Ezért az előfizetői dobról levett központhívó számot a választótároló átmenetileg rögzíti. Innen a vonalválasztó-hoz, majd az összekötődobhoz jut a mágnesfejek keresztl. Az összekötődobon mindegyik kimenő vonalhoz egy csatorna van hozzárendelve, amelyhez annak a központnak a száma van beírva, amelyhez a kimenő vonal vezet. A vonalválasztó összehasonlítja az előfizető által hívott központ számát a csatornára állandóan beírt számmal és lefoglalja a vele egyező kimenő vonalat. Ezalatt az előfizetői dob közli a kimenő összekötő dob megfelelő csatornájával a hívó előfizető számát és a csatornába feljegyzi. Ezután a központhívó szám az előfizetői dobon és az utána következő tárolóban törlődik.

A hívószám feljegyzése után ehhez hasonló módon történik a hívott előfizető számának a csatornába való beírása. Ezt a csatornát összehasonlításal lehet megtalálni, mert a hívó előfizető száma már előzőleg be van írva. A csatornát a hívószámgyűjtő keresi meg. Miután a szükséges információkat az összekötődob rögzítette, a hívó előfizető száma és a részére kiosztott kimenő vonal a dobról a csatlakozó számcsoporthoz tárolódik. Ez indítja el a központi összekötő kapcsoló útján a beszélő és vezérlőek átkapcsolását a hívó- és összekötővonal között.

A távoli központtal való összeköttetés úgy történik, hogy a jeladó a kimenő vonallal kapcsolódik és lefoglaló jelet ad a távoli központnak. Ezt a



32. ábra

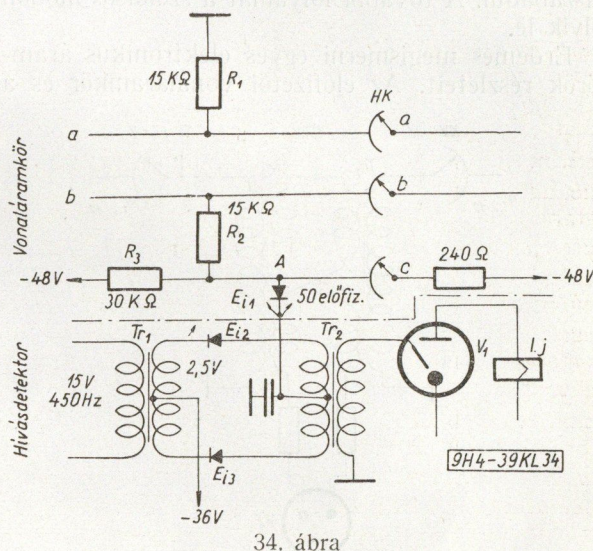
bejövőösszekötő dob letapogatója észreveszi és a dobra feljegyzi. Innen a *jelvevő* a bejövő vonalra kapcsolódik és kisfrekvenciás jelet ad a hívó központ jeladójának a választás megkezdésére. A jeladó átadja a hívott szám kódjeleit, amelyeket a *jelvevő* a bejövő összekötődobnak a bejövővonálhoz tartozó csatornájába ír be. Az átkapcsolás előtt foglaltsági vizsgálat történik. Ez az összekötődobról a *foglaltsági tudakozón* és a *tudakozó adón* át az előfizetői dobon történik. Ha a hívott szabad, akkor a *számcsoporth* tároló indítást ad a beszédutak átkapcsolására. Az előfizető cseppetést kap. Ha beszélőjét felemeli, akkor a feszültség változását mindkét központ összekötődobjának letapogatói megállapítják és a hozzájuk tartozó dobokra feljegyzik. A beszélgetés végét ugyancsak a letapogatók regisztrálják, mire az összekötődobok a kapcsolásokat kioldják.

Külön meg kell említeni a *központi összekötő kapcsolást*. A beszéderek átkapcsolásának alapvető eleme a keresztezési pont, amelynek szerkezeti megbízhatósága (üzembiztos, cserélhető, hosszú élettartamú) határozza meg a központ jóságát. Ennél a rendszernél a keresztezési pont 4 „száraznyelvessé” érintkezőt tartalmaz, közös tekercsbe helyezve. Az érintkezők üvegcsőbe forrasztott vasnikkel ötvözetű pálcikák, amelyek érintkező végei platinaródiummal vannak bevonva. A mágnesező tekercset lágyvas henger veszi körül, amely a mechanikai védelem kívül az áthallásvédelem és a mágneszár feladatát végzi. A cső végébe erős felépítésű héliummal töltött hidegkatódos dióda van beépítve.

Az elektronikus átkapcsolás előnyei az 5. számú Standard-crossbar rendszerrel való összehasonlításnál tűnnek ki. A 10 000 hívásegységű crossbar központnál 6 markerre van szükség a kis működési sebesség miatt. Ha viszont elegendő gyors kapcsolást létesítünk, akkor egyetlen központi összekötő szerv is elegendő. Ez a DIAD rendszerrel biztosítva van, mert a kapcsolás felépítésére 23 ms, kiváltására 18 ms elegendő, s ezzel a forgalmas órában 50 000 hívás bonyolítható le. Miután csak egy kapcsolást lehet egyidőben felépíteni, nincs szükség zárókapcsolásokra sem, hogy megakadályozzák a 6 marker

egyidejű kapcsolódását azonos vezetékekre. További előny jelentkezik a beszédutak különböző fokozatú átkapcsolásánál. Ugyanis a crossbar rendszerrel minden összekötő szervet össze kell kötni a markerrel. A DIAD rendszerrel egyszerűen kijelölő feszültséget adnak az összekötendő előfizetői- és összekötő vonalra, amelyek mindkét oldalról legyezőszerűen keresnek szabad utakat a központos hely felé, ahol egy összehasonlító berendezés (mactor) kapcsolja össze a két vonalat. (A mactor szó a *macher-selector-connector* szavakból származik = összehasonlító választó-összekötő). Ezzel az eljárással sok összekötő vezeték takarítható meg.

Természetesen az ilyen elektronikus berendezések karbantartása csak nagyszámú önműködő vizsgálószerv beépítésével lehetséges, amelyek az összeköttetés folyamatát szakaszosan engedik lefolyani, s a hibás alkatrészt megállapítan. Egyébként ugyanis a folyamatok gyors lefolyása úgyszólván lehetetlenné tenné a hibakeresést.

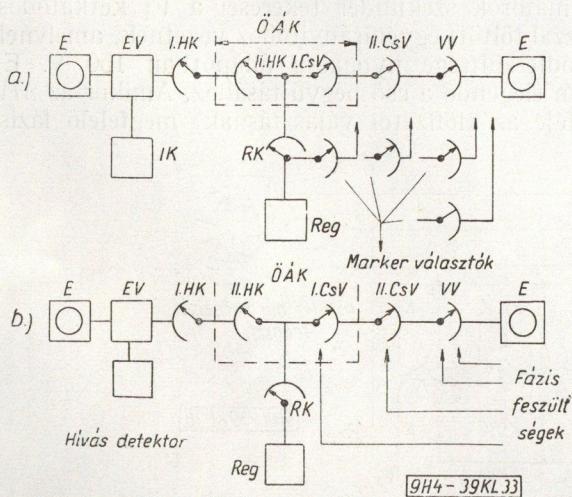


34. ábra

f) Svájci 7 E rendszer [1, 15]. E rendszer félelektronikus, amely a beszéderek átkapcsolására 100 ívpontos keresőgépeket alkalmaz. A vezérlő folyamatokat részben elektronikus alkatrészek végzik. Alapelve a Bell 7 D rendszerre épült, de lényeges eltérésekkel. Hasonlítsuk össze a két rendszert (33. ábra).

A 7 D rendszerrel (33a ábra) az előfizető (E) hívására az előfizetői vonaláramkör (EV) működteti az indítóáramkört (IK), mire az I.HK és II. HK híváskeresőkön át szabad regiszter (R) kapcsolódik az összekötő áramkörre (ÖÁK). Az R tárolja a számtárcsa által leadott impulzusokat, majd innen történik az egyes választófokozatokhoz tartozó markerválasztók beállítása, amelyek megfelelő számú lépés után a csoport- és vonalválasztógépek ívpontjaira adják a kijelölő feszültségeket. A választógépek keféi ezután megkeresik a markerkijelölésnek megfelelő ívpontokat, s azokon megállanak. Ekkor a regiszter felszabadul.

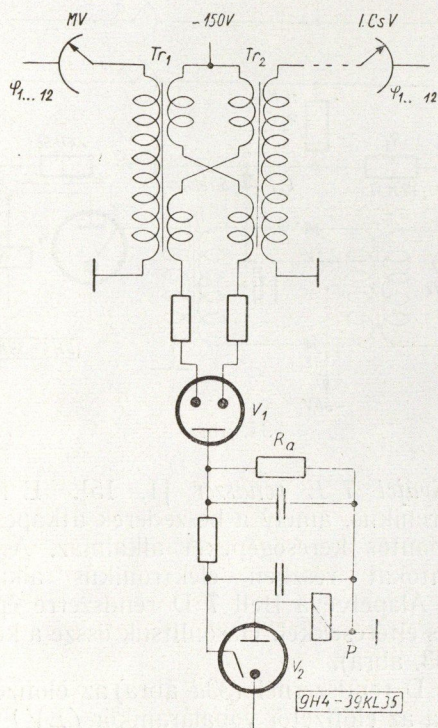
A 7 E rendszerrel (33b ábra) az indítóáramkört a hívásdetektor pótolja. Nyilakkal jelezzük, hogy a kijelölést most markerek helyett fázisfeszültségek végzik. Ha az előfizető hív, akkor egy statikus



33. ábra

(jelfogónélküli) előfizetői áramkörön át (l. később) a hívásdetektor érzékeli a hívást, amely a híváskeresőket indítja. Egy hívás-detektor 50 előfizetőt szolgál ki. A regiszter a 7 D rendszerhez hasonlóan csatlakozik az $\ddot{O}AK$ -höz, de kijelöléséről a hívásdetektor gondoskodik. A regiszter felveszi a tárcsa-impulzusokat és a regiszterhez tartozó *beállító markerválasztót* a hívott számnak megfelelő állásokba vezérli. A beállító markergép ívcúcsain különböző ún. fázisfeszültségek vannak, amelyek feszültségben és fázisban különböznek. A CsV és VV-ök ívpontjain hasonlóképpen fixen hozzájuk rendelt fázisfeszültségek vannak. A beállító marker és a CsV, ill. VV-ök keféi egy, a regiszterben található *fázisösszehasonlító berendezéshez* csatlakoznak. Mikor a CsV és VV-k egymás után elindulnak, a fázisösszehasonlító berendezés a markerválasztó ívén levő fázisfeszültséget összehasonlítja a CsV és VV keféin fekvő fázisfeszültséggel. Ha mindkettő azonos, akkor a választógép megáll, s a regiszter felszabadul. A további folyamat a szokásos módon folyik le.

Érdeemes megismerni egyes elektronikus áramkörök részleteit. Az előfizetői vonaláramkör és a

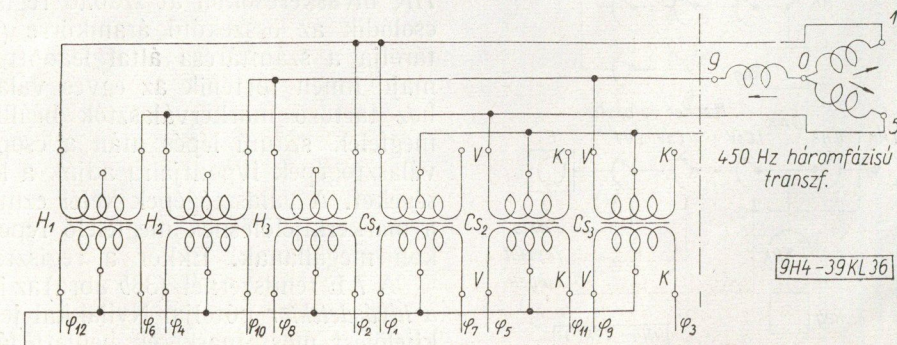


35. ábra

hívásdetektor kapcsolását a 34. ábra mutatja. Egy potencióméteren keresztül —36 V adódik a T_{r1} transzformátorra, továbbá az E_{i2} és E_{i3} egyenirányítók baloldalára. Az egyenirányítók jobb oldalán a —48 V üzemi feszültség van (A pont feszültsége —48 V), mert az előfizetői hurok nyitott, tehát a 12 V-os feszültségekülönbség az egyenirányítókban a záróirányban hat. A T_{r1} szekundértekerén levő 2,5 V váltakozó feszültség az egyenirányítókban nem juthat át, mert a 450 Hz-es áram számára nagy az impedanciájuk, tehát T_{r2} -ön sem folyhat áram. Ha azonban az előfizető hív, akkor az előfizetői hurkon át áram indul és így az R_3 -on (30 k Ω) feszültségesés lép fel, ami miatt az A pont feszültsége —24 V-ra csökken. Az egyenirányítók jobb oldalán lecsökkent feszültség most fordított polaritással az egyenirányítók áteresztő irányában lesz hatásos. Így az egyenirányítók kis impedanciájúakká válnak a T_{r1} -től származó hangárammal szemben, amely a T_{r2} szekundértekerére átvitt feszültséggel a V_1 hidegkatódos csövet begyűjtja. Az anódkörben meghúzó indítójel-fogó (I_j) a híváskeresőket indítja. Mikor a c kefe a hívó vonalára állt, az A pontra adott —48 V az egyenirányítók munkapontját ismét záróirányban tolja el. A T_{r2} -ről szállított feszültség megszűnik és a cső kialszik. Az I_j elenged, s a híváskereső megáll.

Ezzel az elektronikus vonaláramkörrel előfizetőnként 2 jelfogót lehet megtakarítani. Ez jelentős tétel, mert pl. egy ilyen 10000 előfizetőjű központban az összes jelfogószükséglet 25%-a takarítható meg. További előny, hogy az alkatrészek kis terjedelműek és könnyűek, úgyhogy külön előfizetői vonalra nincs is szükség. Az alkatrészek kis sajtolt dobozokba helyezhetők, amelyek dugaszos csatlakozóval a rendezőállványokba vannak dugaszolva.

A 35. ábrán a regiszter alkatrészét képező *fázisösszehasonlító berendezés* (komparátor) kapcsolását mutatjuk be. A marker választó (MV) ívére a fázisfeszültségek ($\varphi \dots 12$) kerülnek, keféje pedig a T_{r1} primér tekercsére van kötve. A T_{r2} primértekercsére viszont esetenként a fokozatok választógépeinek keféi (pl. az ábrán az I. CsV keféje) kapcsolódnak. Az MV az előfizető hívásának megfelelő fázisfeszültséget szállít. A transzformátorok szekundér tekercsei a V_1 kétkatódos, gázzal töltött egyenirányítóhoz vezetnek, amelynek anódfeszültsége nyugalmi állapotban 150 V. Ez nem elegendő a cső begyűjtéséhez. Amikor az MV keféje az előfizetői választásnak megfelelő fázis-



36. ábra

feszültségre állt, ezt a feszültséget a T_{r1} -re adja, amelynek szekundér oldalára indukált feszültség negatív félhulláma a -150 V egyenáramú feszültséghez adódik. Erre az összegezett feszültségre a V_1 begyűjt. A V_2 cső nem tud begyűjtani, mert az R_a -n fellépő feszültségesés a V_2 gyűjtőelektródájának feszültségét lecsökkenti. Amikor az I . CsV elindul, végig sűrölja azt a feszültségpontot is, amely a T_{r1} -en van kijelölve. Minthogy T_{r2} szekundértékercse úgy van kapcsolva, hogy az egybevágó fázishelyzetben indukált feszültség a T_{r1} váltakozó feszültségével ellentétes fázisba kerül, így a két váltakozó feszültség amplitúdói egymást megsemmisítik, s a V_1 cső kialszik. Ekkor a feszültségesés az R_a -n megszűnik, a kondenzátorok kisülnek, s a V_2 begyűjt, mire a P jelfogó megállítja az I . CsV-t. Így állítódna be a többi választófokozatok gépei is. Ezután a regiszter felszabadul.

A 36. ábra a többfázisú választáshoz szükséges fázisfeszültségek (φ) előállításí módját mutatja. Egy 450 Hz-es háromfázisú transzformátorhoz három egyfázisú transzformátor (Cs_1, Cs_2, Cs_3) csatlakozik, amelyek egymáshoz fázisban 120° -kal eltolt csillagfeszültséget adnak (φ_1, φ_5 és φ_9 fáziszögekkel). További 3 háromszöghozzákapcsolású egyfázisú transzformátor (H_1, H_2, H_3) útján az előbbiekkal szemben fázisban 30° -kal eltolt 3 fázis feszültséget (φ_{12}, φ_4 és φ_8) kapunk. A még eddig számba nem vett második tekercsekről további 6 feszültséget kapunk, amelyek az elsővel szemben fázisban 180° -kal vannak eltolva (pl. φ_3 és φ_9). Így összesen 12 egymáshoz 30° -kal fázisban eltolt 6 voltos kimenő feszültség áll rendelkezésre. Ha 24 különböző feszültségforrásra van szükség, akkor a fentivel azonos felépítésű másik berendezést is üzembe helyezünk, amely csupán a feszültség amplitudójában eltérő (10 V).

A többfázisú választás előnye, hogy gyors és biztos működésű. Hibás kapcsolás gyakorlatilag nincs, mert a választófokozatok kereséssel dolgoznak és csak azonos fázisfeszültség esetén állnak meg. Minthogy a regiszter a vezérlőfolyamatokat (gépek forgatása, keresés, beállítás) központosan végzi, szerkezete kissé bonyolult, de minthogy kevés van belőlük, tökéletesebb vizsgáló berendezés költségeit is elbírák. Viszont lényegesen egyszerűsödnek a választófokozatok áramkörei. A rendszer gazdaságilag igen előnyös; Genfben, Bazelen és Zürichben már több éve van üzemben.

g) Oslói mechano-elektronikus rendszer [1,16]. A rendszer kifejlesztésénél 3 tényező játszott főszerepet.

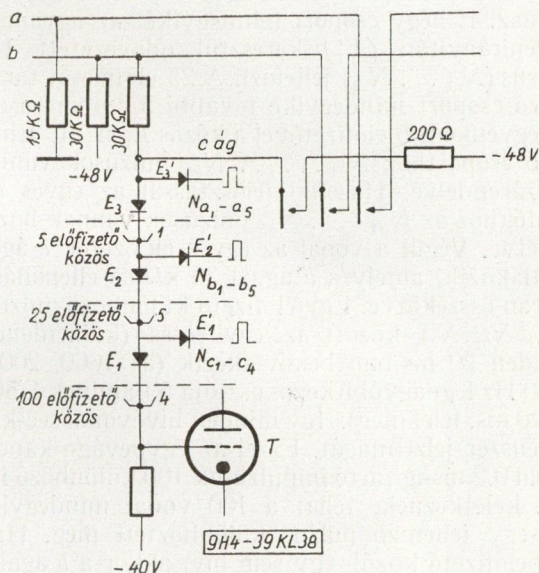
1. Csúszóérintkezős választógépek könnyen okoznak zörejeket és elhalkulásokat a beszédáramkörökben. Ez különösen a távválasztásnál figyelemre méltó. Legjobb kapcsolóelemnek a nemesfém nyomóérintkezők bizonyultak.

2. Az elektronika alkalmazása módot nyújt nagy sebességgel és csekély elhasználódással dolgozó rendszerek kifejlesztésére, amelyeknél kevés számú segédáramkör, kis helyszükséglet, nagy élettartam és csökkentett karbantartási költség adódik.

3. Az előfizetői távválasztás több problémát, köztük az automatikus díjszámolás kérdését veti fel. Kielégítő megoldást csak a központosított

automatikus díjjegy-nyomtató jelent. Ehhez azonban a hívó fél azonosítása szükséges, ami a szokványos központoknál csak komplikált módon oldható meg; korszerű rendszereknél azonban megbízhatóan és gazdaságosan lehet biztosítani.

A szóban forgó rendszer az átkapcsolások feladatát új szerkezetű keresztrudas, ún. multiplex kapcsolóval oldja meg. A gépek vezérlése, a hívás, azonosítás stb. elektronikus segédkapcsolásokkal történik. E rendszer 2000 előfizetőre kiépítve 1954 óta Oslóban üzemben van, s egyike a legkorszerűbb központoknak.



37. ábra

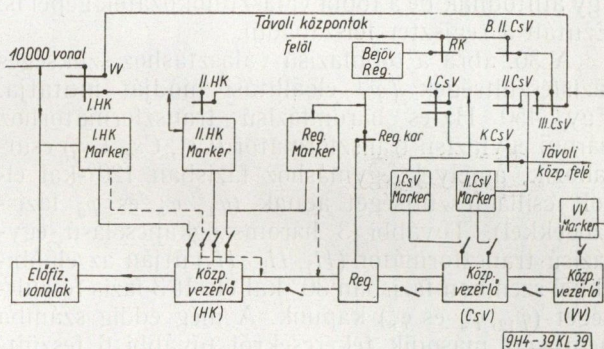
A multiplex kapcsoló 100 kimenetet, valamint a kivételhez képest 6, 24 vagy 36 bemenetet tartalmaz, ami 6, 24 v. 36 db 100 pontos multiplikált keresógépnek felel meg. A 36 bemenetű kapcsoló 760 mm széles, 550 mm magas és 290 mm mély. A kapcsoló áramkörönként 5 ér egyidejű átkapcsolására alkalmas, de egyszerű változtatással 10 érű átkapcsolás is lehetséges, amikor azonban a kimenetek száma 50-re csökken. Az érintkezők mindig árammentes állapotban nyitnak, vagy zárnak.

Az egész központ elektronikus áramköreit egyetlen impulzusadó vezérli. Ez nagyszámú pulzust állít elő, amelyek egyes impulzusai mind pozitívok de impulzus idejük, alapfeszültségük, amplitúdójuk és a pulzusok frekvenciái különbözőek. Az impulzusidő 0,2 vagy 7 msec. A különböző pulzusokat megfelelő jelöléssel különböztetjük meg (pl. a 37. ábra az ott használt pulzusokat N_{a1} – N_{a5} , N_{b1} – N_{b5} és N_{c1} – N_{c4} betűzéssel jelöli). Az első nagybetű (N) jelöli az alapfeszültséget és az amplitúdót (jelen esetben: -40 V, $+16$ V), a következő kisbetűk (a, b, c) a pulzusok frekvenciáit (1000 Hz, 200 Hz, 1250 Hz). A számindex (1...5) jellemzi a fázishelyzetet. Pl. az a csoport 5 pulzust tartalmaz (a_1 – a_5), amelyek időben egymáshoz képest 0,2 ms-al vannak eltolva. A b csoport pulzusai egymáshoz képest 1 ms-al vannak eltolva.

Az előfizetői vonaláramkör statikus és kapcsolási a] 38. ábra tünteti fel. Az előfizetői vonal a multiplex kapcsoló csúcsain végződik. A vonal b ágára a -48 V telepfeszültség van kapcsolva. Hívás alkalmával az előfizetői hurkon át áram folyik, s ekkor a $30\text{ k}\Omega$ -on át való feszültségesés miatt a „ b ” ág feszültsége -16 V-ra csökken. Ez a feszültségváltozás a 100-as előfizetői csoport egyik erén át a vonal hívóállapotát jelenti és egyidejűleg az előfizetői azonosítást a 100-as csoporton belül. Az ábra szerint egy trióda (T) rácsellenállása -40 V-ra van kötve. A rácsra 4, egyenként 25 előfizetőből álló csoport csatlakozik; a csoport mindegyike 25 előfizetőre közös egyenirányítót (E_1) tartalmaz. E négy csoport mindegyikét az ugyancsak egyenirányító (E_1') keresztül odavezetett 1—1 pulzus ($N_{c1} \dots N_{c4}$) jellemzi. A 25 előfizetőt tartalmazó csoport mindegyike további 5 csoportra oszlik egyenként 5 előfizetővel a közös E_2 -n át. Ehhez az 5 csoporthoz $N_{b1} \dots N_{b5}$ pulzusok vannak hozzárendelve. Hasonló felosztással az egyes előfizetőkhöz az $N_{a1} \dots N_{a5}$ pulzusok vannak hozzávezetve. Végül a vonal az egyes előfizetők c ágára csatlakozik, amely a b ággal $30\text{ k}\Omega$ -os ellenálláson át van összekötve. Egy előfizető különböző pulzusai (N_a, N_b, N_c) között az egybeesés (koincidencia) minden 20 ms-ban bekövetkezik (az 1000, 200 és 1250 Hz legnagyobb közös osztója 50, aminek $1/50 = 20$ ms. felel meg). Így minden hívóvonaltól sec-ként ötvenszer jelzi magát. Ezzel az egybeesés kapcsolással 0,2 ms-ig tartó impulzusok 100 különböző időben keletkeznek, tehát a 100 vonal mindegyikét egy-egy jellemző pulzus különbözteti meg. Ha a 100 előfizető közül egy sem hív, akkor a b ágakon -48 V a feszültség. Mind a trióda rácsa, mind az összes pulzusvezeték pozitívabb feszültségen van, és pedig vagy -40 V-on, tehát 8 V-al pozitívabban, vagy valamelyik impulzus alatt -24 V-on ($-40 + 16$), tehát 24 V-tal pozitívabban. Így mindegyik egyenirányító záróirányban van; tehát a trióda rácsán -40 V a feszültség. Ha a hívó felveszi a hallgatót a b ágon a feszültség -16 V lesz, s ezért mindegyik egyenirányító áteresztőirányban található. A trióda rácsellenállása relatíve nagy és ezért az áram most a b és c ágak között levő $30\text{ k}\Omega$ -on át, valamint az áteresztőirányban kis ellenállású egyenirányítókon át megy a pulzusvezetékhez, amelyek az impulzus szünetekben -40 V fekszik. A rácsra a -40 V gyakorlatilag változatlan marad. Ha csak egy impulzus vagy két egybeesés impulzus érkezik a hozzájuk tartozó egyenirányítókra (pl. E_2 -re vagy E_3 és E_1 -re), akkor pulzusfeszültségük -40 V-ról -24 V-ra változik ugyan, de miután a harmadik egyenirányító (E_2') a közös vezeték és a T rácsán a feszültséget -40 V-on tartja, az egy vagy két egybeesés impulzushoz tartozó egyenirányítók az impulzusok számára záróirányban vannak. Ha mindhárom egyenirányítóra érkező impulzus fedi egymást, azaz mindhárom pulzusvezeték -24 V-ot vezet, akkor a közös vezeték feszültsége és ezzel a trióda rácsfeszültsége a fedés (koincidencia) idejére -40 V-ról -24 V-ra tolódik el. A trióda előfeszültségének változása jelenti tehát egyik előfizető hívását, mialatt a hívót a pulzus

fázishelyzete indetifikálja. Amikor megtörténik az a — b ágak átkapcsolása, egyidejűleg a c ágra -48 V adódik, amire az előfizetői vonal hívóállapota ismét megszűnik. Több előfizető egyidejű hívását a megfelelő számú pulzus és azok fázishelyzete jelzi.

Tízszáz központ alapelvét mutatja a 39. ábra. Ha a hívó felemeli a kézibeszélőt, a hívásról az előfizetői vonaláramkör jelzést kap, amely egy szabad központi vezérlőtagot (HK) foglal le. A 100-as előfizetői csoport és ezen belül az előfizetői azonosítása és ismertető jelének tárolása megtörténik. Ekkor a HK vezérlőtag útján a hívó vonalat, a szabad kimeneteket és egy szabad regisz-



39. ábra

tert a megfelelő markerek ($I. HK$ -, $II. HK$ - és $reg.$ marker) kijelölik és a vezetékeket átkapcsolják. Ezután a központi HK vezérlőberendezés felszabadul. A hívó tárcsázási hangot kap és a letárcsázott impulzussorozatokat a regiszter tárolja. Tárolás után a regiszter egy szabad CsV központi vezérlőberendezést foglal le a CsV -k markerei számára, amelyek kijelölik a szabad kimeneteket az egyes CsV -okban és az összeköttetést átkapcsolják. Ezután a CsV vezérlőberendezés is felszabadul. A vonalválasztás céljaira is külön vezérlőberendezés (VV) szolgál, amelyet a regiszter jelöl ki. A VV vonalválasztót, amely az $I. HK$ -vel közös gép, a VV marker állítja be az utolsó két számjegyre. Ha a hívott szabad, csengetést kap, viszont a VV vezérlőberendezés és a regiszter felszabadulnak. Ha a hívott foglalt, a teljes összeköttetés a HK -ig felszabadul és a hívó foglaltsági jelet kap. Ugyanez történik, ha valamennyi kimenő vonal foglalt. A távoli központ felé menő hívás az $I. CsV$ -ön és a $KCsV$ -ön át jut a kimenő vonalra. A távoli központból bejövő hívás a regiszterkeresőn (RK) át a bejövő regiszterhez csatlakozik, amely átveszi a helyi összeköttetések felépítésének vezérlését és a $B. II. CsV$, és VV gépek átkapcsolását. Megjegyzendő, hogy a regiszter a távoli központnak két frekvenciás kóddal adja át a hívószámot.

A berendezésnél különös súlyt helyeztek a karbantartásra. Automatikus vizsgáló berendezések a keletkező hibákat idejekorán felderítik. A csoportegységek önállóan és könnyen cserélhetők úgy, hogy azok hibája műhelyben javítható.

V. Összefoglalás és következtetés

A forgalom növekedése és a távválasztás elterjedése a távb. technikával szemben újabb technikai és üzemi követelményeket támasztott, amelyek főként az összeköttetések jóságára, a berendezések üzembiztos és gazdaságos üzemeltetésére vonatkoztak. Ezek a követelmények vezettek a ma már nagymértékben elterjedt keresztrudas (crossbar) kapcsolórendszerek kifejlesztésére, amelyek a forgó választógépes rendszerek főbb hibáit nagy részben kiküszöbölték. Ilyen hibák voltak: a kapcsolás lassú felépítése; tápfeszültség iránti érzékenység; a választógépek csúszóérintkezőitől eredő zörejek és elhalkulások; csökkent üzembiztonság; nagy költségeket igénylő időszakos ápolási és karbantartási munkák; forgó alkatrészek kopásából eredő alkatrészcsere. Azt mondhatjuk tehát, hogy ezek az új elektromechanikus rendszerek a gyakorlati üzem követelményeit általában kielégítik.

Milyen előnyöket várhatunk mégis az elektronika alkalmazásától? Legfőbb előny a mechanikusan igénybe vett, illetve mozgatótt alkatrészek, valamint az áram alatt nyitó-záró érintkezők kiküszöbölése, amely maga után vonja a mechanikai elhasználódás csökkenését, az üzembiztos működést, a karbantartás költségeinek lényeges csökkenését. Ez utóbbi előny, valamint az áramfogyasztás lényeges csökkenése a gazdaságosság mérlegelésének fontos tényezői.

További előny az alkatrészek megtakarítása a közvetített vezérlésű rendszernél, ahol az összeköttetések gyors felépítése a vezérlő és beállító áramkörök számának lényeges csökkenését teszi lehetővé. Pl. a transzlátorok és markerek számát crossbar rendszernél (ahol a kapcsolások felépítésének ideje kb. 500 ms körül van) az összekötő utak számának mintegy 10%-ában szokták megállapítani, addig a kapcsolásokat kb. 50—60 ms alatt felépítő elektronikus rendszernél ez az érték 1—2%-re csökken.

Nagy megtakarítás érhető el a regiszterek, tárolók számában is akkor, ha sikerül olyan olcsó készüléket szerkeszteni, amelynél a számimpulzusoknak a központi tárolóba való küldését meggyorsítjuk. Ez történhet pl. billentyűzet alkalmával oly módon, hogy a számjegy-értékeket idő, vagy frekvencia egyenértékkel helyettesítjük. Az a módszer, amely a számtárolást a készülékbe helyezi (WSES rendszer) nem vált be. A komplikált készülék megdrágítja a berendezés összköltségét és különösen a decentralizált karbantartást.

Az elektronika további előnyei az előfizetői távválasztásnál mutatkoznak. Itt a drága helyközi vonalak miatt a legnagyobb gazdaságosságra kell törekedni. Nagy távb. sűrűségű és forgalmú országokban, valamint a nemzetközi forgalomban igen nagy megtakarítások érhetők el a tökéletes nyalábképzéssel, s többek között a forgalmaknak haránt és kerülő utakon való terelésével. Ezt a követelményt a gyors működésű elektronikus elemek kitűnően tudják megoldani.

Szintén az elektronika alkalmazása könnyíti meg a távválasztásnál a távolsági díjak korszerű elszámolását. A jelenlegi rendszer — az előfizetői számláló többszörös működtetése — csak szükség-

megoldás, s az egyre növekvő alközponti, valamint előfizetői helyközi forgalom parancsolólag követelik az automatikus díjjegynyomtatás bevezetését. Minthogy az ilyen díjszabásjegyzőnek a hívó előfizető számát is regisztrálnia kell, ez csak azonosító (identifikáló) berendezéssel biztosítható. Ez elég könnyű feladat az elektronikus központoknál, amint erre példát mutat az oslói (Ski) mechano-elektronikus központ, ahol az előfizetőt a hozzátartozó pulzus fázishelyzete identifikálja.

Az irodalmi közleményekből megállapíthatóan az elektronikus központok technikája a laboratóriumi kísérletek határát még nem lépte túl, habár már kereskedelmi úton beszerzett központok is kerültek üzembe. A legnagyobb nehézséget jelenti a beszédhordozó erek átkapcsolása. A nemesfém érintkező zárt állapotban kis ellenállású (kis beszédcsilapítás), nyitott állapotban pedig nagy szigetelési ellenállású, ami nagyszámú érintkező multiplikálását engedi meg az áthallási csillapítás káros csökkenése nélkül. Ezzel szemben az elektronikus érintkezők nagy ellenállása és ezeknek a szigetelési ellenálláshoz való viszonya kedvezőtlen a csillapítás és az áthallás szempontjából. Továbbá az elektronikus elemek zúgás tulajdonságokat mutatnak, ami a nagyszámú sorbakapcsolás miatt kellemetlen mértékűvé emeli a zavarófeszültségeket. Ezek kiküszöbölésére bevezetett megoldások — pl. a beszédnek különböző frekvencia tartományokba transzponálása — igen komplikáltak és költségesek.

Ez a körülmény arra a megfontolásra vezetett, hogy az elektronikát átmenetként elsősorban az üzembiztonságot és gazdaságosságot eredményező áramköröknél (vezérlő és segédáramkörök) kell bevezetni. Ezeknél a *mechano-elektronikus* rendszereknél gondosan meg kell keresni azt a jósági és gazdasági optimumot, amely mérlegeli, hogy adott esetben az elektronikus vagy az elektromechanikus kapcsolóelemet kell-e előnyben részesíteni. Ehhez a feladathoz természetesen egyetemes szaktudás szükséges, amely nemcsak az elektromechanikus rendszereket és azok alkatrészeinek alkalmazási problémáit ismeri, hanem az elektronikus elemek sajátosságaiival is tisztában van.

A tisztán elektronikus központoknak kereskedelmileg versenyképessé fejlesztése még hosszabb időt vesz igénybe. Még vannak nehézségeket jelentő feladatok, amelyek legfőképpen a gazdaságosságot, a biztos működést és a karbantartás szempontjait (aut. hibajelzés) érintik. Régi tapasztalat az, hogy valamely rendszer csak akkor jut gazdaságilag is kiértékelhető állapotba, ha a tényleges forgalomban üzemeltetett berendezésen lehet megfigyeléseket, forgalmi és egyéb méréseket végezni. Csak ezt követheti a különböző javítások, tökéletesítések, méretezési alapelvek kidolgozása. Addig az időpontig, sőt valószínűleg még azontúl is hosszabb ideig versenyképes marad a keresztrudas rendszerre alapított és fokozatosan tökéletesített félelektronikus központ. Arra a felmerülő kérdésre, hogy a rohamos fejlődés mai keresztmetszetében érdemes-e nálunk keresztrudas, illetőleg azon alapuló félelektronikus központok fejlesztésével, gyártásával és

üzemeltetésével foglalkozni, csak igenlő feleletet lehet adni.

Természetesen már a mának legidősebb és legegyszerűbb kérdése a tiszta elektronikus központ és azzal összefüggő egyéb kapcsolástechnikai feladatok világviszonylatban való figyelemmel kísérése és fokozatos laboratóriumi fejlesztése. E fejlesztési munka sokoldalú szaktudást, illetőleg erre való hosszabb ideig tartó felkészülést igényel. A jelen legsürgetőbb feladata tehát ilyen kutató részleg felállítása, hogy a termelőképes kutatógárda idejében és kellő számban álljon rendelkezésre.

Éppen ez a célja az irodalomból összeállított eme tájékoztatónak, hogy felhívja ifjú mérnökeink figyelmét a távbeszélő technikában várható jövőbeli fejlődésre.

IRODALOM

- [1] K. Heinz Rumpf: Elektronik i. d. Fernsprech-Vermittlungstechnik. VEB Verlag Technik, Berlin (1956).
- [2] Hettwig: Die Entwicklung der Motorwähler. Siemens Zeitschrift. H. 4. (1953.)
- [3] Mehli: Wähler oder Schalter als Verbindungsorgane. FTZ, H. 7. (1952).

- [4] Bernutz: Der Koordinatenschalter KS 53 FTZ H. 4. (1954.)
 - [5] Malthaner und Vaughau: An Experimental Electronically Controlled Aut. Sw. System Bell Technical Journal (1952. Mai).
 - [6] Katona J.: A weimari 7. elektrotechnikai kongresszus. Magyar Híradástechnika (1957. 4—5. sz.).
 - [7] Mende: Elektronische Bausteine mit Kaltkathodenröhren. Elektronik H. 4. (1955.)
 - [8] W. Six: Cold-Cathode Gas-Filled Tubes as Circuit Elements in Automatic Telephony. Communication News (1954. jan.).
 - [9] R. Kretzmann: Ipari elektronika (fordítás). Műszaki Könyvkiadó (1957.).
 - [10] Rau: Neue Stromtore für d. Fernsprech-Schaltungstechnik. Frequenz, H. 5., H. 9. (1953.)
 - [11] J. Dosse: A tranzisztor. (Fordítás.) Műszaki Könyvkiadó. (1957.)
 - [12] Szabó N.: Tranzisztorok kapcsolástechnikája. Magyar Híradástechnika (1957. 4—5. sz.).
 - [13] Scowen: A Small Experimental Electronic Aut. Tel. Exchange Post Office Electrical Engineers Journal. (1954. ápr.)
 - [14] Brewer—Hecht: A Telephone Switching Network stb. Bell System Technical Journal. (1955. márc.)
 - [15] Hajfer: Le système de Commutation 7-E. Bull. Schweiz. elektrotechn. H. 11. (1953.)
 - [16] Kruithof—den Hertog: Mechano-electronic Tel. Swit. System Electrical Communication. (1954. jún.)
- A szövegben közölt ábrákat a hivatkozott irodalomból vettük át.

HÍRADÁSTECHNIKAI

ANYAGOK GYÁRA

VÁC, ZRÍNYI UTCA 17.

HÍRADÁSTECHNIKAI FÉLGYÁRTMÁNYOK:

Lágy ferrit gyártmányok — Televíziós eltérítő gyűrűk és sortrafók
— Különböző fazékmagok, hangoló magok és hangoló rudak —
Nyomtatott áramkör — Gyantás és különleges töltetű, valamint
töltet nélküli forrasztó huzalok

EGYÉB GYÁRTMÁNYOK:

Horgany és alumínium hengerelt termék — Alumínium tető-
fedő hullámlemez — Alumínium szétszedhető autógarage, mely
csónakház, raktár, vikkendház stb. céljára is alkalmas —
Alumínium árusító pavillonok.

A bérházteléfono, mint a távbeszélőszolgáltatás olcsóbbításának egyik módja

KOZMA LÁSZLÓ a műszaki tudományok doktora, egyetemi tanár
Budapesti Műszaki Egyetem

A szerző a távbeszélő hálózatok központjainak fokozottabb decentralizációs lehetőségeivel és ezzel kapcsolatban az ún. bérházteléfono alkalmazásának gazdaságossági feltételeivel foglalkozik. Ismerteti a külföldön elterjedt hasonló célú berendezések főbb jellemzőit és ezekből következtetni igyekszik azokra az üzemeltetési és karbantartási szempontokra, amelyek a sokszor költséges külföldi megoldásokat igazolni tudják. A cikk ezután a magyar bérházteléfonot írja le, majd körvonalazza azokat a feladatokat, amelyeket — a szerző szerint — ezen a területen a magyar telefoniparnak még el kell végeznie.

A távbeszélőszolgáltatás olcsóbbításának egyik módja a központnak az eddiginél fokozottabb mértékű decentralizálása, amelynek révén az előfizetői vonalak átlagos hossza csökkenthető. Ezzel a távbeszélőszolgáltatás létesítési költségeinek kb. 50%-át kitevő része az összköltségekre csökkentett hatásúvá válik.

E cikk keretén belül a legújabban mindenféle igen elterjedt és a fejlesztő mérnökök figyelmét erősen lekötő ún. bérházteléfono berendezés általános szempontjaival foglalkozunk. Bérházteléfono elnevezésen elvileg olyan telefonberendezést értünk, amely egy kisebb terület, illetőleg speciálisan egy bérház előfizetőinek kétirányú telefonforgalmát koncentráltan közvetíti néhány előfizetői vonalon át a telefonközpont és az előfizetői készülékek között. A szolgáltatás gazdaságosságát az biztosítja, hogy egy ilyen bérház berendezés ára kb. 4—5 átlagos hosszúságú előfizetői vonal árának felel meg, tehát ha a koncentráció elég nagymértékű és a távolság is megfelelően nagy, 4—5 előfizetői vonal megtakarítása esetén a berendezés kezd kifizetődővé válni. Felhasználásra kerülhet ilyenfajta berendezés akkor is, ha ezáltal a meglévő kábelek kicserélését vagy újabb kábelek fektetését elkerülhetjük, illetőleg későbbre halaszthatjuk.

A bérházteléfono elvben igen helyesen illeszkedik bele abba a fejlesztési irányzatba, amely jellemzője az egész távközlési technika fejlődésének, nevezetesen a vezetékek súlyának csökkentése a berendezések mennyiségének növelése árán. A telefonközpontok területén ez az irányzat lényegében megkezdődött már a központok automatizálásával. Míg manuális központok esetében meg kellett maradni a nagy központok mellett, addig a gépesített rendszer lehetővé tette ugyanannak a területnek több kisebb kapacitású központtal való ellátását. A sok központ bevezetésének két ellentéte van: az egyik az átkérő hálózat növekedése, a másik a karbantartás körülményeinek kedvezőtlen alakulása.

A központok közötti átkérő forgalom lebonyolítására trunknyalábok szolgálnak, amelyek nagyobb — ideális vagy lépcsőzött — csoportokat képeznek. A trunknyalábok teljesítménye — mint ismeretes — elég gyorsan emelkedik a nyalábot képező trunkök

számával. Míg 3—4 trunköt tartalmazó csoport hatásfoka csak 15% körül van, addig pl. egy — a 7A2 rendszerben szokásos — 30-as nyaláb teljesítménye már 60% felé jár. A telefonközpontok decentralizálásának egyik fékezője éppen az a körülmény volt, hogy 10—15 trunknél kevesebbet tartalmazó nyaláb használatától idegenkedtek. A nagyvárosok lakóperifériáinak hívásszáma max. 1 ÁFOH körül van és így 12 trunkkel mindkét irányban lebonyolítható 160 ÁFOH-nyi forgalommal 80 előfizetőt lehet kiszolgálni. Az ilyen területek kiszolgálására szolgáló kisebb központokkal, az ún. törpeközpontokkal ezért nem mentek le 100 előfizetőnyi kapacitás alá. (Néhány helyen próbálkoztak ugyan 50-es törpével is.) Egy ilyen 100-as törpeközpontnak olyan áösszehasonlítást kell kibírnia, ahol egyik oldalon a törpeközpont, 12 trunk és a központi együttműködő szerelvények állnak, a másik oldalon pedig egy 102×2 erű kábel. A gazdaságossági számításoknál azonban figyelembe kell venni a karbantartás kérdését is.

Rotary-típusú és ehhez hasonló elektromechanikus központrendszerek karbantartása évenként és előfizetőnként 5 óra szokott lenni. Nálunk most a karbantartás ennél a számnál jóval nagyobb értéket mutat, de ez nem mérvadó, mert a háború előtti központjaink — amelyek már amúgy is kiöregedtek — az 1944—45-ös ostrom idején sokat szenvedtek, az új központok gyártásánál viszont a háború utáni években nyersanyag nehézségek miatt minőségi engedményeket kellett tenni. Egy 20000-es Rotary központ karbantartásához tehát

$$20000 \frac{5}{12 \times 200} = 42 \text{ főre}$$

van szükség. Ekkora létszám esetén a dolgozókat specializálni lehet. Vannak speciálistái pl. a regisztereknek, de más áramkörcsoportoknak is, vannak külön ún. mechanikusok stb. Ezzel érhető el egyrészt a jó munkabeosztás, másrészt a dolgozók nagy gyakorlatra tesznek szert, és a hibakeresés rutinszerűvé válik.

Ha már most a központok méretei csökkennek, akkor egyre kevesebb karbantartóra van szükség; egy 500-as központ esetében elvben már csak 1 főre, akinek azonban mindenhez értenie, kell és a hibák természetéből adódóan sokszor nem fogja győzni a munkáját. Még rosszabb a helyzet kisebb végközpontok esetében, amikor is elvileg 1 főnél kevesebbre lenne szükség. Karbantartásról szólva természetesen itt most csak a központi berendezések üzemeltetésével kapcsolatos munkákat vesszük figyelembe és nem tekintjük a hálózat által igényelt karbantartást.

A decentralizáció gazdaságos folyamatát a fenti megfontolások erősen fékeztek és míg a városi központok felső határa még a legsűrűbben lakott világvárosokban sem emelkedett a 20 000 (30 000) egység fölé, addig viszonylag igen kevés kiskapacitású központot helyeztek üzembe. Sokszor gazdaságosabbnak bizonyult gyűjtőkábelek lefektetése, mint egy kisebb kapacitású központ felállítása.

Korábbi megoldások

Logikusnak látszik, hogy a fenti megfontolások nemigen segítették elő a kisközpontok ügyének fejlődését. Akármilyen mértékben is bizonyultak gazdaságosnak a kisebb végközpontok, a karbantartás kérdéseire nem lehetett kielégítő választ találni.

Természetesen voltak kísérletek mindenfelé, azonban a korábbi megoldások közül csak a Siemensék „Gemeinschafts-umschalter”-e terjedt el nagyobb mértékben, míg a hasonló elveken felépített nyugati „apartment satellit” és hasonló megoldások mind megbuktak. Ezek a megoldások azon alapultak, hogy egyetlen előfizetői vonal két végére egy-egy 10 pontos gépet adtak, amelyek szinkron lépkedtek és 10 előfizetőt kapcsoltak. Tehát tíz előfizető közül egyszerre csak egy beszélhetett, de egymással nem beszélhettek. A hívások közötti ütközések oly mértékűek voltak, hogy az ilyen berendezésnek semmi kilátása nem lehetett sikerre.

A Siemensék régi bérháztelefonjának megoldása rendkívül egyszerű volt. Minthogy az ő központjuk a keresztül tárcsázást lehetővé teszi, egy ilyen bérházberendezés a vonalválasztón csak egy pontot foglal le és az utolsó számjegy közvetlenül kimegy a bérházberendezés lépésenkint működő gépére. A bérházvégi áramkör így mindössze 1 kapcsológépet és 2—3 db jelfogót tartalmazott. Van olyan megoldásuk is, ahol a számláló jelfogók kint vannak a bérházi részben és így a központban a bejövő hívások számára csak egy „Vorwaehler” áramkör szükséges. A 40-es évek körül terveztek egy 2 vonalas, 10 előfizetős berendezést helyi teleppel (amelyet a központból töltenek), 10 külön számláló jelfogóval és a berendezés a „bérházi” végén tartalmaz 4 gépet és 50 jelfogót. Ezzel a berendezéssel az előfizetők egymást is hívhatják trunk igénybevétele nélkül. Ennek a „Gruppenstelle” elnevezésű berendezésnek főleg falukörnyékek telefonellátásában van szerepe, ahol tehát fontos az egymás hívhatósága is. Ez a berendezés azonban már messze esik a bérháztelefon jellegétől.

A német posta igen olcsó alapidíjat állapított meg az ilyen előfizetők számára és így sikerült elérnie, hogy egyes központjaiban a vonalak 10%-át ilyen 1 vonalas bérháztelefonok képezték és ezzel az előfizetők számát majdnem megkétszerezték.

A korábbi bérháztelefonoknál tehát nem az előfizetői vonalakban elérhető megtakarítás volt az uralkodó irányelv, hanem a szolgáltatás minőségének feláldozásával igyekeztek telefonálási lehetőséget nyújtani olyan előfizetők számára, akik

különben hiába várakoztak telefonigényeik normális kielégítésére. Postai szempontból az ilyen berendezések csak arra voltak jók, hogy általuk az ország telefonstatisztikáját javítsák, az előfizetők azonban nyilván még a kedvezményes tarifa ellenére is inkább szerettek volna teljes jellegű szolgáltatáshoz jutni.

Csak a második világháború után indult meg az a fejlesztési munka, amely célul tűzte ki a vonalakban elérendő megtakarítást oly módon, hogy az ilyen berendezéshez csatolt előfizetők az önálló készülékkel egyenrangú szolgáltatást kapjanak, sőt ne is tudják, hogy ők egy ilyen bérházberendezéshez vannak kapcsolva.

E fejlesztési munka erőteljes felkarolásához lökést adott az a körülmény, hogy a világháború alatt a kábelfektetési munkák még a nem hadviselő országokban is szüneteltek — pl. Svájcban — és így a háború után a nagyobb mérvű telefonigényeket néhány éven keresztül sehol sem — még az USA-ban sem — tudták kielégíteni. Célserűnek látszott és gyorsabban elérhető eredményekkel kecsegtettek a bérháztelefon-féle megoldások, mert berendezést gyorsabban lehetett előállítani, mint kábeleket fektetni. A háború után néhány évvel az érdeklődés az ilyen berendezések iránt nyilván erősen csökkent volna, ha közben a Cross-bar rendszer fejlődése és a vele kapcsolatban felmerült működési és karbantartási kérdések nem kaptak volna kielégítő megoldást. Elősegítette a fejlődést az elektronikus építőelemek megjelenése is. Így azután, ahogyan az a műszaki irodalomból is tapasztalható, 1950-től kezdve fokozódó érdeklődés mutatkozott e téma iránt és egymás után láttak napvilágot a különböző megoldások.

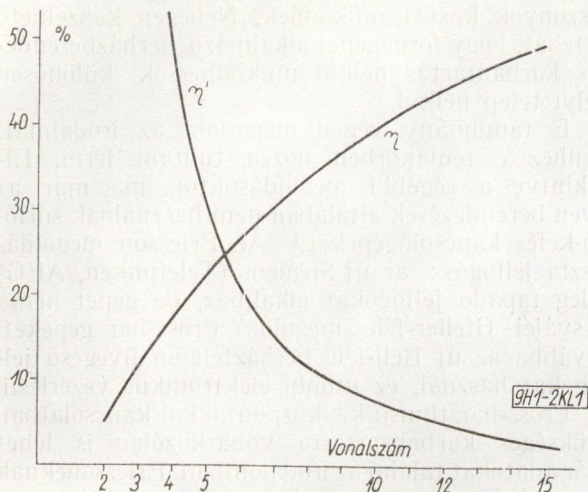
Jelenlegi megoldások

Minthogy a főcél valamennyi új tervezésnél az volt, hogy az ilyen berendezéshez csatlakoztatott előfizető egyenrangú legyen a fővonalai állomásokkal, meg kell vizsgálnunk mindenekelőtt, hogy hol van az ilyen berendezések gazdaságosságának alsó határa.

Az Erlang-féle méretezés alapján a vonalak teljesítménye — ideális nyalábok esetén és 0,005-ös veszteséggel számolva — a következőképpen emelkedik:

Vonalak száma	2	3	4	5	6	7	8	9	10	12	15
Forgalom (ÁFOH)	3	11	21	34	49	65	82	100	120	160	220
Teljesítmény (%)	5	12	17,5	22,5	27	31	34	37	40	44,5	49
Teljesítmény-növekedés %-ban	—	140	46	30	20	15	11	9	7,5	5,5	2,5

Az 1. ábra az így kapott teljesítmény értékeket mutatja. Hogy ennek változását még szemléltetőbbé tegyük, az η görbe differenciál hányadosával, az η' görbével bemutatjuk a teljesítmény növekedésének %-os alakulását is. E görbékéből látható, hogy komoly mértékű teljesítménynövekedés 5—6 vonalig van és ez támasztja alá a tervezők azon



1. ábra

törekvését, hogy az ilyen berendezéseket általában ennyi vonallal működtessék.

Ami a bekapcsolható előfizetők számát illeti, ez annak figyelembevételével állapítható meg, hogy az ilyen előfizetők forgalma általában kicsiny. Elfogadható érték előfizetónként kb. 0,8 ÁFOH kezdeményezett forgalom a forgalmas órákban. (A budapesti nem ikervonalaknál az átlagos érték ennek több mint duplája!) A 0,005-es veszteség figyelembevételével bekapcsolható előfizetők száma:

Vonalak száma	3	4	5	6	7	8	9	10	12
Előfizetők száma	7	12	21	30	40	51	62	75	100
Vonalankénti előfizetők száma	2,3	3	4,2	5	5,7	6,4	6,9	7,5	8,3

A külföldi megoldások e szempontból eléggé változóak, amit az alábbi összeállítás szemléltet:

Gyártmány	Vonal-szám	Előf. szám	ÁFOH per előf.
Siemens (rég)	2	10	0,15
AEG, SH, Telefunken	3	16	0,35
Gfeller (Svájc), újabb	3	19	0,3
Ericsson	5	21	0,8
Bell Laboratorium	10	49	1,2
Gfeller (Svájc), régi	12	50	1,6

A berendezésnek nem akkor kell optimálisnak lennie, amikor a max. számú előfizető van rákapcsolva, hanem a leggyakrabban előforduló esetekben. Nagy városok periferiáin ritkán lehet olyan bérházakat találni, ahol 20 vagy még több lakó kérne telefont. Ha viszont a berendezést nem egy bérház kiszolgálására szánjuk, hanem mint végközpontnak egy egész területet kell ellátnia — és ez a helyes szemlélet — akkor a gazdaságossági számításoknál figyelembe kell venni a bérházberendezés és az előfizetői készülékek közötti bekötő vonalakat is, amelyek sokszor légvezetékek is lehetnek. Ezt azért említjük meg, mert gazdaságossági számításoknál ezekről a tételekről gyakran meg szoktak feledkezni.

Példaképpen megemlítjük, hogy egy 100 m-es előfizetői hurok 2 mm-es rézhuzalból 5,6 kg súlyú, ami több mint 1,5 km 0,5 mm-es érpár súlyának felel meg. Az ilyen bekötő vezetékek elég drágák, még alumínium huzal használata esetén is.

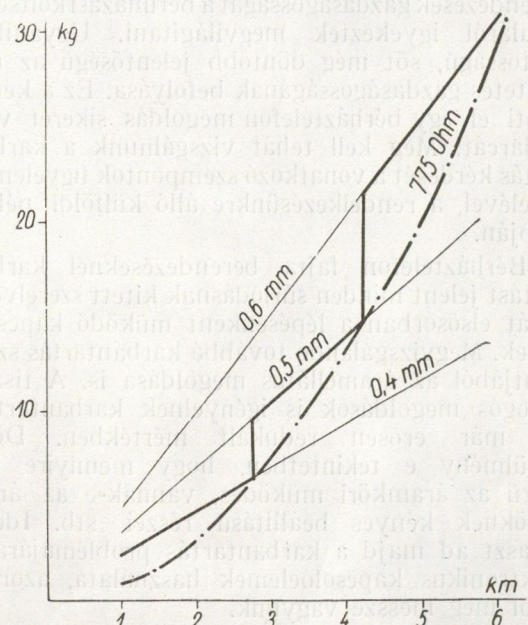
Van még egy pont, amit az ilyen számításoknál nem szoktak tárgyilagosan figyelembe venni. Ez pedig az a körülmény, hogy az előfizetői vonal ára a vonal hosszával nem lineárisan nő. Egy 3 km-es vonal ára nem fele egy 6 km-es árának, hanem kevesebb.

Egy előfizetői vonal értékét megközelítőleg a vezetékekben levő réznek, az egy vezetékpárra eső ólomnak és a szigetelésnek együttes költsége határozzák meg (eltekintve a fektetési költségektől).

Ha pl. feltételezzük, hogy ideális esetben minden 1 km szélességű gyűrű számára a postának módjában állana a megfelelő keresztmetszetű vezetékeket tartalmazó kábelt lefektetni, akkor a távolság-rézsúly görbe ideálisan a 2. ábra szerint alakulna. Kb 800 ohmos előfizetői hurkot tételezve fel (tartalekolni kel ellenállást a bekötő vezetékre, ezért nem 1000 ohmos), a következő értékeket kapjuk:

Távolság	1	2	3	4	5	6 km
Huzal átmérő ..	0,24	0,34	0,42	0,48	0,52	0,58 mm
Huzal súly ...	0,8	3,2	7,4	12,9	18,9	28,3 kg
Ellenállás	775	775	760	775	825	795 ohm

Ami az ólomköpeny súlyát illeti, az egy vezetékre eső ólommennyiség függvénye a vezeték keresztmetszetének. Ugyanabba az ólomköpenybe annál több ér helyezhető el, minél kisebb a vezeték keresztmetszete, de korrekciót kell alkalmazni a vékonyabb huzaloknál a több szigetelőanyag jelenléte miatt. Az ólom ára kb. egynegyed része a réznek és kb. kétszer annyi súlyú ólom jut egy vezetékre, mint amennyi ennek rézsúlya. A szigetelés



2. ábra

értéke nem sokat változtat a viszonyokon, végül is tehát a 2. ábra eredményvonalas görbéje a súly mellett — megfelelő mértékegység megválasztásával — visszatükrözi az előfizetői vezetéknek áralakulását is. Látható tehát, hogy 6 km érpár több mint háromszor annyiba kerül, mint három km.

A gyakorlatban előforduló kábelérátmérők: 0,4, 0,5, 0,6 és 0,8 mm. A 2. ábrán vastagon rajzolt vonalak képviselik ezen vezetékek gyakorlati felhasználásának határait. Ezekből a görbék közül azt a tanulságot kell levonni, hogy amikor egy bérházberendezéssel elérhető megtakarítást akarjuk kiszámítani, nem lehet egyszerűen valamelyik érátmérő alkalmazásából kiindulni, hanem figyelembe kell venni azt a körülményt, hogy pl. 2,5 km-ig elégséges 0,4 mm-es kábelereket használni, amelyeknek fele a súlya, mint a 0,6 mm-eseknek.

Az ilyenfajta gazdaságossági számítások igen rugalmasak. Kábelt kábellel még valahogy össze lehet hasonlítani, de amikor kapcsológépeket, jelfogókat és egyéb szerelvényeket kell kábelekkal közös nevezőre hozni, az összehasonlítás könnyen elcsúszhat egyik vagy másik irányba. Egy ilyen berendezés gazdaságosságának megállapítását — de csak egy-egy adott esetre — az olyan szempontok figyelembevételével lehet tárgyilagosan elérni, amilyeneket Balás Árpád ismertet a Szocialista Posta 1955. nov. 5-én megjelent számában közzétett cikkében. Általános számítási szabályokról azonban nem lehet beszélni.

Érzésünk szerint a helyes álláspont az lehetne, hogy az ilyenfajta bérháztelefon berendezések általában gazdaságosaknak tekinthetők, ha kb. 3 km-nél távolabb esnek a központjuktól. A gazdaságosság mértékét azután számos más tényező befolyásolja: helyi adottságok és ezeknek következtében rákényszerülés ilyen megoldásokra.

Az eddig tárgyalt szempontok a bérháztelefon berendezések gazdaságosságát a beruházási költségek oldaláról igyekeztek megvilágítani. Ugyanilyen fontosságú, sőt még döntőbb jelentőségű az üzemeltetés gazdaságosságának befolyása. Ez a kérdés dönti el egy bérháztelefon megoldás sikerét vagy kudarcát. Meg kell tehát vizsgálnunk a karbantartás kérdését a vonatkozó szempontok figyelembevételével, a rendelkezésünkre álló külföldi példák alapján.

Bérháztelefon fajta berendezéseknél karbantartást jelent minden súrlódásnak kitett szerelvény, tehát elsősorban a lépésenként működő kapcsológépek. Megvizsgálandó továbbá karbantartás szempontjából az áramellátás megoldása is. A tiszta jelfogós megoldások is igényelnek karbantartást, de már erősen redukált mértékben. Döntő körülmény e tekintetben, hogy mennyire egyszerű az áramköri működés, vannak-e az áramköröknek kényes beállítási részei stb. Ideális választ ad majd a karbantartás problémájára az elektronikus kapcsolóelemek használata, azonban ettől még messze vagyunk.

Forgó mozgást végző gépeknek mindig van karbantartásuk és meghibásodásukkal mindig számolni kell még akkor is, ha normális feszültség-

viszonyok között működnek. Nehezen képzelhető el tehát, hogy forgógépet alkalmazó bérházberendezés karbantartás nélkül működhessék, különösen helyi telep nélkül.

E tanulmány végén megadom az irodalmat, amihez e témakörben hozzá tudtam férni. Eltekintve a régebbi megoldásoktól, ma már az ilyen berendezések általában nem használnak súrlódó-kefés kapcsológépeket.¹ Az Ericsson megoldás tiszta jelfogós; az új Siemens (Telefunken, AEG) főleg tapadó jelfogókat alkalmaz, de gépet nem; a svájci Gfeller-féle megoldás Cross-bar gépeket, továbbá az új Bell-féle bérháztelefon üvegcső jelfogókat használ, ez utóbbi elektronikus vezérlésű.

Cross-bar típusú kis központokkal kapcsolatban szükséges karbantartásra vonatkozólag is lehet már adatokat találni az irodalomban. Ericssonéknak igen sok kis vonalkapacitású rural központjuk van üzemben és szerintük ezeknek karbantartása évenként és előfizetőnként 0,5 óra alatt van, ezek szerint egy 20-as bérháztelefonnak (csak a berendezésnek) évi 10 óra karbantartásra lenne szüksége, ami félévenként egy napot jelent. Ilyen feltételek mellett egy karbantartó személy egyedül több ilyen berendezést tarthat üzemben. Az egy előfizetőre eső karbantartás értéke így módon elenyészően kicsiny lesz. A karbantartás elsősorban preventív jellegű, noha kis karbantartást igénylő berendezéseknél a korszerű irányzat az, hogy nem kell feleslegesen ellenőrizni hívások ezreit kezdeményezni csak azért, hogy esetleg egy hibát elcsúszni, hanem önellenőrző és alarmot jelző szerelvényekkel kell ellátni a központokat, bérháztelefon esetén az alarmot továbbítani kell a főközpontba és a hibát regisztrálni kell. Mindenesetre meg kell adni a lehetőséget, hogy szigorított feltételek mellett hívásokat lehessen kezdeményezni és a rejtett hibákat előre felszínre hozni.

Érdekes megemlíteni azt, hogy az újfajta Ericsson-féle bérháztelefonban tiszta jelfogós megoldást alkalmaznak, noha módjukban lett volna Cross-bar gépet használni, amelyre 0,5 órás karbantartási adat vonatkozik. Úgy látszik, hogy a tiszta jelfogós megoldás még biztonságosabb, mert különben érthetetlen, hogy egy kapitalista vállalkozás ok nélkül drágább megoldással jöjjön ki.

Hogy az Ericsson-féle tiszta jelfogós megoldásban mennyire domináló a karbantartás csökkentésének kérdése, jellemző, hogy a külső berendezésben a mostoha klimatikus viszonyokra való hivatkozással nem alkalmaztak száraz egyenirányítókat, az ilyen áramköröknek ma már egyik sokat használt alkatrészét. (Meg kell viszont említeni, hogy a legújabb Gfeller-féle Cross-bar gépes bérháztelefonban alkalmaznak ilyen szerelvényeket.) A tiszta jelfogós megoldás elég drága, a külső és a központi részek együttesen 360 jelfogót tartalmaznak, ami elég sok.

¹ A Szovjetunióban van egy lépésenként működő kapcsológépekkel dolgozó 5 vonalas 20 előfizetős berendezés, amely már elég régi tervezés lehet, mert Moszkvában elég sok van üzemben. (Egyik Moszkvában járt szakemberünknek az volt a benyomása, hogy a berendezéssel nemigen vannak megelégedve.)

A Gfeller-féle megoldásban nagyon szép, hogy a bérház — és a főközponti berendezés majdnem 100%-ig azonos mind áramköri, mind kivitelezési szempontból.

A karbantartásra ugyancsak erősen kihat az áramköri megoldás. Ha minden jelzést, valamint a gép léptetését is a vonal 2 ágán akarjuk elvégezni, menthetetlenül marginális és érzékeny beállítású jelfogók használatához jutunk, amelyeknél a különböző vonalellenállások mellett még földfeszültség különbséget is figyelembe kell venni a szokásos telepészültség változásokon kívül. Nyilván ezek a nehézségek késztették egyes külföldi berendezések tervezőit arra, hogy a vezérléshez külön érpárat alkalmazzanak.

Igy a korábbi Gfeller-féle bérháztelefonnál a 9 beszédérpáron kívül három érpár (!) szolgál vezérlésre, egy későbbi változatnál már csak 2 érpár (amellett a 2 vonal nem egymás tartaléka, hanem a négy ér külön-külön egyidőben kerül felhasználásra, amely megoldás nálunk elfogadhatatlan lenne).

Csak a legújabb Gfeller-féle megoldásban maradnak el a külön vezérlő érpárok, de viszont még mindig külön áramszolgáltató vonal van.

A legújabb amerikai megoldásnál a 10 beszélőtrunk mellett ugyancsak 2 vezérlő érpárt használnak. Az új Ericsson megoldásnál külön vezérlő érpár nincs, úgyszintén nincs a német megoldásnál sem. A külön vezérlő vezetékek az áramköröket természetesen egyszerűsítik, ezért karbantartás szempontjából előnyösek, azonban az üzembiztonság olyan minőségű előfizetői vonalakat követel meg, amelyeket a postaigazgatások általában nem tudnak biztosítani.

A tiszta jelfogós áramkörök nyilván drágábbak a Cross-bar gépeket alkalmazó megoldásoknál és előnyük csak úgy juthat érvényre, ha áramkörileg egyszerű megoldásban szerepelnek.

A tiszta jelfogós megoldások karbantartási szempontból akkor lesznek csak verhetetlenek minden más megoldással szemben, ha vagy a tápáram kérdése helyi áramforrással nyer kielégítő megoldást, vagy pedig külön vezérlő vonalakat alkalmaznak. Az új Ericsson-féle bérháztelefon berendezésben csupán jelfogókat alkalmaznak és annak ellenére, hogy a bérház oldalon egy 10 Aó-s akkumulátort használnak, amelyet egy külön vonalon át töltenek, mégis a beépített jelfogók száma viszonylag nagy, 180 db körül van. Ez azt igazolja, hogy igyekeztek igen egyszerű — karbantartást lehetőleg nem igénylő — áramköröket tervezni, még jelfogó többlet mennyiség árán is.

A német megoldásokban (Siemens, AEG, Telefunken), amelyek tapadó jelfogók felhasználásával készülnek, a szükséges jelfogók száma lényegesen csökken. A 3 vonalas 16 előfizetős berendezésükben összesen 70 jelfogó van (ebből 51 tapadó, vonalaként $16 + 1 = 17$). Egy 5 vonalas, 20 előfizetős berendezés jelfogószükséglete ezek szerint kb. 140 jelfogó lenne. Feltűnő, hogy Ericssonék eltekintettek a tapadó jelfogó használatától, aminek más oka nem lehet, mint az, hogy a tapadó jelfogóknál is kell valamelyes karbantartással számolni.

Az áramellátás egyik megoldása: a bérház-berendezés működtetése a központból a vonalon keresztül. A magyar posta ezt a megoldást előírt feltételnek tekinti.

A külföldi megoldások nem tulajdonítanak ilyen fontosságot annak, hogy a helyi áramellátást elkerüljék. Az egyik a svájci Gfeller- és az amerikai Bell-féle megoldások helyi telepet használnak, sőt az Ericsson is NIFE akkumulátorral dolgozik, amelyet a központból tölt. Tehát csak az új német megoldások telep nélküliek, a régi 2 vonalas helyi telepek.

Kétségtelen, hogy a központból való működtetésnek nagy hátrányai is vannak. Egyszerű áramköri megoldást érhetünk el lépésenként működő kapcsológép alkalmazásával, azonban ilyen gépet működtetni a vonalon keresztül a központ telepével csak minőségi engedmények árán lehet.

Adott tekercselési tér mellett a vonalon át való működtetésnél a maximális ampermenetet akkor kapjuk, ha a meghúzó tekercs ellenállása egyenlő az előfizetői vonal 2 érének párhuzamos ellenállásával. Max. 1000 ohmos hurokellenállást feltételezve, a tekercs ellenállásának 250 ohmnak kellene lennie. Igaz ugyan, hogy ilyen ellenállással is biztosítható a működéshez szükséges ampermenetszám, de a szokásos megoldásokhoz képest igen nagy menetszámmal; a gép ezért a működési idő szempontjából lassúbb, a szikrázás erősebb, mert a keletkező feszültség az önindukcióval (a menetszám négyzetével) emelkedik és éppen ezért áthallás szempontjából is veszélyesebb. Ha a vonalellenállást nem kompenzáljuk, akkor a gép különböző felhasználási helyeken különböző ampermenetet kap, ami nyilván nem válik előnyére.

Olyan működtetés a vonalon keresztül, amelynek biztonságát az előfizetői vonalak paraméterei nem érintik, az elektronikus vezérlés lesz. A legújabban ismertetett Bell Laboratórium féle bérháztelefon változat kapcsoló elemként üvegcső jelfogókat, a vezérlésben pedig tranzisztorokat, germánium diódákat, tapadó jelfogókat, továbbá nyomtatott áramköröket alkalmaz. A tervezés fő célja volt, hogy olyan berendezést hozzanak létre, amelynek alkatrészei az atmoszféra behatását akkor is kibírják, ha a berendezés szabadban pl. oszlopon kerül felszerelésre. Az alkatrészeknek ezért — mint mondják — rendkívül megbízhatónak, kis áramfogyasztásúaknak, könnyűeknek, olcsóknak (tömegcikknek) kell lenniük. Éppen az elektronikus vezérlés miatt nem Cross-bar gépeket alkalmaznak, hanem üvegcsőjelfogókat, amelyeknek működtetésére az elektronikus elemek nyújtotta energia elegendő, míg Cross-bar gépek esetén egy közbenső erősítőre lenne szükség. A berendezés maximális kiépítésében 5 wattot fogyaszt, amit egy a központból töltött nikkel-kadmiumos akkumulátor szolgált.

A prototípus kísérleteket a leírás szerint befejezték, a tapasztalatok kiértékelése folyik és az a megjegyzésük, hogy a most készülő „standard” berendezés „megbízhatóbb és könnyebb” lesz, mint a kísérleti berendezés, azt látszik mutatni, hogy nem minden ment simán.

Ilyen elektronikus építőelemekkel mi ma még nem rendelkezünk, meg kell tehát maradnunk az elektromechanikus alkatrészek felhasználása mellett. A probléma csak az, hogy a rendelkezésünkre álló ilyen alkatrészekből miket vegyünk igénybe.

Hazai bérháztelefon megoldások

Hazánkban már a 30-as évek elején történtek próbálkozások bérháztelefon típus bevezetésére, azonban minden siker nélkül. A Magyar Posta 1954-ben versenypályázatot írt ki bérháztelefon berendezés tervezésére. Ennek során 3 pályázatot fogadtak el: Gál József, Molnár Pál és Székely-Dobi Sándor pályázatát.

A három megoldás közül a Gál József-féle berendezés már próbaüzemben van, gyártása megkezdődött. Ez a berendezés öt vonallal 20 előfizetőt szolgál ki, előfizetőnként 0,8 ÁFOH kezdeményezett forgalom (0,005-ös veszteség) mellett. Működése — a versenypályázati feltételeknek megfelelően — a központból, ennek telepével, a vonalon át történik. A berendezés sűrűlódókeféjű gépet alkalmaz. Eltekintve a kapcsológéppel szemben támasztható aggályoktól, Gál József a bérházberendezés egyes áramköri feladatait igen szépen oldotta meg. A kapcsológép mágnesének működtetését az adott feltételek mellett a vonalon keresztül áramkörileg a lehető legjobban oldotta meg úgy, hogy áthallási zörejeket nem is észleltek. Igen ügyes a tapadó jelfogók felhasználása oly módon, hogy a körülményektől függően az előfizetői bekötő vonalak kiiktathatók az előfizetői egyéni jelfogónak meghúzott állapotban való tartásával, beszélgetés után. Gál József — tudatában lévén a kapcsológépek korlátozott élettartamának — igyekezett azokat minél kisebb mértékben igénybe venni. Így pl. a gépeket nem viszi alapállásba minden beszélgetés után, hanem otthagyja a helyén, számítva arra — és ez később igazolódott is —, hogy igen gyakran egy előfizető egymásután kétszer vagy többször is hív. Ez a megoldás tehát a gépek élettartama szempontjából előnyös, másrészt azonban talán biztonságosabb lenne kétszer egymásután nem ugyanazt a trunkót adni ugyanannak az előfizetőnek, mert pl. éjszaka idején egy előfizető egy esetleg meghibásodott trunktól képtelen megszabadulni (a 7D rural rendszerekben erre a szempontra ügyelnek).

A versenypályázatra beérkezett másik pályázat, a Molnár Pál-féle bérháztelefon, tiszta jelfogós rendszerű, de mivel sem helyi tápáramforrást, sem vezérlő áramköröket nem alkalmaz, a berendezés áramköri megoldása eléggé bonyolult és a jelfogók működési feltételei is eléggé kényesek. E berendezés a laboratóriumi minta stádiumában van. Célszerű lenne a berendezés kísérleti példá-

nyát elkészíteni, mert ezzel — mint tiszta jelfogós bérháztelefonberendezéssel — igen értékes tapasztalatokra tehetnénk szert.

A külföldi irodalomból az tűnik ki, hogy bérháztelefon berendezések iránt még telefonellátottság terén fejlett országokban is igen nagy az érdeklődés, ennél fogva nekünk is foglalkoznunk kell e problémával továbbra is. Kíváncsinos lenne, hogy a Posta és az ipar mérnökei — vagy direkt e célú vagy pedig más célú — tanulmányútjuk folyamán vizsgálják meg, hogy pl. Svájcban, Svédországban, Nyugat-Németországban mik az ottani Posta tervei a bérháztelefonnal kapcsolatban, mi a helyzet, mit várnak e területen és mik az eddigi tapasztalataik. Személyes érintkezés során elmondottak sokkal többet érnek, mint az általában propaganda ízü irodalmi cikkek.

Amennyiben egy Cross-bar elvű kapcsológéphez jutunk, akkor leghelyesebb lenne az amúgy is tervbe vett alközpontsorozattal egyidejűleg a bérháztelefont is újból megtervezni.

Ha a közeljövőben nem lenne várható a Cross-bar gép, akkor tiszta jelfogós megoldást kellene kidolgozni, de most már a rendelkezésünkre álló tapadó jelfogók felhasználásával. Ezeknek a jelfogóknak felhasználása főleg csak akkor szorgalmazandó, ha a Magyar Posta nem revideálná álláspontját a helyi telep használatát illetően. Egyébként az irodalomból nem lehet eldönteni, hogy a Cross-bar gépes vagy pedig a tapadó jelfogós megoldás előnyösebb-e. Az azonban majdnem kétségtelen, hogy a lépésként működő kapcsológép felhasználásától korszerű berendezésben ma már el kell tekinteni.

IRODALOM

1. BHG: „Univerzális segédközpont” c. műszaki leírás. TFO. 1956. VIII. 27.
2. Budavox szabadalmi bejelentése Gál József találmányáról. Bejelentés napja: 1955. nov. 23.
3. Balás Árpád: A bérházberendezés gazdaságos alkalmazása. Szocialista Posta 1955. nov. 5-i száma.
4. S. Lönnström: LM Ericssons Wählsternschalter (Gruppenstelle) AML 10, Ericssons Review 1955. No. 4.
5. E. Kurz: Le connecteur automatique de lignes (Leitungsdurchschalter). Bulletin Technique PTT 1950. No. 6.
6. P. Gyger: Leitungsdurchschalter 19—3—0 mit Pendelsteuerung.
7. G. Brettschneider: Ein Wählsternanschluss neuer Ausführung FTZ 1953. No. 2.
8. AEG Fernmeldetechnik: Wählsternschalter 1953. Aug.
9. H. Oertel: Der Wählsternanschluss 53. Fernmeldepraxis 1954. No. 16., 18., 20., 22., 24.
10. G. E. Fessler: A Remote Line Concentrator. Bell Laboratories Record 1957. May.
11. W. Pietsch: Wählsternschalter und Gemeinschaftsanschlüsse. Postarchiv 1941. No. 2.
12. H. Spülbeck: Grundsätzliches über Wählsternanschlüsse. TFT 1942. S. 167.
13. Langer cikke: Frequenz 1949. S. 366. Der Einfluss der Gemeinschaftsumschalter und der Dezentralisation auf den Aufbau der Ortsämter.

Televízió műsoradók nagy távolságú vétellehetőségének vizsgálata

Dr. BARTA ISTVÁN,

SIMONGYULA

Budapesti Műszaki Egyetem, Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszék

A cikk rövid ismertetést ad a Műszaki Egyetem Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszékének azon kísérleteiről, melyek alapján a nagy távolságban levő televízió adók vételének lehetőségét vizsgáltuk. Ismerteti az ország különböző területein végzett vételi kísérletek eredményeit, és képekkel szemlélteti a vétel minőségét. Következtetéseket von le a várható vételi viszonyok megállapítására.

A távoli televízió adóállomások műsorának vételi lehetőségére lefolytatott kísérletek 1955-ben indultak meg. A használt vevőkészülék Grundig 212 típusú, a nyugati 5,5 MHz képvivő-hangvivő távolságra hangolt hangrésszel és külön beépített katódkimenetű erősítővel a video jel és a különböző szinkronozó jelek oszcilloszkóppal való megfigyelésére. A kísérletek egyik célja az volt, hogy közvetlen vétel (Ballempfang) útján tegyék lehetővé külföldi adók műsorának magyarországi közvetítését. Erre a célra 1955—56-ban csak az osztrák adók jöhettek számításba, azóta működik már a bratislavai adó is.

A megfigyelések két csoportra oszthatók:

1. A horizont szélén fekvő televízió adóállomások megfigyelése.
2. A horizonton túl, esetleg több 1000 km. távolságban levő televízió adók megfigyelése.

1. A horizont szélén fekvő direkt sugárzással, vagy sporadikus szóródás útján vehető televízió adóállomások megfigyelése.

Az optikai látóhatár széléig az ultrarövid hullámok terjedését a közvetlen sugárzás jellemzi. Az optikai átlátás távolsága a hullámok elhajlását is figyelembe véve a

$$d = 4,12 \cdot (\sqrt{H} + \sqrt{h}) \cdot k$$

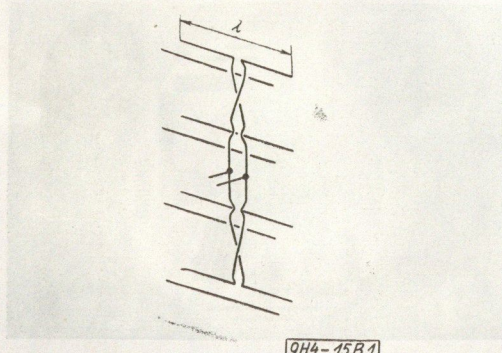
képlettel számítható, ahol

d az optikai átlátás távolsága km-ben

H az adóantenna magassága a közepes terjedési útvonal felett m-ben

h a vevőantenna magassága m-ben

k a terjedést befolyásoló elektromos tényezőket figyelembe vevő állandó



1. ábra

Az első kísérleteket Budapesten végeztük a Jánoshegyen (529 m.) a bécsi $\frac{5}{1}$ kW-os televízió adó vételére (az adóantenna tengerszint feletti magassága 420 m). 1955 augusztusában négyemeletes Yagi-antennával, antennaerősítő beiktatásával nem sikerült vételt elérni. Ezután sarokreflektoros dipol-antennával kísérleteztünk és a kb. fél órás műsorból 5 percig szinkronizálható, de alig élvezhető képeket kaptunk. A képből és hangból egyaránt erős fading volt. A harmadik alkalommal 4 emeletes egész-hullámú dipolokból felépített reflektoros antennát használtunk. A képek elég gyengék, „havasak”



2. ábra



3. ábra

voltak, lassú kb. 5 perces fading jelenségekkel. A jel/zaj viszony 2,5 volt. Ezek a kísérletek igazolták, hogy Budapest területén nem remélhető a bécsi televízió adó megfelelő vétele. Az optikai átlátás ugyanis az előbbieken megadott képlet alapján számítva $d = 160$ km, holott Jánoshegy—Wien, Kahlenberg útvonalon a távolság 230 km.

Szombathely, 1955. szeptember 14. A vett adóállomás: Graz 4/0,8 kW antennateljesítmény, körsugárzó antenna 1420 m tengerszint feletti magasságban. Az adóállomás távolsága 105 km, a vevőantenna négy emeletes, reflektoros egész-hullámú

dipolokból készült. Az optikai átlátás határa :

$d = 4,12 (\sqrt{1200} + \sqrt{20}) = 160 \text{ km.}$
(ha $k = 1$ értéket tételezünk fel), tehát a vétel lehetősége elméletben biztosított. A vétel a kétszer



4. ábra



5. ábra



6. ábra



7. ábra

3 órás megfigyelés alatt a vártnál sokkal jobb minőségű volt. Élvezhető, fadingmentes bár kissé „havas” képeket kaptunk. A műsorról készített fénykép-felvételeket mutatja a 2. és 3. ábra. Hasonló eredménnyel vettük a graz-i televízió adó műsorát Zalaegerszegen is 1955. szeptember 12-én, az adótól 125 km távolságban.

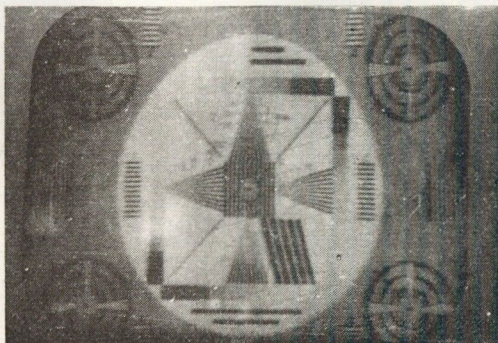
Sopron, 1955. november 5. A vett adóállomás Wien 5/1 kW antennateljesítménnyel. Távolság 60 km. Vevőantennánk 4 emeletes egész-hullámú dipolokból készült reflektoros antenna volt 25 m magasságban 30 m-es levezető kábellel, közbe antennaerősítőt iktattunk be. A kép zajmentes jó minőségű volt (4—5. ábra). A műsor a „Fidelio” helyszíni közvetítése volt a bécsi Operaház újramegnyitása alkalmából. A fentiekhez hasonló körülmények között jó eredménnyel vettük ismét itt a bécsi televízió műsorát 1956 július 14-én (6. ábra).

Győr, 1955. október 14. Vett adóállomás Wien 5/1 kW adóteljesítménnyel 420 m tengerszint feletti adóantenna magassággal. Vevőantennánk 4 emeletes egész-hullámú dipolokból készült reflektoros antenna volt 25 m magasságban. Az optikai átlátás :

$$d = 4,12 (\sqrt{320} + \sqrt{25}) = 96 \text{ km.}$$

szemben a 120 km távolsággal. A vétel elég jó, fadingmentes volt (7. ábra).

Dobogókő. A bécsi televízió adás esetleges átvételének lehetőségét vizsgáltuk a Dobogókőn végzett vételi kísérletekkel. A vett adóállomás Wien 5/1 kW. Vevőantennánk 725 m (tengerszint felett) magasságban elhelyezett 4 emeletes reflektoros egész-hullámú dipol oszlop volt. Az optikai átlátás $d = 179 \text{ km}$, szemben a Dobogókő—Kahlenberg közti 220 km-es távolsággal. Azért választottuk ki erre a célra Dobogókőt, annak ellenére, hogy a bécsi adás átvételére alkalmasabb földrajzi fekvésű helyet is találtunk volna, mert itt a hegycsúcs jól megközelíthető és megfelelő lehetőségeket találtunk a vevő és átvételi adó működtetéséhez (hálózat, antennafelszerelés). E kísérletek alapján kezdődött el a Posta és a Televízió munkája, mely a kedvezőbb vételi lehetőségeket nyújtó Gerecse hegyre telepített vevőkészülékkel és a budapesti televízió adó felé irányított mikrohullámú adóberendezéssel teszi lehetővé mind a baráti (német és cseh), mind a nyugati (Eurovision) adók műsorának közvetítését. Erről azonban majd külön beszámoló jelenik meg.



8. ábra

Az első dobogókői vételi kísérletet 1956 május 9-én kezdtük meg. A megfigyelés 3 napig tartott. A vétel általában jó volt, de a délutáni órákban különösen feljavult. A vett vizsgálóképeken (Test-



9. ábra



10. ábra



11. ábra



12. ábra

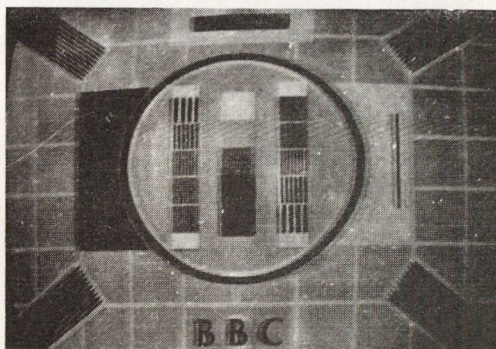
bild) a legyező 300 sorig jól szétnyílt (8. ábra). A video jelet vizsgálva 4 : 1 jel/zaj viszonyt mérünk.

A második kísérletet Dobogókőn 1956. július 21-én végeztük, a fentiekhez hasonló körülmények között, de nagyobb nyereségű antennával. A vett műsor a Magyar Állami Népi Együttes milánói fellépése volt, melyet Bécs is közvetített az „Eurovision” tagjaként. A vétel állandóan jó minőségű volt, ami a 9. 10. 11. képeken is látható.

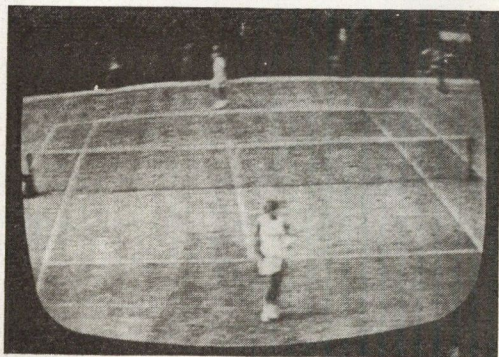
Dobogókőn a harmadik megfigyelési periódus 1956. október 10-én kezdődött és 15-ig tartott. A vétel valamivel gyengébb volt az előzőnél, de még mindig élvezhető, fadingmentes képeket kaptunk. Október 13-án 19,45-kor a pekingi Opera bécsi vendégszereplésének, október 14-én 14,15-kor pedig az osztrák—magyar labdarúgó mérkőzésnek helyszíni közvetítését vettük (12, 13. képek). Mind-



13. ábra



14. ábra



15. ábra

két vételt közvetítettük 350 MHz-en a Széchenyi hegyi televízió adónak, azonban ezen átviteli lánc hibája miatt (szinkron-jel frissítés) a magyar televízió által sugárzott képek minősége nem volt megfelelő.

Ezek a vételi kísérletek, melyeket az optikai átlátás határán kissé kívül eső helyeken végeztünk, azt mutatták, hogy az átlátásra megadott képletben szereplő „ k ” állandó egynél mindig nagyobb. Tapasztalataink szerint a Wien — Budapest útvonalon $k = 1,1 \dots 1,3$ értékű volt az 5/1 kW-os adóteljesítménynél. Az ismertetett vételi eredmények azt mutatták, hogy a nagytávolságú vétel határát — ahol még tűrhető képek kaphatók — a 12 dB jel/zaj viszonyban lehet megállapítani. A vétel minőségére még a fading és a vizsgálóképből leolvasható jellemzők mérvadók.

2. A horizonton túl nagy távolságokra levő televízió adók megfigyelései.

1955 júniusában a napfogyatkozás hetében tapasztaltunk különösen jó vételi viszonyokat. Ekkor vettük a moszkvai, kievi televízió adásokat és a londoni televízió adás hangját (megfelelő készülék hiányában a képet nem tudtuk venni). A vételi viszonyok alakulásából nem következtethetünk

egyértelműen arra, hogy ez a jó vétel valóban a napfogyatkozás következménye-e, vagy csak a kedvező időjárásé.

A londoni adás első aránylag jól látható, de nem élvezhető vételét 1956. március 24-én értük el a tanszéken felállított antennával, „Cossor” típusú vevővel. Folytonos vétel nem volt lehetséges és a képek is nagyon gyengék voltak. Jobb antenna alkalmazásával a vétel javult és 1956 júniusában az erős napfolttevékenység idején szokatlanul jó vétel volt (14. 15. kép). Ebben az időszakban sikerült a svájci televízió adás vétele is, június 19-én.

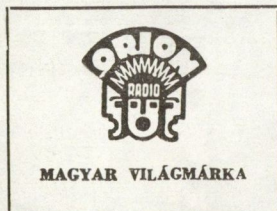
Ezek a nagyon nagy távolságú vételek szinte véletlen jelenségek, nagyon kedvező ionoszféra és hullámtörési viszonyok kialakulása esetén következtek be és a legjobban elhelyezett nagynyereségű antennákkal sem állandósíthatók.

A cikkben ismertetett vételi kísérletekben a Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszéken Bíró István tudományos kutató, Takács Ferenc és Ferenczy Pál tanársegédek vettek részt. A Dobogókőn végzett közvetítési kísérletben a Hadmérnöki Karról Szokolai György adjunktus is részt vett és közreműködött a Postakísérleti Intézet is, támogatásukért ez úton is köszönetet mondunk.

ORION TELEVIZIÓ

AT 501 *Superrendszerű, kétcsatornás, nagy érzékenységű televízió vevőkészülék : 43 cm képcsővel, 180 W áramfogyasztás, 220 V váltóáramhoz*

AT 301 *A budapesti nagyadó vételére alkalmas 1 csatornás készülék : 43 cm-es képcsővel, 85 W áramfogyasztás, 110/220 V váltóáramhoz*



AT 302 *Az AT301 típussal azonos televízió készülék : két hullámsávós (rövid, közép) rádióval kombinálva. Diszes fadobozban — — —*

A mágneses hangrögzítéstechnika jelene és fejlődésének iránya

HECKENAST GÁBOR

Magyar Rádió és Televízió Fejlesztési Laboratórium

A szerző a közvetlen mágneses hangrögzítést tárgyalja. Megvizsgálja azokat a korlátokat, melyeknél a szalag, a fejek és a szalag mozgását végző mechanizmus a frekvenciasáv, a jel/zaj viszony, a torzítás és a hangmagasság-ingadozás további javításának útjába állít. Az összes ható tényezők részletes elemzését kiértékelés követi, melyben a szerző megjelöli azokat a szerkezeti részeket, melyeknél leg- a legnagyobb fejlődés látható. A befejező rész a hazai magnetofongyártás jelenével és jövőjével foglalkozik.

Az 1940-es évek a hangrögzítés technikájában alapvető átalakulás kezdetét jelentették. A négy évtizeddel előbb szabadalmaztatott mágneses hangrögzítési eljárás hosszas kutató és fejlesztő munka eredményeként olyan minőség elérését tette lehetővé, amely — legalább is akkor úgy látszott — a többi eljárást, így a hanglemezt is háttérbe fogja szorítani. A következő 10—15 évben hihetetlen gyors fejlődésnek lehettünk tanúi. A mágneses hangrögzítés szinte egyeduralkodóvá vált a rádió-stúdiók üzemében, betört a film- és hanglezgyártás területére és egyre növekvő mértékben kerültek kereskedelmi forgalomba olcsó, kis készülékek, olyan közszükségleti cikként, mint a rádió, vagy lemezjátszó. A fejlődés azonban azt is megmutatta, hogy a magnetofon a hanglemezeknek nem annyira vetélytársa, mint inkább kiegészítője. A mikrobarázdás és változó barázdásúrságú „long—play” lemezek új nyersanyagok felhasználása, valamint a felvételi eljárás és a visszaadó berendezések tökéletesítése révén kb. ugyanolyan vagy jobb hangminőséget nyújtanak, mint a kereskedelmi forgalomban kapható kismagnetofonok. Ugyanakkor a lemez kétségtelen előnyökkel rendelkezik. A lemezjátszók kezelése lényegesen egyszerűbb, mint a legegyszerűbb magnetofoné, és alacsonyabb árak következtében sokkal szélesebb tömegek számára elérhetők. Míg hanglemezekben a legkitűnőbb előadásban és kiváló minőségben a különböző műsorszámok igen széles skálája szerezhető meg, addig a magnetofon tulajdonos a valóban kiváló minőségű, „Hi-Fi” műsorellátás tekintetében az ultrarövidhullámú rádióműsorokból való felvételre, vagy hanglemezek átjátszására van utalva. A műsorrall ellátott szalagok forgalombahozatala egyes országokban megkezdődött ugyan, azonban hanglemezekben ma is lényegesen nagyobb a választék. Ez tehát azt jelenti, hogy a magnetofon egyre növekvő népszerűsége mellett a hanglemezeknek még hosszú ideig igen megalapozott és jelentős szerepe lesz.

A fentiekben vázolt fejlődésnek megfelelően a magnetofonoknak két jól elválasztható csoportja alakult ki. Az egyikbe tartoznak a rádió-stúdiók, film- és hanglezgyárak, valamint más, hangrögzítéssel hivatásosan foglalkozó intézmények „professional” gépei, míg a másikba a magán-személyek szórakozását szolgáló amatőr készülékek. Az első csoportba sorolható gépeket általában a

minőség, az üzembiztonság és állékonyság feltétlen biztosítása jellemzi, az ár, a súly és a méretek kérdése másodrendű, míg a második csoportnál éppen az előbb említett jellemzők terén tesznek engedményt az olcsó, könnyű, kisméretű, egyszerű és kényelmes kezelést igénylő kialakítás érdekében.

A mágneses hangrögzítés terén kezdetben mutatkozó rendkívül gyors iramú fejlődés az utóbbi években némileg meglassult. A viszonylag gyorsan és könnyen elérhető eredmények után ma a hosszabb kutatást, fejlesztést kívánó feladatokra került sor. A mágneses rögzítés elmélete — néhány részletkérdéstől eltekintve — elég megnyugtató és elfogadható módon lezártnak tekinthető. Az erősítő-technika magasfokú fejlettsége biztosítja, hogy az erősítők vonalán felmerülő problémák a legkönnyebben oldhatók meg. Jelentős kutató munka folyik viszont a szalagok fejlesztése terén, új fejtanyagok és gyártási technológia kidolgozása érdekében, valamint a nagy problémákat jelentő mechanizmus egyes elméleti és gyakorlati kérdéseinek megoldására. Ez a fejlesztési munka szoros kapcsolatban van azzal is — ami ugyancsak az utóbbi évtized fejlődését jellemzi —, hogy a mágneses rögzítést sok előnyös tulajdonsága miatt egyre fokozódó mértékben alkalmazzák nemcsak hangfrekvenciás, hanem egyéb jelek rögzítésére is. Ezen újabb alkalmazási lehetőségek közül a képrögzítés, a különböző regisztráló műszerek, az automatika és az elektronikus számológépek területén való felhasználás a legjelentősebb. Az új alkalmazási terület a hangrögzítésnél kizárólag használt közvetlen felvételi eljárás mellett újabb, frekvenciamodulációs, impulzusmodulációs, stb. felvételi módszerek kialakításához vezet. E cikknek nem célja, hogy ezen eljárások részletezésére bővebben kitérjen, s az alábbiakban elsősorban a közvetlen rögzítési eljárás korlátaival, a jelenlegi helyzettel és a fejlődés irányával kíván foglalkozni, mindenütt szem előtt tartjuk azonban azokat az igényeket és eredményeket, amelyek a többi módszerrel kapcsolatban vetődtek fel, illetve adódtak, s valamilyen vonatkozásban a közvetlen felvételi eljárásra is kihatnak.

A közvetlen rögzítés fejlődésének jó iránya

A közvetlen rögzítési eljárást a viszonylag egyszerű eszközökkel elérhető nagy sáv szélesség, kielégítő jel/zaj viszony és alacsony torzítás jellemzi. Használata minden olyan esetben indokolt, amikor egyenáramú vagy igen kis frekvenciájú komponens nem tartalmazó amplitudófüggvény rögzítése a cél. Természetesen különböző modulációs eljárások segítségével a fent említett jellemzőket illetően lényegesen jobb eredmények is elérhetők, azonban tetemes költségnövekedés és lényegesen bonyolultabb berendezés árán.

A közvetlen rögzítési eljárás fejlesztésének irányát jelenleg két fő célkitűzés szabja meg. Az egyik célkitűzés — amely elsősorban a hangrögzítésnél jelentkezik — a műsoridő-egységre eső szalagköb-tartalom csökkentése a minőség változatlanul való megtartása, illetve kismértékű javítása mellett. A másik követelmény a képrögzítésnél a sáv szélesség növelése, anélkül, hogy a szalagsebesség, s ezzel együtt a műsoridő-egységre eső szalagköb-tartalom jelentősen megnőne. Technikailag ez a két célkitűzés majdnem teljesen azonos problémát vet fel.

A szalagok mágneses tulajdonságainak javítása, a két vagy több hangcsíkos felvételek bevezetése és a szalag alapanyag vastagságának csökkentése ezen a téren máris jelentős eredményeket biztosított. Míg tíz évvel ezelőtt a szalagköb-tartalom/műsoridő arány 17 cm³/perc volt, addig ma — a laboratóriumi eredményeket is figyelembe véve — ugyanaz a minőség 0,265 cm³/perc arány mellett elérhető. A térfogat tehát 10 év alatt 1/64 részére csökkent, ami más szavakkal azt jelenti, hogy a 20 perc felvételt tartalmazó 280 mm átmérőjű régi szabványos tekercsekkel szemben ma a legkisebb, 75 mm Ø csévékre 63 perces műsört rögzíthetünk.

A közvetlen rögzítés korlátai

Az alábbiakban megvizsgáljuk azokat a korlátokat, amelyeket a hanghordozó közeg (szalag), a rögzítést és letapogatást végző szerv (fejek), és a hanghordozó közeg mozgását végző mechanizmus

1. a frekvenciasáv,
 2. a jel/zaj viszony,
 3. a torzítás és
 4. a hangmagasság ingadozás
- további javításának útjába állít.

1. A frekvenciasáv kiterjesztésénél elsősorban olyan akadályokba ütközünk, amelyeknek leküzdése tulajdonképpen nem a frekvencia növekedésével, hanem a hullámhossz, $\lambda = \frac{v}{f}$ csökkenésével válik egyre nehezebbé. A problémák tehát a szalagsebesség csökkentésekor és a sáv felső határának kitolásakor teljesen azonos módon jelentkeznek. A hullámhosszfüggő csillapítások okai és a csillapítási tényezők az alábbiak:

a) a szalag mágnesezhető rétegének véges vastagsága következtében előálló hullámhosszfüggő önleágnesződés

$$e^{-\frac{\lambda_1}{\lambda}}$$

ahol λ a felvett jel hullámhossza

λ_1 a szalag karakterisztikus hullámhossza, a szalagra jellemző állandó

b) a lejátszófej részének véges szélessége következtében előálló réshatás

$$\frac{\sin \alpha}{\alpha}$$

ahol $\alpha = \frac{\pi s}{\lambda}$

s = a rés szélessége

λ = a felvett jel hullámhossza

c) a szalagszélesség változása és a szalagvezető elemek toleranciája, valamint a felvevő és lejátszófejek résállása között lévő szögeltérés következtében elkerülhetetlenül fellépő résferdeség

$$\frac{\sin \alpha'}{\alpha'}$$

ahol $\alpha' = \frac{\pi b \operatorname{tg} \delta}{\lambda}$

b = a szalag szélessége

δ = a résferdeség szöge

λ = a felvett jel hullámhossza

d) a szalag felületi érdessége következtében a fej és szalag között keletkező légrés

$$e^{-\frac{2\pi d}{\lambda}}$$

ahol

d = a fej és szalag közötti légrés

λ = a felvett jel hullámhossza

e) a felvevőfej nem élesen határolt mágneses tere miatt bekövetkező felvételi leágnesződés.

A frekvenciával, annak négyzetével és nem a hullámhosszal függ össze az alábbi csillapítás:

f) a felvevő- és lejátszófejben keletkező hiszterézis és örvényáram veszteség.

2. A mágneses rögzítésnél keletkező zajokat három csoportban tárgyalhatjuk:

a) az elektronikus rendszer az ellenállászajokat, a csövek, főleg az első cső sörét és villódzási zaját a mikrofóniás zajt, valamint a kapacitív és induktív úton felvett idegen jeleket (főleg hálózati bűgást) szolgáltatja. A fejek, elsősorban a lejátszófej a szórt mágneses terekből eredő zajt (hálózati bűgás, nagyfrekvenciás törlésből és előmágneseződésből átszóródó jelek) továbbá a fej forrásellenállásának termikus zaját produkálja

b) A nyugalmi zaj a csak előmágnesezett, de hasznos jelet nem tartalmazó szalag lejátszásakor jelentkezik, s fő okozói a szalag szemcsés struktúrája következtében adódó mikromágnesterek.

c) Az üzemi, modulációs, vagy jel mögötti zaj csak hasznos jel jelenlétében mutatkozik. Okozója a mágnesezhető réteg mágneses tulajdonságainak kismértékű ingadozása, a mágnesezhető réteg vastagságának, valamint a fej és a szalag közötti érintkezés változása és a szalagsebesség ingadozása.

3. A mágneses hangrögzítésnél fellépő különböző (harmonikus, intermodulációs) torzításokat okozhatja

a) az elektronikus berendezés és a fejek, (ez azonban elhanyagolható)

b) a szalag, ahol a torzítás a szalag dinamikus mágnesezési jelleggörbéjének görbültségéből ered, s főleg páratlan harmonikusokból tevődik össze. A torzítás nagymértékben függ az előmágnesezés beállításától. A helyes munkapont megválasztása általában csak kompromisszumos alapon történhet, mert a legkisebb torzítás és a legnagyobb hasznos jelszint — ezzel együtt a legkisebb jel/zaj

viszony — nem ugyanazon előmágnesezés mellett adódik.

c) a szalagsebesség ingadozása. Ilyenkor ugyanis frekvenciamoduláció áll elő, s a keletkező oldal-sávok komponensei torzításként jelentkeznek.

d) a hasznos jel és az előmágnesező nagyfrekvenciás jel között előálló interferencia produktumai.

4. A hangmagasságíngadozás (nyávogás) kizárólag mechanikai okokra vezethető vissza. Az egyes okok az alábbiak:

a) a forgó alkatrészek excentricitása. A fellépő hangmagasságíngadozás mértéke %-ban

$$\varphi\% = \frac{400 e}{d}$$

ahol

e = az excentricitás

d = a forgó alkatrész átmérője.

b) a forgó alkatrészek — elsősorban a motorok — egy fordulaton belüli szögsebességíngadozása. Oka a többpólusú, rendszerint segédfázisú motorok nem szabályos mágneses tere, a nem kielégítő dinamikus kiegyensúlyozás, stb.

c) a szalagnak a nem mozgó vezetőelemeken való súrlódása és rugalmassága következtében előálló hosszirányú rezgései.

A jelenlegi helyzet és a fejlesztés lehetőségei

1. a) Az önlemágneseződés mértéke elsősorban a szalag koercitivitásától, illetve a koercitív erő/remanencia viszonytól függ. Csökkenthető volna a lemágneseződés hullámhossz-függősége a mágnesezhető réteg vastagságának növelésével is, ez a módszer azonban eleve kizárt. Marad tehát a kemény mágneses anyagok alkalmazásának a lehetősége. A régebbi szalagok koercitív ereje 100—130 oersted, $\lambda_1 = \lambda_2$ jük 150—100 μ . Ezzel szemben a korszerű szalagoknál 320—350 Oe. koercitivitás mellett 45—40 μ -os λ_1 érhető el. Ezek az adatok az átviteli sáv szempontjából azt jelentik, hogy a régi szalagokon 19,05 cm/s sebesség esetén a lemágneseződés miatt már 1300—1900 c/s-nál 8,7 dB szint-csökkenés következett be, ugyanakkor a jelenlegi szalagokon ez az esés csak 4200—4800 c/s-nál jelentkezik. A fenti adatokat figyelembe véve az a legkisebb hullámhosszúságú jel, amely szalagról a hangrögzítésnél megkívánt jel/zaj viszony mellett ideális (vesztégmentes) lejátszófejjel még reprodukálható kb. 4 μ . Ez 4,75 cm/s sebességnél 12 000 c/s frekvenciának felel meg. Lényegesen rosszabb jel/zaj viszony mellett (pl. képrögzítésnél) egészen speciális szalagokkal elérhető a 2 μ -os hullámhossz, ami 10 m/s sebesség mellett 5 MC/s átvitelét biztosítja. A további fejlődést illetően igen kevés közlemény található, azonban a mágneses anyagok területén folyó intenzív kutatómunka valószínűleg újabb eredményeket fog hozni.

b) A lejátszófejek elérhető legkisebb résszélességét a jelenlegi technológia mellett a felhasznált résfólia mérete, a résnél lévő felületek megmunkálási pontossága és a szerelés minősége szabja meg. Így a sorozatgyártásban biztosítható legkisebb résszélesség kb. 5 μ . Kísérleti vagy egyedi gyártásban azonban sikerült már 1 μ résszélességű fejet készí-

teni. A rést az egyik, vagy mindkét vasmagfél pólusfelületére elektrolízis, elektroforézis, szórás, vagy vákuumgőzölgtetés segítségével felvitt diamágneses réteg képezi. Ilyen célra a legmegfelelőbb diamágneses anyagnak az antimon, illetve a bismut bizonyult. A kb. 1 μ -os rés ily módon történő előállítása természetesen a pólusfelületek igen finom megmunkálását követeli meg. Az utóbbi időben polimerizált szerves hártyák alkalmazásával is kísérleteznek a rés előállításánál. Az elért eredmények jelentőségét világítsa meg az alábbi összehasonlítás: míg a régebben használt 20 μ -os fejek 19,05 cm/s sebesség mellett 10 kc/s-nál kb. 25 dB réscsillapítást okoztak (közben a 20 μ -os hullámhossznál már teljes kioltás van), addig az 5 μ -os fej csillapítása kb. 1 dB, az 1 μ -osé pedig elhanyagolható.

A résszélesség csökkentése a rés növekvő mágneses sönthatása miatt a fej érzékenységet is csökkenti. Ez azonban kisebb résmélység alkalmazásával kompenzálható. A régebbi 1—1,5 mm résmélység helyett ma általában 0,3—0,5 mm a szokásos, sőt videofrekvenciás célra 0,03 mm résmélységű fejet is készítettek. A kisebb résmélység természetesen a fejek élettartamának rövidülését is jelenti. A szalagsebesség csökkenése következtében azonban a fejek igénybevétele is kisebb lett, így a kisebb sebességű gépeknél majdnem ugyanaz a fejek élettartama, mint a nagysebességű készülékeken a nagyobb résmélységű fejeké volt.

Az elektrolitikus úton előállított rés valószínűleg a sorozatgyártásnál is alkalmazható lesz, s mivel gyártástechnológiaiilag is előnyös, széleskörű elterjedése várható.

c) A legújabb szabványok a szalag szélességét 6,25 mm-ben rögzítik és a megengedett tolerancia $\pm 0,05$ mm. Ennek megfelelően a szalagvezető elemeknek legalább 6,3 mm szélességűnek kell lenniük. Kedvezőtlen esetben tehát 0,1 mm, a saját síkjába eső elmozdulási lehetősége van a szalagnak. A vezető elemek távolsága és az elmozdulás lehetősége megszabja azt, hogy mekkora lehet a szalag középvonala és a rés által bezárt szög ingadozása. A vezetőelemek között 50 mm távolságot feltételezve, ez a szög maximum $\pm 0,002$ radián, vagyis kb. $\pm 6'$. Ezzel szemben az előbb említett 4 μ hullámhosszúságú jel teljes kioltása következik be, ha a rés szélének alsó, vagy felső végpontja a helyes állástól 4 μ távolságra jobbra, vagy balra elmozdul. Az ehhez az elmozduláshoz tartozó szögelfordulás viszont 6,25 mm széles szalagnál 0,00064 radián, vagyis 2,2'. Ebből az egyszerű példából látható, hogy a rövidhullámhosszúságú jelek átvitelénél a legnagyobb nehézséget a szalagvezetés pontatlansága jelenti. Különösen kitűnik ez, ha figyelembe vesszük hogy ilyen kismértékű szögelfordulások a hőmérsékletnek és a levegő páratartalmának változásából, a mechanizmus szerelőlapjának belső feszültségek következtében beálló vetemedéséből, stb. is adódhatnak. Az átviteli sáv felső határán tehát kis sebességeknél az előbbi okokból kifolyólag mindig jelentős amplitudó ingadozással kell számolni. Javulást ezen a téren csak a szalagméretek toleranciájának további szigorítása hozhat, jöllehet már a mai előírások is elég nehéz feladat elé állít-

ják a szalaggyárakat. Emellett fokozott gondot kell fordítani a vezetőelemek, fejbeállító szerkezetek kialakítására.

d) A szalag és a fej közötti rés csökkentése két úton lehetséges: egyrészt a szalag felületi simaságának növelésével, másrészt a fej szalaggal érintkező részének finomabb megmunkálásával. Nagy javulást jelentett a kezdetben kizárólag használt acetilcelluloze alapanyag helyett a pvc, illetve polyester hordozók alkalmazása. A lényegesen simább felület mellett egyéb előnyök is adódtak. A Du Pont féle Mylar és Cronar fóliák szakító szilárdsága ötszöröse, hajlító szilárdsága ezerszerese az acetilcellulozenak. Így lehetőség nyílt sokkal vékonyabb hordozók készítésére. A legújabb szalagok vastagsága $26\ \mu$, a régebbi $50\ \mu$ -nal szemben, ugyanakkor szakító szilárdságuk nagyobb. A vékony szalagból a 13 cm átmérőjű orsóra az eddigi 180 m helyett 360 m fér el, s így $4,75\ \text{cm/s}$ sebességnél 2×126 perc műsor rögzíthető. A vékony szalagok hajlékonysága is nagyobb, a fej és a szalag közötti érintkezés ezáltal is jobbá válik. Az új alapanyagok további előnye, hogy a nedvességtartalom nyúlásukat csak igen kis mértékben befolyásolja. A lég-nedvességtartalom 50%-ról 70%-ra való növekedésekor az acetilcelluloze szalag 0,9%-kal, a Cronar fólia viszont csak 0,04%-kal nyúlik meg. A műanyagipar rohamos fejlődése miatt minden valószínűség szerint még inkább megfelelő, új anyagokra lehet számítani.

e) A felvevőfej külső mágneses tere trapéz alakúnak tetelezhető fel. A trapéznek a szalag mozgási irányába eső éle, illetve az él meredeksége határozza meg, hogy a felvételnél bekövetkezik-e lemágnesesződés. Legyen

λ_e = az előmágnesezés hullámhossza

λ_h = a hasznos jel hullámhossza

l = a trapéz alakú tér lefutó élének a szalag irányába eső vetülete.

Ha $l < \lambda_e < \lambda_h$ (ideális eset), akkor mind az előmágnesező, mind a hasznos jel a szalagra rögzítődik. Ha $\lambda_e < l < \lambda_h$ (hosszú hullámhosszak esete) akkor az előmágnesezés jelentős csillapítást szenved, viszont a jel változatlanul a szalagra rögzítődik. Végül ha $\lambda_e < \lambda_h < l$ (rövid hullámhosszak esete), akkor a hasznos jel is csökkent amplitudóval kerül a szalagra. A mágneses tér élesen határolt volta a rés szélességétől és mélységétől, a résbehelyezett fólia anyagától, a mágnesező tér intenzitásától, valamint a szalag és a fej permeabilitásának viszonyától függ. A jelenleg megvalósítható résszélességekkel ez a kérdés kielégítően megoldható, és a diamágneses résanyagok alkalmazásától további javulás várható.

f) Az örvényáram veszteségek a fejvasmag lemezvastagságának csökkentésével és a lemezanyag fajlagos ellenállásának növelésével történhet. Ezen a téren jelentős eredményt jelent az Alfenol nevű vas-alumínium ötvözet kidolgozása, amelynek fajlagos ellenállása lényegesen nagyobb, mint a permalloyé, ugyanakkor hasonló kedvező mágneses tulajdonságokkal rendelkezik. Ezen

kívül az Alfenol egyéb előnye még, hogy keménysege nagy, így finomabban megmunkálható, a hideg megmunkálás a mágneses tulajdonságokat alig változtatja meg és a fej élettartama nagyobb. Emellett — főleg videofrekvenciás jelek rögzítésénél — használják a különböző ferriteket (pl. Ferroxcube) és egyéb speciális ötvözeteket. (pl. Hymu). A fejjanyagok fejlesztése terén további fejlődés várható

2. A mágneses hangrögzítésnél a jel/zaj viszony és a torzítás kérdése nem választható külön. A torzítás mértéke nyilvánvalóan összefügg a jel amplitudójával. Amennyiben a megengedett torzítás mértékét valamilyen értékben megszabjuk, ezzel megszabtuk a maximális hasznos jelszintet is. Mivel a mágneses hangrögzítésnél a zajt mindig a megengedett maximális torzításhoz tartozó jelszinthez viszonyítjuk, a jel/zaj viszony növelésének két útja van: az egyik az alapzaj csökkentése, a másik pedig a megengedett torzításhoz tartozó hasznos jelszint növelése. Világos, hogy itt csak kompromisszumos megoldás lehetséges, s a magnetofontechnika egyik alaptörvényének tekinthetjük azt, hogy a lehető legjobb jel/zaj viszony elérése érdekében a csúszszintet mindig a megengedhető legnagyobb torzításhoz kell megszabni.

a) A jelenleg elérhető jel/zaj viszony — a teljes rendszert tekintve — korszerű szalagok használatára esetén kb. 60 dB. Ez az érték lineáris mérés mellett értendő (Fremdspannung, unweighted noise). A fülkarakterisztikának megfelelő szűrővel történő mérés esetén (Geräuschspannung, weighted noise) kb. 70 dB jel/zaj viszony kapható. A teljes rendszerre vonatkozó ilyen jel/zaj viszony elérésének viszont előfeltétele, hogy az elektronikus rendszer és a fejek jel/zaj viszonya legalább 65 dB legyen. A lejátszásnál a frekvenciától függően 40—90 dB erősítés szükséges. Az első cső rácsára vonatkoztatott zajfeszültség ennek megfelelően a megadott jel/zaj viszony mellett az erősítéstől függően, $8-0,03\ \mu\text{V}$ lehet, vagy más szavakkal az átlagos effektív zajszintnek —130 dB-nek kell lennie. Tekintettel arra, hogy a jelenlegi jó csöveknek a rácsra vonatkoztatott zaj kb. 1—2 mV még bemenőtranszformátor alkalmazása esetén is a technikai lehetőségek határát igen erősen megközelítjük.

Az eredő jel/zaj viszony alakulását erősen befolyásolja a szükséges korrekció mértéke. A korrekciót a jelenleg érvényes szabványok megosztják a felvevő- és lejátszóerősítők között. A lejátszóerősítő az indukció törvényéből adódó 6 dB /oktáv emelést és a szalag öndemagnetizációs csillapításának egy részét kompenzálja. Frekvenciamenetének meghatározott időállandójú RC tag impedancia változásával kell analógnak lennie. Az időállandó a sebességtől függ; $76,2$ és $38,1\ \text{cm/s}$ -nál $35\ \mu\text{s}$, $19,05\ \text{cm/s}$ -nál $100\ \mu\text{s}$, $9,5\ \text{cm/s}$ -nál $200\ \mu\text{s}$. A lejátszóerősítő kompenzálja ezenkívül a lejátszófej veszteségeiből eredő szintcsökkenést a sáv felső részén. A további frekvenciafüggő csillapításokat a felvevőerősítő korrigálja olyan mértékben, amennyiben ezt a természetes hangjelenségek spektrális eloszlása a szalag túlvezérlése nélkül lehetővé teszi. A zaj szempontjából az a kedvezőbb, ha a lejátszóerősítő-

ben a lehető legkisebb magashang korrekciót alkalmazzuk és a szükséges emelést a felvevőerősítőben végezzük el. Természetesen ez csak olyan mértékben valósítható meg, amilyen mértékben a szalag lemágneseződésének kisebb, vagy nagyobb része a túlvezérlés veszélye nélkül a felvevőerősítőben kompenzálható. Tekintettel arra, hogy a korszerű szalagok ezt lehetővé teszik, célszerűnek látszik a jelenlegi lejátszási korrekciók időállandójának megváltoztatása 19,05 cm/s-nál 50, 9,5 cm/s-nál pedig 100 μ s-ra. Ilyen értelmű javaslattal az IEC már foglalkozik. A kisebb időállandó következtében a lejátszáskor a jel/zaj viszony kb. 6 dB-lel javul.

Az általában használt kisimpedanciájú lejátszófejek ellenállásaja 30—15 000 c/s sávszélességnél kb. 0,05 μ V. 1 : 20 áttételű bemenőtranszformátor esetén a rácson ez kb. 1 μ V zajfeszültséget jelent, a fej tehát majdnem ugyanolyan mértékben vesz részt a zajkeltésében, mint az elektronikus rendszer.

A jel/zaj viszony további javítása nem igen szükséges. A törekvés ma inkább arra irányul, hogy a jelenlegi jel/zaj viszony kisebb torzításhoz tartozó jelszint mellett legyen elérhető.

b) Az előzőekben említett 60 dB jel/zaj viszony már magába foglalja a hasznos jelet nem tartalmazó, de előmágnesezett szalag zaját. A szalag nyugalmi zaja tehát elég kismértékű, lényeges javítása nem szükséges. Rendkívül fontos azonban, hogy a szalag semmiféle egyirányú mágnesezettséget ne kapjon. Egyirányú mágnesezést okozhat az előmágnesező áram torzultsága is, különösen, ha a torzítást páros felharmonikusok jelenléte okozza. Ennek elkerülését szolgálja az, hogy jelenleg majdnem mindenütt ellenütemű oszcillátort alkalmaznak, amely páros felharmonikusokat nem termel. Korszerű ferrit fejekhez az ellenütemű oszcillátor kisteljesítményű iker csövekkel építhető.

c) A modulációs zaj a jelenlegi szalagoknál kb. —30, —40 dB. A modulációs zaj fehérzaj jellegű, mindég csak jel jelenlétében észlelhető és nagysága a hasznos jel amplitúdójával arányos. Éppen ezért nem túlzottan zavaró, sok esetben csak gyakorlott füllel hallható zajnak, az eredeti hangot azonban mindig észrevehetően meghamisítja. Lényegesen kellemetlenebb, ha a modulációs zaj valamilyen gyártástechnológiai, vagy üzemeltetési okból kifelől fehérzaj jellegét elveszti és a spektrum egyes részeire koncentrálódik. A modulációs zaj csökkentését a mágnesezhető bevonat nagyobb szemcsefinomságától, a szalaggyártási technológia korszerűsítésétől, a simább szalagok, jobban megmunkált fejek és egyenletes sebességű gépek alkalmazásától várhatjuk.

3. a) Az elektronikus berendezés és a fejek torzítása a mágneses hangrögzítésnél — mint már említettük — elhanyagolható.

b) A szalag torzítása az előmágnesezés mellett a jelszinttől függ. Gyakorlati tapasztalatok azt mutatják, hogy a szalag telítési határához tartozó szint alatt kb. 8 dB-lel a torzítás 3%, s további 6 dB szintcsökkentéssel érhető el az 1%-os torzítás. Jelenleg általában azt a jelszintet tekintik csúcshatárértéknek, amelyhez 3% torzítás tartozik. (Ezt a követelményt sok esetben úgy adják meg, hogy a

termelt 3. harmonikus, amely a torzításban dominál, 30 dB-lel legyen a hasznos jelszint alatt.) A nemzetközi szabványok a gépek azonos szintre történő beállítását szolgáló mérőszalagok vonatkoztatási szintjét a szalag összehasonlító úton mért mágnesezettségével adják meg, az alábbi értékekben:

76,2	cm/s-nál	1000	c/s-nál	0,1	Maxwell
38,1	„	1000	„	0,2	„
19,05	„	333	„	0,16	„
9,5	„	167	„	0,16	„
4,75	„	167	„	0,16	„

Ezek a mágnesezettségek kb. az 1% torzításhoz tartozó szintnek felelnek meg. A torzítás csökkentése, mint láttuk, szorosan összefügg a jel/zaj viszony kérdésével. Az eddigi eredményeket és a jelenleg folyó kutatásokat tekintve remélhetjük, hogy változatlan jel/zaj viszony mellett elérhető lesz az 1% torzításhoz tartozó csúcshatár szabványosítása.

Eddig igen keveset foglalkoztak a mágneses hangrögzítésnél az intermodulációs torzítással és annak okaival. Az egyéb jellemzők javulása után most valószínűleg ez a kérdés is előtérbe kerül.

c) A szalagsebesség ingadozásakor a felvett jel frekvenciamodulációja következik be. A keletkező oldalsávok komponensei az eredeti jelben nem lévő frekvenciák, tehát torzításként foghatók fel. Különösen hátrányos, hogy ezek a jelek nincsenek harmónikus viszonyban az alappal, s így jelenlétük még kellemetlenebb. Ennek a torzításnak kiküszöbölésével a 4. pontban bővebben foglalkozunk.

d) Az előmágnesezés és a hasznos jel közötti interferencia elkerülhetetlen. Az ebből eredő zavarok elhárítása végett arra kell törekednünk, hogy az interferenciás produktumok frekvenciája a hallható sávon túl essék. A kisveszteségű ferrit törölfejek alkalmazása lehetőséget biztosít arra, hogy egyetlen oszcillátor állítsa elő a 100 kc/s, vagy ennél nagyobb frekvenciájú töröl- és előmágnesező áramot. A 100 kc/s frekvenciájú előmágnesezésnek még a legnagyobb hangfrekvenciás jel, a 15 kc/s ötödik harmonikusával való interferenciája is 25 kc/s-t eredményez, amely a sávon kívül esik.

4. A hanghordozó közeg sebességének rövid időn belül bekövetkező kismértékű változásai a felvett jel frekvenciamodulációját okozzák. Ennek következtében a jel hangmagassága, frekvenciája $f_0 \pm \Delta f$ határok között ingadozik, s emellett $f_0 \pm k \cdot n$ frekvenciájú kombinációs jelek keletkeznek.

A fenti összefüggésben

f_0 = a felvett jel névleges frekvenciája

Δf = a felvett jel maximális frekvencia változása, a frekvencia löket, amely a sebesség-ingadozás amplitúdójával arányos

n = a sebesség-ingadozás frekvenciája és

$k = 1, 2, 3$ s. i. t. egész számok.

A hangmagasság-ingadozás mértéke csak a sebességváltozás %-os nagyságától ($\frac{\Delta f}{f_0}$) függ, ezzel szemben a keletkező kombinációs jelek száma és amplitúdója

a modulációs indexnek nevezett $\eta = \frac{\Delta f}{n}$ értékkel

áll a Bessel függvények által meghatározott össze-
függésben. A termelt kombinációs jelek torzítás-
ként foghatók fel és a torzítás mértékét a

$$k_{fm} = \sqrt{\frac{\Sigma (\text{termelt kombinációs jelek})^2}{\Sigma (\text{valamennyi komponens})^2}}$$

kifejezés adja meg. (A német irodalom ezt a torzítást „Verzerrungsfaktor”-nak nevezi a harmónikus torzításra jellemző „Klirrfaktor”-tól való megkülönböztetés kedvéért.)

A sebességingadozás következményeinek észlelhetősége elsősorban az ingadozás frekvenciájától továbbá a $\frac{\Delta f}{f_0}$ aránytól és a felvett jel frekvenciájá-

tól függ. Ha a sebességingadozás igen lassú ($n < 0,1$ c/s), akkor a keletkező kombinációs hangok oly közel esnek az alaphoz, hogy a fül nem tudja megkülönböztetni ezeket az alaptól. Ilyenkor torzítás nem jelentkezik, csak a hangmagasság ingadozása érzékelhető, ha az ingadozás mértéke legalább 1%. 0,1 és 20 c/s közötti ingadozási frekvencia esetén a fül még követni tudja a hangmagasság változásait, de ugyanakkor már érzékeli a különálló kombinációs termékeket is. Éppen ezért fülünk itt a legérzékenyebb a sebességingadozásra. Az érzékenységi maximum kb. $n = 4$ c/s-nál van. 7000 c/s frekvenciájú jelnél már 0,04%, 1000 c/s-nál 0,2% és 500 c/s-nál 0,7% észlelhető. 20 c/s-nál nagyobb moduláló frekvencia esetén a hangmagasság ingadozását a fül már nem képes követni, viszont a frekvenciamodulációs torzítás miatt a hangot érdesnek és rekedtnek hallja. A megítélés szempontjából itt tehát már csak a modulációs index a döntő. Irodalmi adatok szerint jó minőségű átvitelnél maximum $\eta = 0,1$ modulációs index, illetve 5—7% frekvenciamodulációs torzítás engedhető meg.

a) A forgó alkatrészek excentricitása a megmunkálás pontosságától és a csapágyazás minőségétől függ. Az excentricitás okozta sebesség-, illetve hangmagasság ingadozás %-os értéke az átmérővel fordított arányban áll. Éppen ezért célszerű a szalagot továbbító tengelycsonk átmérőjét minél nagyobbra választani. A nagyobb átmérőjű tengelynek viszont a fordulatszáma csökken. Ha közvetlen hajtást valósítunk meg, tehát a motor tengelycsonkját továbbítja a szalagot, a motor fordulatszám igen kicsiny lesz. A kis fordulatszámú többpólusú motoroknál a pólusok mágneses tere feltétlenül eltorzul, s ez egyfordulaton belüli sebesség ingadozást eredményez. Amennyiben valamilyen közlőmű közbeiktatásával a kis fordulatszámú hajtótengelyt nagy fordulatszámú motorral hajtjuk, sok kényes mechanikai probléma merül fel a közlőműnél és a közlőmű excentricitásai a hajtótengely fordulatszám ingadozását okozzák. A motor, illetve a motor és közlőmű szögsebesség ingadozásának kiegyenlítéséhez mindig szükség van lendítő-tömeg alkalmazására. A lendítőmegben tárolható energia, s ezzel együtt a kiegyenlítő hatás viszont a fordulatszám négyzetével arányos. Kis fordul-

számnál tehát csak igen nagy lendítő-tömeg hatásos. A nagy lendítő-tömeg indításához — ha a felfutási időt változtatlanul akarjuk tartani — nagyobb teljesítményű motor szükséges. A kisebb sebességű gépeknél ezek a problémák különösen előtérbe kerülnek, s mint a fentiekben kitéjtük, csak kompromisszumos megoldást lehet találni. Általában nem használatos 3 mm-nél kisebb tengelycsonk, már csak szilárdsági okokból sem, viszont a fordulatszámot sem célszerű 500/perc alá csökkenteni. Jelenleg a mechanizmusoknál — legtöbbször a sebességváltoztatás szükségessége miatt — a dörzskerekes közlőművekkel való hajtást részesítik előnyben.

A hangmagasság ingadozás mértékére jellemző $\varphi \% = \frac{400e}{d}$ a jelenleg legjobb stúdiógépeknél

$\pm 0,1\%$, ami 9,707 mm-es tengelynél $e = 4,8 \mu$, 3 mm-es tengelynél $e = 1,5 \mu$ excentricitás mellett biztosítható. Korszerű megmunkáló gépeken ez a tolerancia nagyobb nehézség nélkül megvalósítható.

A modulációs index $\eta = \frac{\Delta f}{n} = \frac{2\pi e}{\lambda_0}$ alakban is kifejezhető, ahol λ_0 a felvett jelnek a jelfrekvenciájából és a névleges sebességből adódó névleges hullámhossza. Ebből az összefüggésből a 0,1 modulációs indexhez tartozó, megengedhető excentricitások kiszámíthatók. Eszerint

	76,2 cm/s	19,05 cm/s sebességnél
1 kc/s-nál	12 μ	3 μ
10 kc/s-nál	1,2 μ	0,3 μ

Világos, hogy a kis sebességnél, főleg a 10 kc/s-nál szükséges tolerancia nem valószínűsíthető meg. Szerencsére a korszerű, kisebb sebességű gépeknél 20 c/s-nál nagyobb frekvenciájú ingadozást okozó alkatrész nincs. A lassan forgó alkatrészekenél a frekvenciamodulációs torzítás egyre inkább elhanyagolhatóvá válik, s csak a hangmagasság ingadozás érzékelési küszöbéhez tartozó, nagyobb excentricitások betartása szükséges. Természetesen a közlőmű excentricitásai okozhatnak 20 c/s-nál nagyobb frekvenciájú ingadozást is, ez azonban mechanikus szűrők alkalmazásával lényegesen csökkenthető.

b) Az egy fordulaton belüli szögsebesség ingadozás a motorpólusok szinuszos eloszlású mágnes-terével és a szükséges fáziseltolás pontos betartásával, valamint a forgó tömegek precíz dinamikai kiegyensúlyozásával csökkenthető. A fellépő szögsebesség ingadozások lendítő-tömegekből és rugalmas tengelykapcsolatokból álló mechanikai szűrőkkel jelentősen csillapíthatók.

c) A szalagok hosszirányú rezgéseit csökkenthetők, ha minél kevesebb álló vezető elemen surlódik a szalag, a szalag rugalmassági modulusa nagy és a szalagra ható feszítő erő konstans. Kényes helyeken, a nagyobb távolságban lévő vezetőelemek közé célszerű precízen megmunkált, nagytömegű forgó hengereket elhelyezni, amelyeket a szalag tapadás révén forgat, s így a szalag hosszirányú lengéseit csillapítják.

A mechanizmusok kérdése a szalagsebesség csökkentésével és a videofrekvenciás jelek rögzíté-

sével egyre jobban előtérbe kerül. Különösen ez utóbbi vet fel nehéz kérdéseket, mert míg a hangrögzítésnél 10^{-3} sebesség pontosság kielégítő eredményt ad, addig képrögzítésnél 10^{-6} pontosság a kívánatos. A jelenlegi helyzet azt mutatja, hogy a mechanizmusok egyes részletkérdései most kerülnek komolyabb vizsgálat alá. Különösen aktuálisak a szalagsebességet és szalagfeszítést érzékelő szervek, és az azokat állandó értéken tartó előre- és vissz szabályzó szervrendszerek. Bizonyos, hogy ezen a téren sok érdekes eredményre számíthatunk.

A hazai magnetofongyártás jelene és perspektívája

A magnetofongyártás kis anyagszükséglete és nagy munkai igényessége miatt kedvező lehetőségeket kínál hazánkban. A magyar híradástechnikai ipar ehhez elég komoly alapot ad, s régi tradíciókkal rendelkező rádiókészülék gyártásunkat szervesen kiegészíti. Ennek a lehetőségnek felismerését kézzelfoghatóan tükrözi az elmúlt évek eredménye. Ha összehasonlítjuk az öt évvel ezelőtti helyzetet a maival, jelentős fejlődést állapíthatunk meg. 1953-ban három üzem foglalkozott kimmersz magnetofon kifejlesztésével, illetve gyártásával: az akkori Vörös Szikra, a Mechanikai Laboratórium és az Audio. A Vörös Szikra 19,05, a Mechanikai Laboratórium 19,05 és 9,5 cm/s sebességű táskagépet, az Audio pedig 19,05 cm/s sebességű adaptert dolgozott ki lemezjátszóhoz és rádióhoz. Emellett a Magyar Rádió a saját szükségletének kielégítésére készített 76,2 cm/s sebességű stúdiomagnetofonokat. Bár korszerűség és minőség szempontjából mindegyik vállalat készítménye sok kívánnivalót hagyott hátra, mégis úttörő munkát végeztek és a megfelelő szakemberek kinevelése, a kezdeti nehézségek legyűrése és az érdeklődés felkeltése az ő érdemük. A helyzet jelenleg sokkal kedvezőbb. A Mechanikai Laboratórium átvette a stúdiomagnetofonok gyártását és a Magyar Rádióval kooperálva továbbfejlesztette egy 76,2 és 38,1 cm/s sebességre átkcsolható, minőségi jellemzőiben a jelenlegi világszínvonalnak megfelelő típusú. Hasonló módon átvette az ML. a Magyar Rádiótól egy 19,05 cm/s sebességű hordozható teleses gép gyártását. A táskagép gyártása a ML.-től a Finommechanikai Vállalathoz került át. Az FMV. az átvett típust közben továbbfejlesztette, s a meglévő szerszámok felhasználásával elkészítette a jobb minőségű és kisebb súlyú „Erkel” magnetofon prototípusát. Ugyanakkor folyik egy teljesen új gép konstrukciója. A Telefongyár a 9,5 cm/s sebességű „Terta-Magno” prototípusát és nullszériáját készítette el. Ez a gép az olcsóbb ár kategóriába tartozik, és minőségi jellemzőiben megfelelő. Hasonlóképpen az olcsóbb ár kategóriába tartozik a 9,5 cm/s sebességű „Mambo” nevű gép, amelyet a Budapesti Rádiótechnikai Gyár az osztrák Stuzzi cégtől vásárolt licenc alapján gyárt. A BRG-ben emellett kifejlesztettek egy lényegesen komolyabb háromsebességű (19,05, 9,5, 4,75) táskagépet is, melynek prototípus jóváhagyása folyamatban van. Ugyancsak a BRG-ben elkezdődött egy diktafon gyártása.

Mindezek alapján nyugodtan állíthatjuk, hogy ma az országban a diktafontól kezdve a stúdió-

gépig valamennyi kategóriába tartozó magnetofon gyártása folyik, vagy a gyártás beindítása küszöbön áll. A fenti eredmények mellett meg kell említenünk, hogy a Telefongyár 16 mm-es keskenyfilmvetítőt mágneses hangadapterrel is készíti. Az eredmények tehát igen biztatóak és a magnetofonok minden valószínűség szerint mind a hazai piac, mind az export szempontjából egyre jelentősebb szerepet kapnak.

Ezek után vizsgáljuk meg a további fejlődés lehetőségeit és az ahhoz szükséges feltételeket. A jelenleg gyártás alatt lévő, vagy prototípizált készülékek többsége 9,5 cm/s sebességű, s emellett a nagyobb gépek használhatók 19,05, vagy 4,75 cm/s sebességre is. Mint már említettük a magnetofonok fejlesztésénél a legfőbb törekvés a szalagsebesség csökkentése. Ezért néhány év múlva az újabb típusoknál a 19,05 cm/s sebesség valószínűleg már nem kerül alkalmazásra, hanem a 9,5 a 4,75 és esetleg a 2,4 cm/s. Ennek előrebocsátása után kell szólnunk a hazai szalaggyártásról. A hazai szalaggyártással a Remix Vállalatnál kezdtek foglalkozni, de rövid idő után ezt a témát az Ozalid Vállalathoz profilírozták át. Az Ozalid kezdetben papír alapanyagú szalagokat készített, később áttért a műanyag hordozóra. A szalagok elektromos tulajdonságai nem rosszak. Minőségük az Agfa C és CH típus között van, érzékenység és karakterisztikus hullámhossz tekintetében közelebb a CH-hoz. Nagy problémák vannak azonban a jellemzők állandóságát és a szalag mechanikai tulajdonságait illetően. Ha mindehhez hozzávesszük, hogy jobb tulajdonságai ellenére ma már az Agfa CH is az elavult típusok közé tartozik, be kell látnunk, hogy amennyiben a készülékek tervezésénél a hazai szalagot kell figyelembevenni, úgy a hazai szalaggyártás elmaradottsága már ma is, de a jövőben egyre inkább a magnetofongyártás fékezőjévé válik. Ebben a kérdésben javulás viszont csak akkor várható, ha az Ozalid — vagy más vállalat — a jóminőségű szalaggyártáshoz nélkülözhetetlen gépekkel, valamint az ellenőrzésre szolgáló műszerekkel és berendezésekkel rendelkezni fog. Ugyancsak előfeltétel a korszerű szalagok gyártásához az intenzív kutatómunka, ez azonban külföldi licenc vásárlása esetén ideiglenesen kiküszöbölhető.

A másik probléma, amely a magnetofongyártásnál előbb-utóbb aktuális lesz, a motorok kérdése. A jelenleg gyártott, illetve gyártásra kerülő típusoknak kb. csak 30%-nál fognak hazai gyártású motort alkalmazni, a többihez a motort importálják. A jelenlegi motorgyártás mellett megnyugtató megoldást valóban csak az import biztosít, a jövőt tekintve azonban feltétlenül foglalkozni kell a hazai motorgyártás lehetőségeivel. A megbízható és korszerű motorgyártás alapfeltétele, hogy a magnetofonmotorok elkészítését legalább olyan mértékben kell finommechanikai problémának tekinteni, mint elektromosnak. Tekintettel arra, hogy a lemezjátszóknál ugyanez a probléma jelentkezik, célszerű volna a hangrögzítési célra szolgáló motorok gyártásának együttes megoldása.

Még rosszabb az import aránya a hazai gyártáshoz a fejek területén. A legtöbb esetben a gyártó vállalatok írtóznak a fejgyártás rizikójától, s mond-

juk meg őszintén, nem minden ok nélkül. A feigyártás pedig nem megoldhatatlan probléma. A technológia megmondott kikísérletezése és gyártásközbéli pontos betartása, a lelkiismeretes ellenőrzés feltétlenül eredményt hoz, amit bizonyítanak a ML.-ban gyártott kifogástalan minőségű stúdiófejek. A feigyártáshoz a hazai permalloy C nyugodtan használható és ugyancsak rendelkezésre állnak a megfelelő ragasztóanyagok is. A ferrit fejek kidolgozására is kísérleteket kellene végezni.

Feltétlenül gátolja a fejlődést a kisméretű csatlakozók, kapcsolók, jóminőségű ovál hangszórók, jóminőségű, kisméretű mikrofonok, miniatűr alkatrészek hiánya. Az utóbbi időben ezen a téren is javulás mutatkozik.

A gépek konstrukciójánál a hangsúlyt a minőségre kell helyezni — a minőséget lehetőleg a hangszóróra is kiterjesztve —, emellett azonban a készüléket minél több kényelmi berendezéssel kell kiegészíteni (távvezérlés, automatikus irányváltás, méterszámláló, telefoncsatlakozás, lábkapcsoló, stb.), mert versenyképességüket csak így biztosíthatjuk. Ugyancsak rendkívül fontos a gép esztétikai megjelenése, csinos és praktikus külseje. Ezen a téren az utóbbi évek jelentős fejlődést hoztak. Rendkívül öröndetes, hogy az ipari formatervezést egyre kiterjedtebben veszik igénybe, most még a kivitelben kellene megszüntetni a fellelhető hibákat. (Jobb műanyagmunka, stb.). Elengedhetetlen, hogy a készülékekhez ízléses, könnyen érthető katalógust mellékeljenek. (Szerző egyéni véleménye, hogy a katalógus a minőségi jellemzőket illetően inkább szerény legyen, de a megadott adatok precízek és minden egyes gépre érvényesek legyenek. Ezen a téren tanulni lehet a magnetofongyártásban legnagyobb múlttal rendelkező Telefunken cégtől.).

A kisméretű hordozható magnetofonoknál széles körű alkalmazást fognak kapni a tranzisztorok. Ezen a területen még nem vagyunk túlzottan lemaradva, érdemes volna a kezdeményezők között lenni. Természetesen ez részben függvénye a hazai tranzisztor és miniatűr nickel-kadmium akkumulátor gyártásnak.

Más jellegű nehézséget okoz a magnetofonok fejlesztésénél, hogy hiányzik a mágneses hangrögzítésre vonatkozó magyar szabvány. A jelenleg érvényben lévő nemzetközi szabványajánlások (IEC 94, CCIR 209, OIR 5—II), valamint ezek kiegészítései nem minden esetben állnak a tervezők rendelkezésére. Figyelman kívül hagyásuk az export-

lehetőségeket feltétlenül csökkenti, s egyúttal a későbbi szabványosítás szempontjából a hazai piacon is kedvezőtlen következményekkel jár. A nemzetközi ajánlások a magnetofonok mérési methodikájára vonatkozólag meglehetősen keveset mondanak. Az egységes mérési eljárások, valamint a megfelelő magyar terminológia hiányának tudható be, hogy a jellemzők megadása nem minden esetben egyértelmű, és az egyes megnevezések körül is sok félreértés adódik. Ennek a kérdésnek, továbbá a gépek beméréséhez szükséges egységes mérőszalagok, valamint mérőeszközök megteremtésének megnyugtató elintézését csak a hazai szabvány megalkotása után várhatjuk.

Végezetül helyes volna a jelenlegi, rendszerint inkább csak a ma problémáit néző, s egymástól elszigetelt gyári fejlesztés koordinálása és távlati kutató munkával való kibővítése. Ez a kutatómunka annál is inkább eredményes lehetne, mert a mágneses rögzítés speciális felhasználási területei minden valószínűség szerint nagy fejlődés előtt állnak, s kár volna az ezen a téren jelenleg biztató lehetőségeinket elveszni hagyni.

IRODALOM

- N. T. Selsted—R. H. Snyder : Magnetic Recoding. — A Report on the State of the Art. 1955.
 Technische Daten von Magnetton Heimgeräten. Funkschau, 1957. 13.
 Tabelle der Magnetbandgeräte. Radio Mentor, 1957. 3.
 K. A. Egerer : Zur Spaltherstellung bei Magnetsystemen zur Aufzeichnung und Wiedergabe von Magnetogrammen. Frequenz, 1954. 6.
 H. Danzer : Magnettonverstärker. Radioschau, 1956. 4, 5, 7
 W. Guckenburg : Verzerrungen durch mechanische Störungen an Magnettonanlagen. Funk. und Ton, 1954. 6.
 J. Greiner : Der Aufzeichnungsvorgang beim Magnettonverfahren mit Wechselstromvormagnetisierung. Verlag Technik, Berlin, 1953.
 W. G. Limpert : Frequenzgang-Entzerrung beim Magnetbandgerät. Radio Mentor, 1958. 3.
 Längstspielband für Magnettongeräte. Funkschau, 1957. 23.
 O. Schmidbauer : Die Aufzeichnung von Fernsehsignalen auf Magnetband. Funktechnik, 1956. 4.
 Dr. J. Jeschke : Betrachtungen zur magnetischen Bildaufzeichnung. Bild und Ton, 1957. 7.
 Olson—Roughton—Morgan—Artzt—Zenel—Woodward : A Magnetic Tape System for Recording and Reproducing Standard FCC Color Television Signals. RCA Reiew, 1956. szept.
 K. Strobl : Über die besonderen Anwendungsmöglichkeiten des magnetischen Aufzeichnungsverfahrens. Radio und Fernsehen, 1956. 24.
 Komporday Aurél : A hazai gyártású magnetofonok részletes bírálata. (Szakértői jelentés, 1957.)
 A Híradástechnikai Tanács és a KGM által 1957 decemberében tartott szakmai vita jegyzőkönyve.

Tranzisztoros erősítők hőmérséklet stabilitása

VAJDA ZOLTÁN

Magyar Rádió és Televízió Fejlesztési Laboratórium

A tranzisztorok hőmérséklet-függésének szemléltetése. A tranzisztor statikus helyettesítő képe. A helyettesítő kép alapján I_o a kollektor telítési áram, a_g a statikus áramerősítési tényező és U_{eb} az emitter bázis feszültség azok a paraméterek, melyekkel a tranzisztor viselkedése leírható. A paraméterek hőmérséklet függése és szórása. Stabilitási módok.

A tranzisztorokat tartalmazó áramkörök elterjedését, szembeszökő előnyeik ellenére, nagymértékben akadályozza az a körülmény, hogy mint minden félvezető kapcsolási elem, igen nagymértékű hőmérsékletfüggést mutatnak. Ez a hőmérsékletfüggés nem meglepő. A tranzisztor ugyanis két — kollektor-bázis, bázis-emitter — dióda olyan egyesítéséből áll, melyben a vezető irányban előfeszített bázis-emitter dióda vezetési árama vezérli a záróirányban előfeszített kollektor-bázis dióda áramát. Ez a szemléltetés mutatja, hogy a tranzisztorok, a félvezető diódák ismert hőmérséklet-függésén kívül, további hátrányos tulajdonságai is vannak, éppen a vezérlés tényéből kifolyólag. Ezáltal ugyanis az egyik körben létrejövő kis — esetleg különben elhanyagolható — változásokat a vezérelt körben felnagyítva, egyáltalán el nem hanyagolható módon kaphatjuk vissza.

A tranzisztor elektromos szempontból olyan négyfázisú, melynél a be- és kimenőoldali áram és feszültségértékek összefüggését exakt módon a karakterisztikasereg írja le. A szokásos működési tartományban a karakterisztikák által megadott nem lineáris összefüggéseket lineáris függvényekkel közelítjük, az így kapott lineáris egyenletrendszerben, a szereplő áram és feszültségváltozók együtthatói az adott tranzisztorra ebben a tartományban jellemző paraméterek. Ezen szemlélet-módban a tranzisztor hőfokfüggése egyenértékű ezen paraméterek hőfokfüggésével.

A tranzisztor leíró paraméterek két csoportba oszthatók: statikus és dinamikus, ill. differenciális jellemzők.

A statikus jellemzők változása azzal a következménnyel jár, hogy változó környezeti hőmérséklet esetén, ill. a tranzisztor belső hőmérsékletének változásával, a beállított munkapont változtatja helyzetét, változik az áramfelvétel, a vezérlési tartomány, stb. A paraméterek változási iránya olyan, hogy növekvő hőmérséklettel az áramfelvétel nő. Olyan áramköri elrendezés esetén, pl. teljesítmény fokozatoknál, melyeknél a külső kapcsolási elemek a tranzisztor áramfelvételét nem korlátozzák, ez a tranzisztor „hőgerjedését” és tönkremenetelét eredményezheti. A növekvő áram ugyanis fokozódó hőfejlődéssel jár a tranzisztoron belül, ami újabb áramnövekedést okoz. Ha itt a „hővisszacsatolási tényező” eléri az 1 értéket, gerjedésszerű jelenséget kapunk, a folyamat függetlenné válik a külső hőmérséklettől és az áram folyamatos, egyre gyorsuló növekedése a tranzisztor pusztulásához vezet.

Olyan kapcsolás esetén, melynél a kollektor-köri áramot külső ellenállások korlátozzák, úgy, hogy a tranzisztor megengedett maximális áramát ez nem lépheti túl, a hőmérsékletnövekedés a tranzisztor károsodását nem okozhatja, de a kapcsolást működésképtelenné teheti. Az áramnövekedés eredményeképpen — mely a tranzisztorra kapcsolt feszültségektől szinte teljesen független — a tranzisztorra jutó feszültség csökken, ezáltal csökken a munkapont szimmetrikus vezérlési tartomány, és ha a munkapont a karakterisztika erősen görbült tartományába jut, meredeken esik az erősítés is.

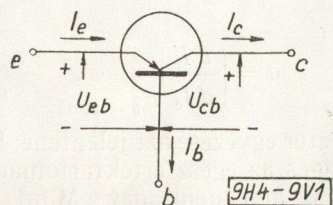
A dinamikus paraméterek változása a tranzisztoros erősítőfokozat külső váltóáramú jellemzőinek, a kimenő- és bemenőimpedanciának, áram-, feszültség- és teljesítményerősítésnek változását vonja maga után.

A továbbiakban csak a statikus jellemzők viselkedésével, hőfokfüggőségük mértékével és a hőfokfüggőség mérésének módszereivel kívánunk foglalkozni. Ebből a célból a karakterisztikák alapján levezetünk egy olyan helyettesítő kapcsolást, mely az egyenáramú viszonyok szempontjából jó közelítéssel utánozza a tranzisztor viselkedését. A helyettesítő kör alapján kiválasztjuk azokat a hőmérsékletfüggő paramétereket, melyeket a stabilizáló kapcsolások méretezése során figyelembe kell vennünk és ismertetjük az ezek hőmérséklet-függését leíró függvényeket. Végül rátérünk az egyenáramú stabilitást biztosító kapcsolások ismertetésére, melyeknek tárgyalása során a levezetett egyszerű helyettesítő kapcsolás, különösen több fokozatú erősítőknél, igen jelentős számítási előnyöket nyújt.

A dinamikus jellemzők okozta változások kiküszöböléséről csak annyit jegyzünk meg, hogy itt a megoldást a szoros ellencsatolás adja, mely, mint ismeretes a négyfázisú adatokat nagy mértékben függetleníti a benne szereplő nemlineáris elem tulajdonságaitól.

1. A tranzisztor statikus helyettesítő kapcsolása

A helyettesítő kapcsolás levezetése során p-n-p tranzisztor veszünk alapul, az áram és feszültség irányokat az 1. ábra mutatja. Eredményeink n-p-n tranzisztorokra minden további nélkül érvényesek

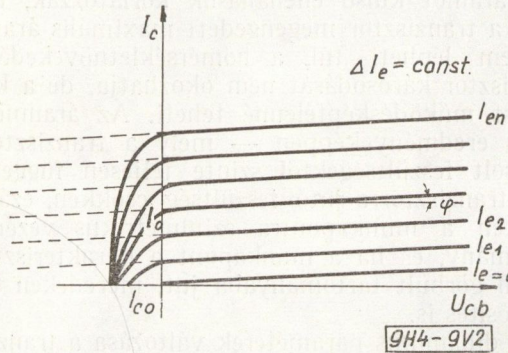


1. ábra. A számításokban szereplő áramok és feszültségek értelmezése. P-n-p tranzisztoroknál nyilván $U_{cb} < 0$.

az áram és feszültségirányok értelemszerű megválasztásával.

a) Kollektor kör

A 2. ábrán látható, egy, a szemléletesség kedvéért eltorzított kollektor köri karakterisztikaszereg. Ezek a görbék az egész számbajövő feszültség



2. ábra. A kollektor-bázis köri karakterisztikaszereg

tartományban, tehát ahol $U_{cb} \leq 0$, igen jó közelítéssel egyenlő távolságban elhelyezkedő φ hajlásszögű egyenesek. Egy kiszemelt egyenes a I_c tengelyt I_0 távolságban metszi, így ezen egyenes egyenlete

$$I_c = -\frac{U_{cb}}{r_{22}} + I_0$$

ahol

$$\frac{1}{r_{22}} = \operatorname{tg} \varphi = \left(\frac{d I_c}{d U_{cb}} \right)_{I_e = \text{const}}$$

mivel az I_e paraméter egyenlő változásai egyforma I_c változásokat vonnak maguk után, valamint mivel $I_e = 0$ -nál $I_c = I_{co}$, így

$$I_0 = \alpha_g I_e + I_{co}$$

azaz

$$I_c = -\frac{U_{cb}}{r_{22}} + \alpha_g I_e + I_{co}$$

A valóságban a karakterisztikák hajlásszöge igen kis érték, tehát r_{22} igen nagy. Ezért az első tag elhanyagolása jelentéktelen hibát okoz. Tehát

$$I_c = \alpha_g I_e + I_{co} \quad (1)$$

Itt I_{co} a kollektor-bázis dióda záróirányú árama, mely mint ismeretes nagyfokú hőmérsékletfüggést mutat, α_g pedig a statikus áramerősítési tényező, 1-nél valamivel kisebb értékű mennyiség. Megjegyezzük, hogy α_g nem azonos a váltóáramú erősítési tényezővel, $\alpha = h_{21}$ -el, melyet így definiálunk

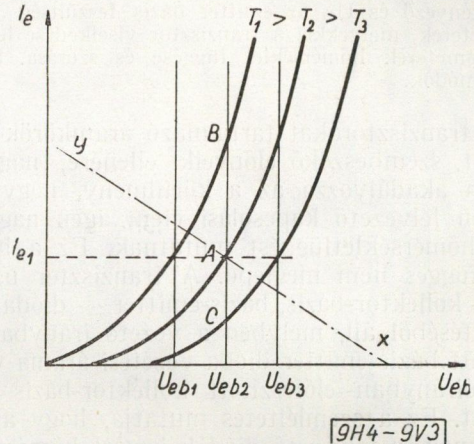
$$\alpha = \left(\frac{d I_c}{d I_e} \right)_{U_{cb} = \text{const}}$$

A két paraméter egyezése azt jelentené, hogy az I_c — I_e összefüggés az egész értéktartományban szigorúan lineáris, ami nem igaz. Mind α_g , mind α munkapont és hőmérsékletfüggő, erre később részletesen kitérünk.

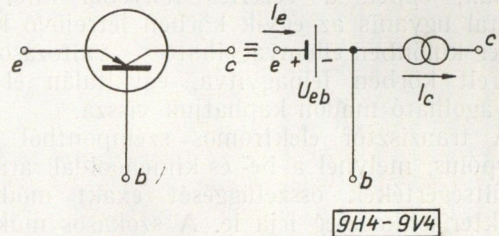
b) Emitter kör

Az emitter kör, mint említettük, egy vezető irányban előfeszített dióda. A feszültség-áram jelleggörbe nagyobb áramoknál egyenesbe átmenő exponenciális menetet mutat. Itt tehát az előzőkhöz hasonló lineáris összefüggést nem lehet felírni.

Vizsgáljuk meg az emitter kör hőmérsékletfüggésének mechanizmusát a 3. ábra nyomán.



3. ábra. Az emitterkör hőmérsékletfüggésének mechanizmusa



4. ábra. A stabilizáló kapcsolások méretezéséhez felhasználható helyettesítő kép

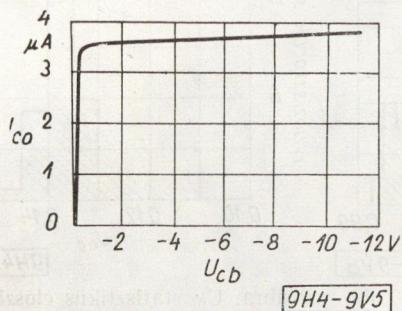
Növekvő hőmérséklet esetén az $I_e(U_{eb})$ görbék balra tolódnak, azonos feszültséghez nagyobb áram tartozik.

Ha az U_{eb} feszültséget 0 belső ellenállású teleppel állítjuk elő, akkor a közepes hőmérsékleten beállított A munkapont a magasabb T_1 hőmérsékleten a B, az alacsonyabb T_3 hőmérsékleten a C pontba tolódik el. A gyakorlatban ez a megoldás soha sem fordul elő. Az U_{eb} feszültséget mindig véges belsőellenállású forrás állítja elő, így a munkapont egyenes egy a külső ellenállások által megszabott hajlásszögű egyenes lesz (XY).

Mérjük most meg az előző A munkaponthoz tartozó emitteráram I_{e1} állandó értéken tartása mellett az U_{eb} feszültséget a T_1 és T_3 hőmérsékleten (U_{eb1} , U_{eb3}) és helyettesítsük az emitterkört olyan 0 belsőellenállású teleppel, melynek feszültsége a munkaponti $I_e = I_{e1}$ értéke mellett a hőmérséklettől a kimért módon függ, azaz $U_{eb}(T_1) = U_{eb1}$, $U_{eb}(T_2) = U_{eb2}$ és $U_{eb}(T_3) = U_{eb3}$. Az ábrából látható, hogy ilyen helyettesítés esetén az az XY munkaegyenes mentén a helyettesítő egyenesek nagyobb emitteráram ingadozást adnak a hőmérséklet változására, mint az eredeti exponenciális görbék, így az ily módon méretezett stabilizáló kör biztos nagyobb stabilitást nyújt mint a számított. (4. ábra)

A szereplő mennyiségek meghatározására vonatkozólag a következőket jegyezzük meg.

I_{c0} -t a gyári katalógusok általában megadott U_{cb} mellett tartalmazzák. Mivel I_{c0} a gyakorlati beállításoknál előforduló kollektor-bázis feszültség tartományban a feszültségtől alig függ, (5. ábra)



5. ábra. Az I_{c0} kollektor telítési áram mint az U_{cb} kollektor-bázis feszültség függvénye

a számítás a katalógus értékkel végezhető. Ha gyári adat nem áll rendelkezésre, I_{c0} mérése nem jelent semmi nehézséget.

Az U_{eb} feszültség munkaponti értékére ugyanezeket mondhatjuk el. Nyilvánvaló, hogy mivel az I_e , I_c és I_b egyértelműen összefüggő mennyiségek, azonos eredményt kapunk, ha az U_{eb} feszültséget a bázis illetve az emitter kapcsolásra megadott karakterisztikák alapján határozzuk meg.

Az előzőekkel ellentétben az α_g értéket gyári katalógusok nem tartalmazzák. A helyettesítő kapcsolásnál felírt (1) definíciós egyenlet a mérés szempontjából kedvezőtlen, mert az I_e és I_c áramok néhány százalékos különbségét pontosan mérni igen nehéz. Mivel azonban

$$I_b = I_e - I_c \quad (2)$$

(1)-be beírva

$$I_c = \frac{\alpha_g}{1 - \alpha_g} I_b + \frac{1}{1 - \alpha_g} I_{c0} \quad (3)$$

vagy ha

$$\alpha_g = \frac{\alpha_g}{1 - \alpha_g} \quad (4)$$

akkor

$$I_c = \alpha_g I_b + (1 + \alpha_g) I_{c0} \quad (5)$$

Ezen egyenlet alapján a mérés már pontosabban elvégezhető. Ugyanis (4)-ből

$$\frac{d\alpha_g}{\alpha_g} = \frac{d\alpha_g}{\alpha_g} \cdot \frac{1}{1 + \alpha_g} \quad (6)$$

ami azt jelenti, hogy ha I_c és I_b méréséből I_{c0} ismeretében meghatározzuk α_g -t és belőle kiszámítjuk α_g -t, α_g százalékos hibája az α_g mérési hibájának $\frac{1}{1 + \alpha_g}$ szerese lesz.

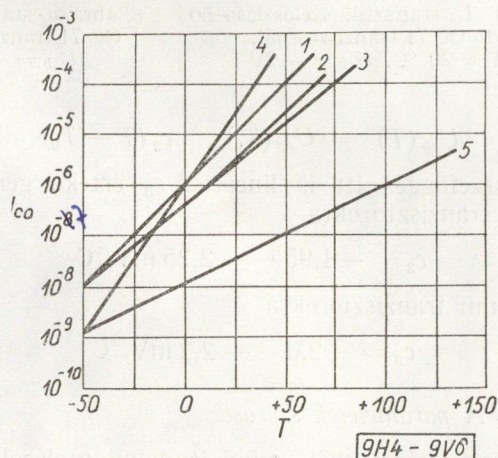
2. Az U_{eb} , I_{c0} és α_g paraméterek hőmérsékletfüggése

a) A legmeredekebb hőmérsékletfüggést a feszültség függetlensége miatt telítési áramnak nevezett I_{c0} mennyiség mutatja. A mérések szerint a hőmérsékletfüggés ilyen alakú

$$I_{c0} = I_{c00} \exp c_1 (T - T_0) \quad (7)$$

ahol I_{c00} a T_0 hőmérsékleten mérhető telítési áram. [1] A c_1 állandó értékére germániumtranzisztorokra a különböző szerzők a $0,07-0,09/^\circ\text{C}$ [2], $0,065-0,095/^\circ\text{C}$ [1], $0,05/^\circ\text{C}$ [3] és $0,11/^\circ\text{C}$ [4] értékeket adják meg. A legalacsonyabb $0,05/^\circ\text{C}$ érték régi General Electric tranzisztorokra megadott adat, míg a $0,11/^\circ\text{C}$ elméleti levezetés eredménye, melyről a szerzők megjegyzik, hogy a kiindulási feltételezések miatt adódik a valóságnál kedvezőtlenebb eredmény.

Szilícium tranzisztorokra az elméleti számítások és mérések között még nagyobb eltérés mutatkozik. Az elméleti c_1 érték [4] szerint $0,16/^\circ\text{C}$ a mérések c_1 $0,04-0,05/^\circ\text{C}$ értéket adtak. [1] I_{c0} hőmérsékletfüggését a 6. ábra mutatja különböző tranzisztor típusokra.



6. ábra. I_{c0} hőmérsékletfüggése különböző tranzisztor típusoknál:

- | | |
|-------------------|---------------------------|
| 1. elméleti görbe | } germánium tranzisztorok |
| 2. OC 71 p-n-p | |
| 3. TF 65 p-n-p | |
| 4. elméleti görbe | } szilícium tranzisztorok |
| 5. 903 p-n-p | |

b) Az α_g statikus áramerősítési tényező értékére és hőmérsékletfüggésére az irodalom nem sok adatot tartalmaz. Ennek az az oka, hogy régebbi stabilitás vizsgálatoknál (pl. [3]) csak I_{c0} hőmérsékletfüggését vették figyelembe, az α_g helyett α -t használták és ezt állandónak tekintették. Ez az elhanyagolás, mint Guggenbühl és Schneider kimutatták [1] nem jogos, a hiba olyan értelmű, hogy a megvalósított kapcsolás a számítottnál rosszabb stabilitást mutat. Különösen nagy az eltérés kis mértékben stabilizált fokozatoknál és ott, ahol a várható hőmérséklet ingadozás nagy.

A fenti szerzők α_g hőmérsékletfüggésére a következő összefüggést adják:

$$\alpha_g(T) = \alpha_g(T_0) + (1 - \alpha_g(T_0)) c_2 (T - T_0) \quad (8)$$

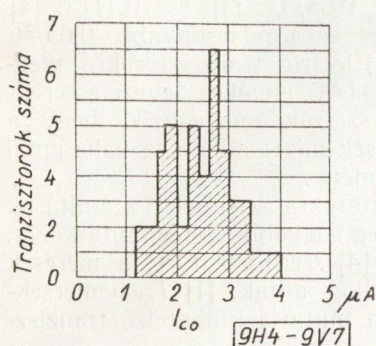
azaz α_g a hőmérséklettel lineárisan függ össze. A c_2 állandó értéke germánium tranzisztorokra

$$c_2 = 0,008 - 0,015/^\circ\text{C}$$

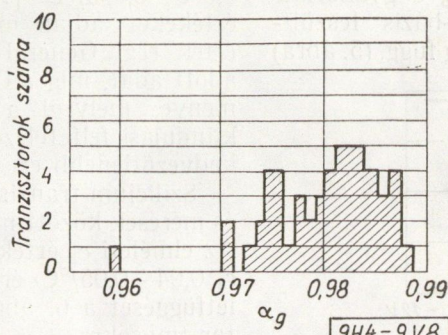
szilícium tranzisztorokra

$$c_2 = 0,0035/^\circ\text{C}$$

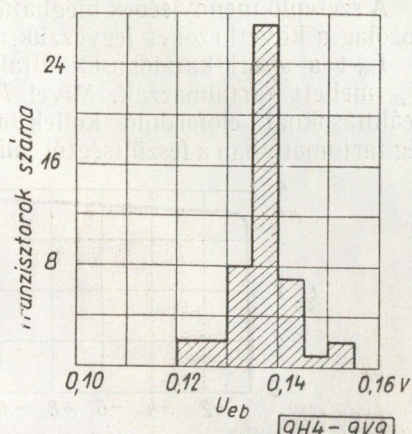
c) A fent elmondottak vonatkoznak U_{eb} -re is. Guggenbühl és Schneider szerint



7. ábra. I_{co} statisztikus eloszlása 50 db OC 71 tranzisztornál.
 $T = 20^\circ\text{C}$. $U_{cb} = -2\text{V}$



8. ábra. α_g statisztikus eloszlása 50 db OC 71 tranzisztornál. $T = 21^\circ\text{C}$.
 $U_{cb} = -2\text{V}$, $I_c = 1\text{mA}$



9. ábra. U_{eb} statisztikus eloszlása 50 db OC 71 tranzisztornál.
 $T = 20,5^\circ\text{C}$, $U_{cb} = -2\text{V}$, $I_c = 1\text{mA}$

$$|U_{eb}(T)| = |U_{eb}(T_0)| + c_3(T - T_0) \quad (9)$$

Az összefüggés itt is lineáris. c_3 értéke germánium tranzisztorokra

$$c_3 = -1,95 - -2,25 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$

szilícium tranzisztorokra

$$c_3 = -2,0 - -2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$

3. A paraméterek szórása

Mind mérésekből, mind irodalmi utalásokból, mind pedig gyári adatlapokból látható, hogy a tranzisztorok statikus és dinamikus jellemzői igen nagy gyártási szórást mutatnak. A stabilizáló kapcsolások legnagyobb része egyenáramú ellen-csatoláson alapszik, így a paraméterek szórásának hatását is jelentősen csökkenti. Ennek érdekében a paraméterek várható hőmérséklet ingadozásaihoz hozzá kell számítanunk a gyártási szórásból adódó eltéréseket is. I_{co} és U_{eb} szórási tartományát, különösen az előzőt, legtöbb adatlap tartalmazza, α_g szórására azonban gyári adat nem áll rendelkezésre. Az alábbiakban ábrák mutatjuk, Guggenbühl és Schneider mérései alapján a fenti paraméterek statisztikus megoszlását 50 db OC 71 jelzésű tranzisztorra vonatkozólag (7. 8. 9. ábra).

4. Stabilizálás. A tranzisztorokat tartalmazó áramkörök hőmérsékletfüggését kiküszöbölő megoldások két csoportba oszthatók:

- egyenáramú ellen-csatolás
- kompensáció.

a) Mint már megjegyeztük, az ellen-csatolás az az eszköz, mellyel egy aktív négy pólus tulajdonságai a benne levő nemlineáris elem tulajdonságaitól nagymértékben függetleníthetők. Az ellen-csatolást alkalmazó megoldások nyilvánvaló előnye, hogy a gyártási szórások okozta eltéréseket a hőmérsékleti hatásokkal azonos módon küszöbölik ki. További előny, hogy különleges alkatrészekre nincs szükség. A módszer hátránya az, hogy jelentős veszteségekkel jár, nagymértékű stabilitás eléréséhez a szükséges tápteljesítmény megkétszereződhet. Bizonyos esetekben, mint majd látni fogjuk, a váltóáramú

viselkedést is befolyásolja: erősítés csökkenésre vezet. Hátránya továbbá, hogy bizonyos munkaponti beállításokhoz (pl. B és C osztályú működetés) egyáltalán nem használható.

b) A hőmérsékletfüggő paraméterek változásának hatástalanítására alkalmazhatunk kompenzációt is. Kompenzáló elem lehet minden hőmérsékletfüggő karakterisztikát mutató elem, pl. félvezető dióda, NTC ellenállás, tranzisztor stb. A módszer előnye, hogy mind egyen, mind váltóáramú szempontból kevesebb veszteséggel jár mint az ellen-csatolás. Hátránya viszont, hogy csak a környezeti hőmérséklet megváltozására reagál; valamint, hogy a méretezés — két görbe karakterisztika megfelelő egyeztetése — nehézkes. E mellett a gyártási szórások miatt egyedi beállítást igényel, mivel azokat nem küszöböli ki, sőt növeli, hiszen a kompenzáló elem is nagymértékű gyártási szórást mutat.

A stabilizáló kapcsolások méretezéséhez elengedhetetlen a megfelelő paraméterek és azok szórásának, hőmérsékletfüggésének pontos ismerete. Látható, hogy az előzőekben megadott adatok erősen tájékoztató jellegűek, igen nagy eltérések adódnak. Mivel nem várható, hogy tranzisztorokat felhasználó üzemek a tranzisztorok tömeges mérésére berendezkedjenek — ez nem is volna kifizetődő — a megfelelő adatokat a gyártó vállalatnak kell szolgáltatnia. Még a magyar gyártmányú tranzisztorok piacra kerülése előtt gondolni kell arra, hogy a kibocsájtandó adatlapok tartalmazzák, a dinamikus jellemzőkön kívül, azokat az adatokat is, melyek a hőmérsékletstabilitást biztosító áramkörök méretezéséhez nélkülözhetetlenek.

IRODALOM

- [1] W. Guggenbühl, B. Schneider : Zur Stabilisierung des Gleichstromarbeitspunktes von Flächentransistoren. A. E. Ü. 1956. 9. sz. 361. o.
- [2] K. Kretzer : Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker. Band IV. Verlag für Radio-, Foto-, Kino-technik. Gmbh. Berlin Borsigwalde. 1957.
- [3] R. F. Shea : Principles of Transistor Circuits. John Wiley & Sons, Inc. 1953.
- [4] D. DeWitt, A. L. Rossoff : Transistor Electronics. Mc Graw-Hill, Inc. 1957.

Új módszer visszacsatolt oszcillátorok méretezésére*

TARNAY KÁLMÁN

Budapesti Műszaki Egyetem

Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszék

Az alábbiakban közölt — hálózatelemélet alapján végzett oszcillátoranalízis kimutatja, hogy visszacsatolt oszcillátorok rezgési állapota kvázilineáris csőkarakterisztika esetén a cső átlagos meredekségével és a visszacsatoló négypólus egyetlen paraméterével — a láncadmittanciával — egyértelműen meghatározható.

A tanulmány második része a visszacsatoló négypólusra kapott kötések alapján LC oszcillátorkapcsolások származtatását, majd két elterjedtebb RC oszcillátortípus gerjedési feltételére és oszcillációs frekvenciájára vonatkozó összefüggések meghatározását tartalmazza.

I. Bevezetés

Visszacsatolt oszcillátorok rezgési viszonyait az irodalomban [1] az

$$A\beta = 1$$

feltétel alapján vizsgálják. Az oszcillációs feltételben szereplő A erősítés a kapcsolásban szereplő elektroncső és az áramkör, a β visszacsatolási tényező az áramkör jellemzőitől függ. Egyetlen elektroncsövet tartalmazó kapcsolásoknál, — de gyakran több csővel működő oszcillátoroknál is — precízebb eredményeket kapunk, ha a rezgési feltételt a cső meredekségének és a visszacsatoló négypólus egyetlen paraméterének, láncvezetésének felhasználásával származtatjuk [2].

II. Visszacsatolt elektroncsöves oszcillátor rezgési feltétele

A visszacsatolás elve alapján működő oszcillátoroknál az oszcillátorcső anódkörében fellépő feszültséget egy négypóluson keresztül visszavezetjük a rácra, és ezzel az anódáramot vezéreljük. A cső anódfeszültségének és anódáramának hányadosa — a vezérelt cső által képviselt impedancia — a cső és a négypólus paramétereitől függ. A következő vizsgálatban feltételezzük, hogy a cső rácásárammentesen vezérelhető, a rácskör bemenő impedanciáját a visszacsatoló négypólus szekunderoldalába vonjuk be. Az 1. ábrán látható általános oszcillátorkapcsolásban a négypólust lánckarakterisztikája alapján

$$\begin{pmatrix} u_a \\ i_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P & R \\ G & Q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_r \\ i_r \end{pmatrix}$$

a láncmátrixszal jellemezzük:

$$(L) = \begin{pmatrix} P & R \\ G & Q \end{pmatrix}$$

Rácsárammentes vezérlés esetén $i_r = 0$

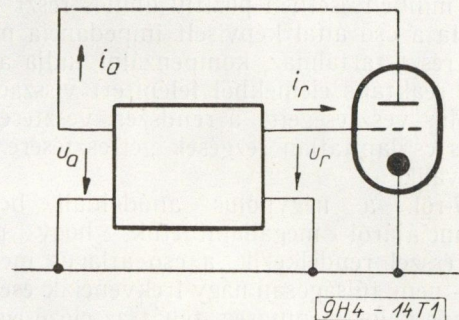
$$u_a = P u_r$$

$$i_a = G u_r$$

Így a négypólus anódoldalán mérhető impedancia

$$Z_p = \frac{u_a}{i_a} = \frac{P}{G}$$

Pentódát feltételezve a cső anódváltóárama az átlagos meredekségből és a rácsváltófeszültségből számítható:



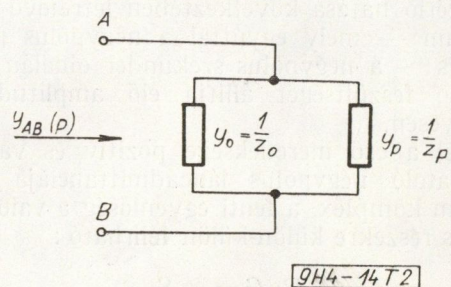
1. ábra. Általános oszcillátorkapcsolás

$$i_a = S u_r$$

Ezek alapján a cső által képviselt impedancia

$$Z_0 = \frac{u_a}{i_a} = \frac{P}{S}$$

Az oszcillátorcső anódkörét egy Z_0 , a négypólus primer oldalát egy Z_p nagyságú impedanciával helyettesíthetjük (2. ábra).



2. ábra. Helyettesítő áramkör

A két impedanciát párhuzamosan kapcsolva az eredő kétpólus admittanciája az AB pontok között

$$Y_{AB}(p) = Y_0 + Y_p$$

Ez a kifejezés a

$$p = j\omega$$

komplex frekvencia függvénye.

A rendszer saját frekvenciáját a

$$Y_{AB} = \frac{S}{P(p)} + \frac{G(p)}{P(p)} = 0$$

egyenlet fogja szolgáltatni [3], [4], [5].

* A Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Tudományok Osztályának Vezetősége által dícséretben részesített dolgozat.

Mivel a kialakuló rezgések hullámformáját

$$u = u_0 e^{pt}$$

alakú összefüggés írja le, a rendszer csillapítatlan rezgéseket végez, ha a saját-frekvenciát meghatározó egyenlet tiszta képzetes gyökkel rendelkezik.

A saját-frekvenciát meghatározó összefüggés átalakítása után látható, hogy

$$\frac{P}{S} = - \frac{P}{G}$$

Vagyis [6]

$$Z_0 = -Z_p$$

Mivel a négypólus veszteséges reaktanciákból áll, Z_p minden esetben pozitív ohmos részt tartalmaz. Ha a cső által képviselt impedancia negatív ohmos részt tartalmaz, kompenzálni tudja a veszteséges reaktáns elemekből felépített visszacsatoló négypólus veszteségeit, a rendszer veszteségmentessé és csillapítatlan rezgések gerjesztésére alkalmassá válik.

P/G -ről, a négypólus anódoldali bemenő-impedanciájáról megállapítottuk, hogy pozitív valós résszel rendelkezik, a cső átlagos meredeksége — nem túlságosan nagy frekvenciák esetén — pozitív és valós mennyiség, tehát az előző egyenlőség akkor teljesülhet, ha a visszacsatoló négypólus primer láncáttétele (P) negatív: a visszacsatoló kör bemenetére adott feszültség a négypólus szekunder (rács) oldalán ellentétes fázisú feszültséget hoz létre.

Az előző összefüggésből P -vel való osztás után a rezgési feltétel

$$S = -G$$

Ez az összefüggés azt fejezi ki, hogy a cső rácsára akkora amplitudójú feszültségnek kell jutnia, melynek vezérlő hatása következtében létrejövő anód-váltóáram — mely egyúttal a négypólus primer árama is — a négypólus szekunder oldalán az őt létrehozó feszültséget állítja elő amplitudó- és fázishelyesen.

Mivel a cső meredeksége pozitív és valós, a visszacsatoló négypólus láncadmittanciája pedig általában komplex, a fenti egyenlőség a valós és a képzetes részekre külön-külön felírható:

$$\operatorname{Re} G = -S$$

$$\operatorname{Im} G = 0$$

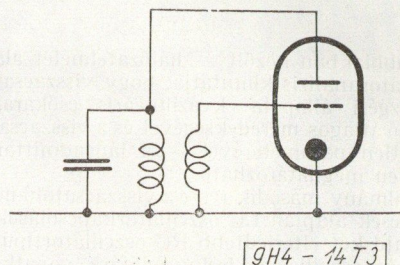
Figyelembe véve azt, hogy az átlagos meredekség amplitudófüggő [7], a valós részre felírt egyenlőség amplitudót meghatározó összefüggésként, a képzetes részre felírt egyenlőség pedig frekvenciát meghatározó összefüggésként használható fel.

III. Visszacsatolt LC oszcillátorok

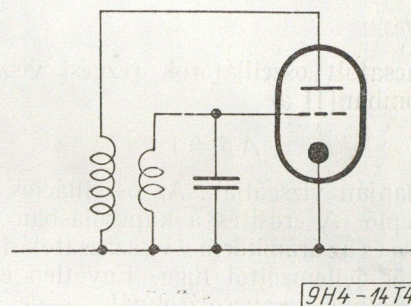
A negatív láncátvitel (P) legegyszerűbben egy transzformátorral valósítható meg, mely megfelelő menetirányok esetén a primer oldalra kapcsolt feszültséggel ellentétes fázisú szekunder feszültséget ad. Attól függően, hogy a frekvenciát meghatározó hangolókapacitás hol helyezkedik el, a hangolt

anódkörű (3. ábra), illetve a hangolt rácskörű oszcillátorhoz jutunk (4. ábra) [8], [9], [10].

További oszcillátorkapcsolásokat származtathatunk oly módon [11], hogy a visszacsatoló négypólust π kapcsolásban elrendezett reaktanciákból állítjuk



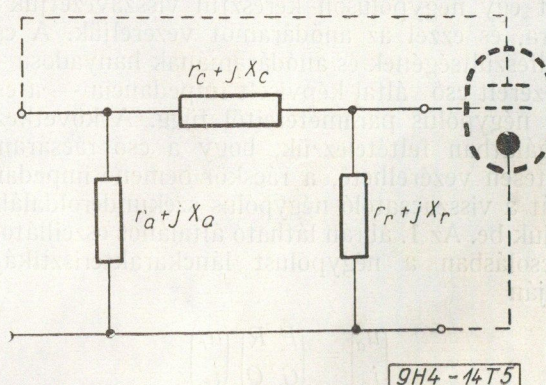
3. ábra. Hangolt anódkörű oszcillátor



4. ábra. Hangolt rácskörű oszcillátor

össze (5. ábra), ebben az esetben a láncadmittancia — kis veszteségű reaktanciák feltételezése esetén

$$G = \frac{r_a + r_c + r_r + j(X_a + X_c + X_r)}{(r_a + jX_a)(r_r + jX_r)} \approx \frac{r_a + r_c + r_r + j(X_a + X_c + X_r)}{-X_a X_r}$$



5. ábra. Visszacsatoló négypólus

A láncadmittancia akkor tiszta valós, ha

$$X_a + X_c + X_r = 0$$

és akkor negatív, ha

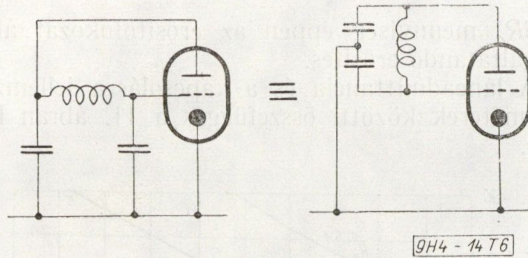
$$X_a X_r > 0$$

vagyis ha X_a és X_r azonos előjelű, azonos jellegű reaktanciák, tehát mindkettő kapacitás, vagy mindkettő induktivitás és a képzetes rész akkor

válk nullává, ha X_c az előzőkhöz képest ellentétes jellegű, de összegükkel azonos abszolútértékű reaktancia.

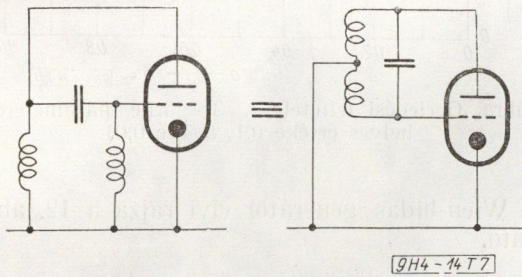
Mindezek alapján további oszcillátorkapcsolásokhoz jutunk:

a) X_c induktivitás, tehát X_a és X_r kapacitások. Ez a Colpitts oszcillátor, mely a 6. ábrán látható [12], [13].



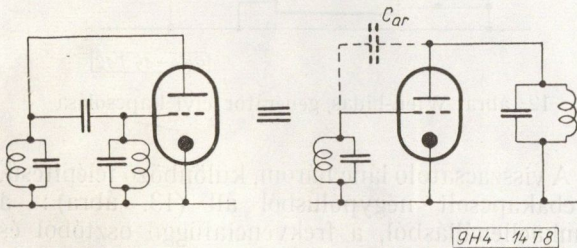
6. ábra. Colpitts oszcillátor

b) X_c kapacitás, tehát X_a és X_r induktivitások (hárompont oszcillátor, vagy csatolt induktivitások esetén Hartley oszcillátor, 7. ábra) [14], [15].



7. ábra. Hárompont oszcillátor

Ha X_a és X_r induktív jellegűre hangolt párhuzamos rezgőkörök, akkor a kapcsolást Huth-Kühn, vagy TP—TG oszcillátornak nevezzük (8. ábra). Ebben a megoldásban a csatolást rendszerint a cső rácánód kapacitása hozza létre a rác és az anódkör között [16], [17].



8. ábra. TP-TG oszcillátor

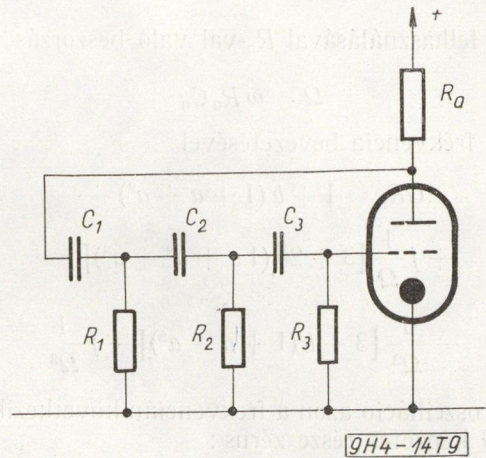
IV. RC oszcillátorok

RC elemekből felépített visszacsatoló láncsal rendelkeznek a hangfrekvenciás tartományban működő oszcillátorok, melyeknek két alaptípusát szokás alkalmazni:

Egyetlen frekvencián működő berendezés esetén a fázistoló oszcillátort egyszerű felépítése miatt [18], [19], [20], [21], [22], [23], [24]), hangolható oszcillátoroknál pedig az aránylag kevés változtatható elem segítségével hangolható Wien-hidas kapcsolást [25].

Fázistoló oszcillátorok esetén vizsgálatunkat azzal — a gyakorlatban majdnem mindig teljesülő feltétellel — végezzük, hogy az egyes tagok időállandója azonos, vagyis a 9. ábra jelöléseinek felhasználásával

$$R_n C_n = \text{áll.}$$



9. ábra. Fázistoló oszcillátor

Másik vizsgálati feltételünk, mely a gyakorlatban szintén fennáll, az, hogy az egyes elemek impedanciái mértani sort alkotnak:

$$R_1 = R_0 \quad X_1 = X_0$$

$$R_2 = \frac{1}{a} R_0 \quad X_2 = \frac{1}{a} X_0$$

$$R_3 = \frac{1}{a^2} R_0 \quad X_3 = \frac{1}{a^2} X_0$$

általában

$$R_n = \frac{1}{a^{n-1}} R_0 \quad X_n = \frac{1}{a^{n-1}} X_0$$

A fenti feltételek alapján az egyes tagok láncmátrixa

$$(L_n) = \begin{pmatrix} 1 + j \frac{X_n}{R_n} & j X_n \\ \frac{1}{R_n} & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + j \frac{X_0}{R_0} & \frac{j}{a^{n-1}} X_0 \\ \frac{a^{n-1}}{R_0} & 1 \end{pmatrix}$$

Az anódmunkaellenállás láncmátrixa pedig

$$(L_a) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_a} & 1 \end{pmatrix}$$

Az eredő

$$(L) = (L_a) \cdot (L_1) \cdot (L_2) \cdot (L_3)$$

láncmátrix meghatározása után, mely a négy tag láncmátrixának belső szorzatából adódik, az anód-munkaellenálláshoz csatlakozó 3 fázistoló tag lánc-admittanciája a

$$b = \frac{R_a}{R_0}$$

jelölés felhasználásával R_a -val való beszorzás után az

$$\Omega = \omega R_0 C_0$$

relatív frekvencia bevezetésével

$$GR_a = 1 + b(1 + a + a^2) + j \frac{1}{\Omega} [3 + 2b(1 + a + a^2 + a^3)] - \frac{1}{\Omega^2} [3 + b(1 + a + a^2)] - j \frac{1}{\Omega^3}$$

Az oszcilláció azon a frekvencián következik be, ahol G képzetes része zérus:

$$\frac{1}{\Omega} [3 + 2b(1 + a + a^2 + a^3)] - \frac{1}{\Omega^3} = 0$$

ebből az összefüggésből az oszcillációs frekvencia

$$\Omega = \sqrt{\frac{1}{3 + 2b(1 + a + a^2 + a^3)}}$$

Ha a visszacsatoló lánc az anódkört nem terheli, vagyis ha

$$b = 0$$

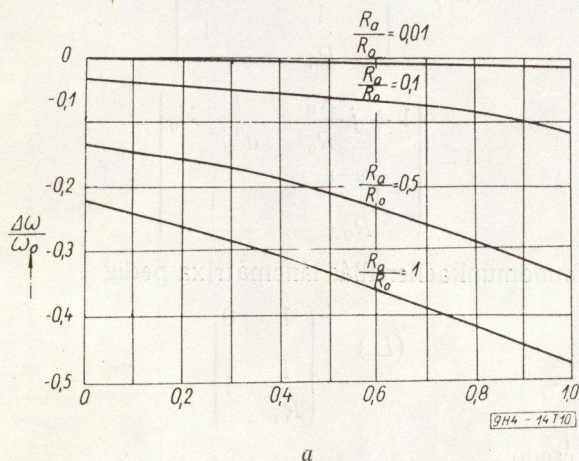
akkor a relatív frekvencia

$$\Omega = \Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}$$

vagyis

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3} R_0 C_0}$$

Az oszcillációs frekvencia és a visszacsatolókör névfrekvenciája (Ω_0) közötti — a névfrekvenciára vonatkoztatott — relatív frekvenciakülönbség a



10. ábra. A visszacsatolókör névfrekvenciája és a gerjesztett rezgések frekvenciája közötti különbség

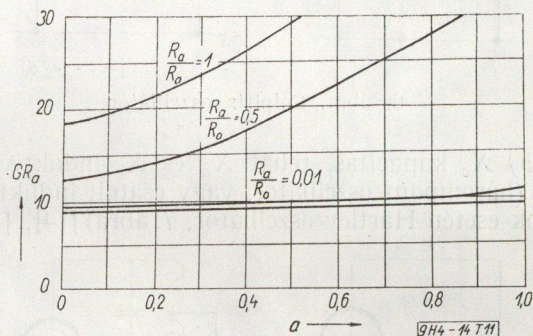
kapcsolásra jellemző paraméterek függvényében a 10. ábrán látható.

A láncadmittancia valós részének és a munkaellenállásnak a szorzata a frekvenciára kapott összefüggés felhasználásával

$$GR_a = - [8 + 2b(4 + 4a + 4a^2 + 3a^3) + 2b^2(1 + 3a + 6a^2 + 16a^3 + 7a^4 + 4a^5 + a^6)]$$

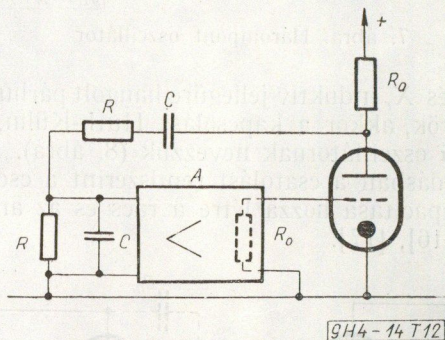
A GR_a mennyiség éppen az erősítőfokozat által szolgáltatandó erősítés.

A láncadmittancia és a kapcsolásra jellemző paraméterek közötti összefüggés a 11. ábrán látható.



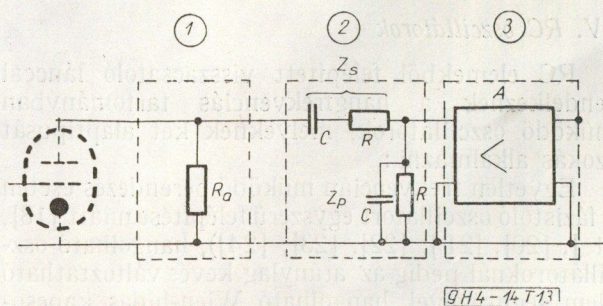
11. ábra. Gerjedési feltétel. A 3. görbe parameterének helyes értéke 0,1, a 4.-é 0,01

Egy Wien-hidas generátor elvi rajza a 12. ábrán látható.



12. ábra. Wien-hidas generátor elvi kapcsolása

A visszacsatoló lánc három, különböző felépítésű, láncbakapcsolt négypólusból áll (13. ábra): a munkaellenállásból, a frekvenciafüggő osztóból és egy erősítőfokozatból.



13. ábra. Wien hidas generátor visszacsatoló lánc

A munkaellenállásnak, mint négyfókusnak a láncmátrixa

$$(L_a) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_a} & 1 \end{pmatrix}$$

A 13. ábra jelöléseinek felhasználásával a frekvenciafüggő osztó láncmátrixa

$$(L_w) = \begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_s}{Z_p} & Z_s \\ \frac{1}{Z_p} & 1 \end{pmatrix}$$

A végtelen bemenő impedanciájúnak tekintett A-szoros erősítésű erősítő láncmátrixa

$$(L_e) = \begin{pmatrix} 1 & R_{ki} \\ A & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Az eredő láncmátrix elemeinek meghatározása után a három láncbakapcsolt négyfókus eredő láncadmittanciája

$$G = \frac{1}{R_a} \cdot \frac{1}{A} \left(1 + \frac{Z_s}{Z_p} \right) + \frac{1}{Z_p} \cdot \frac{1}{A}$$

rendezés után

$$A R_a G = 1 + \frac{Z_s}{Z_p} + \frac{R_a}{Z_p}$$

mivel a soros és párhuzamos elrendezésű RC tagok impedanciája az

$$\Omega = \omega RC$$

jelölés felhasználásával

$$Z_s = R + \frac{1}{j\omega C} = R \left(1 - j \frac{1}{\Omega} \right)$$

és

$$Z_p = R \times \frac{1}{j\omega C} = \frac{R}{1 + j\Omega}$$

Tehát

$$A R_a G = 1 + \left(1 - j \frac{1}{\Omega} \right) (1 + j\Omega) + \frac{R_a}{R} (1 + j\Omega) = 3 + \frac{R_a}{R} + j \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} + \Omega \frac{R_a}{R} \right)$$

ennek képzetes része

$$I_m G = \frac{1}{A R_a} \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} + \Omega \frac{R_a}{R} \right)$$

Az

$$I_m G = 0$$

egyenlet alapján a frekvenciát meghatározó egyenlet

$$\Omega^2 \left(\frac{R_a}{R} + 1 \right) = 1$$

ebből

$$\Omega = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{R_a}{R}}}$$

Az $R_a = 0$ esetén fellépő

$$\Omega_0 = 1$$

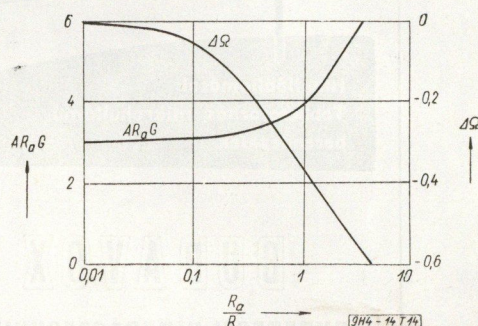
relatív frekvenciától való eltérés

$$\Delta\Omega = \Omega - \Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{R_a}{R}}} - 1$$

ez az összefüggés a 14. ábrán látható az R_a/R viszony függvényében, ugyanebben az ábrában látható a láncadmittancia valós részével arányos

$$A R_a G = 3 + \frac{R_a}{R}$$

kifejezés is, mely éppen a két erősítőfokozat által szolgáltatandó erősítés.



14. ábra. Méretezési diagramok Wien-hidas oszcillátor méretezésére

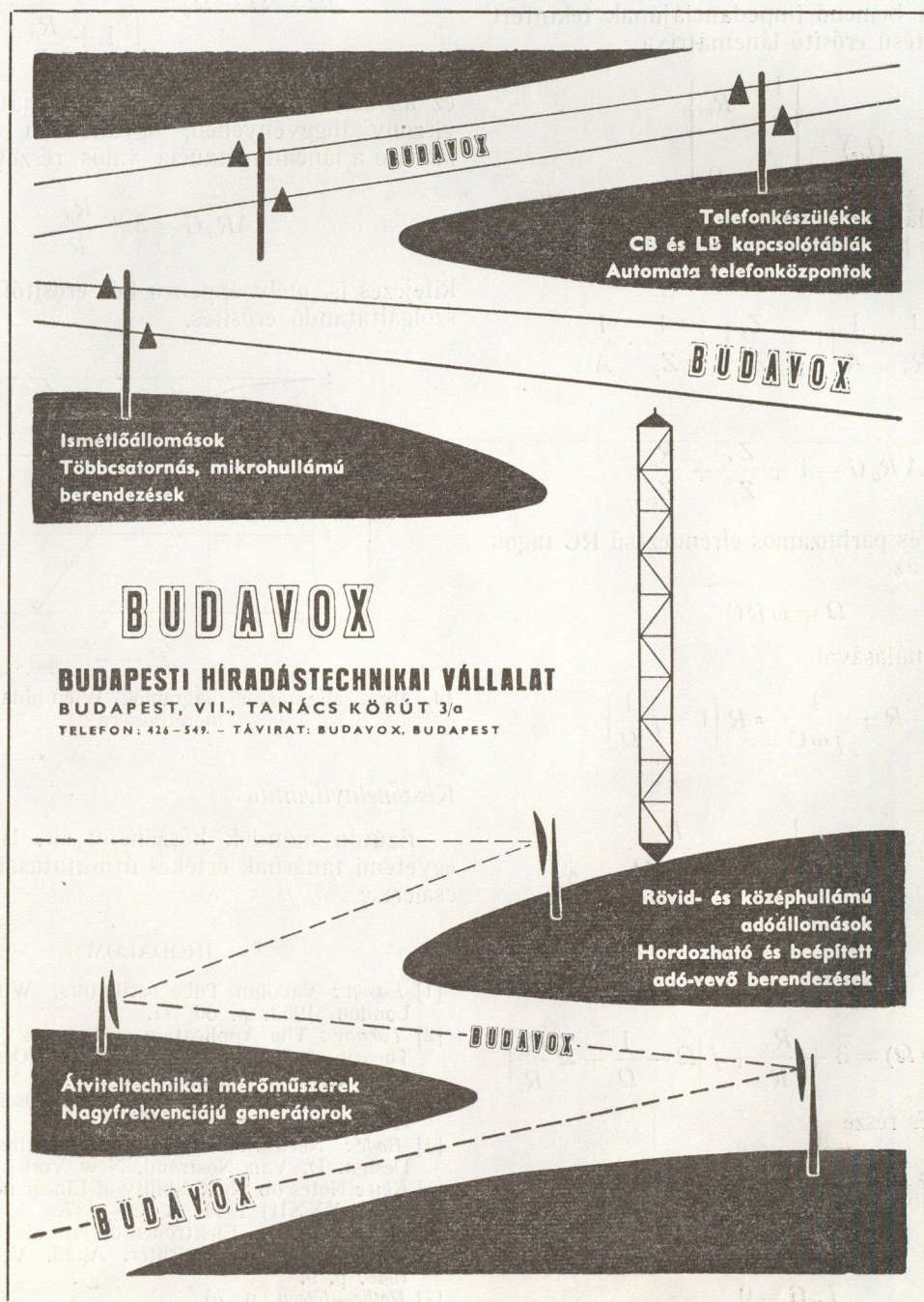
Köszönetnyilvánítás

Ezúton mondok köszönetet dr. Barta István egyetemi tanárnak értékes útmutatásaiért és tanácsaiért.

IRODALOM

- [1] Edson: Vacuum Tube oscillators. Wiley and Sons, London, 1953. p. 66, 71.
- [2] Tarnay: The Application of Network Theory to the Theory of Vacuum Tube Feedback Oscillators. Acta Technica (XXI) 1958. 3–4.
- [3] Llewellyn: Constant Frequency Oscillators. Proc. IRE. (XIX) 1931. p. 2063.
- [4] Bode: Network Analysis and Feedback Amplifier Design. D. Van Nostrand, New York, 1949. p. 165.
- [5] Chu: Notes on The Stability of Linear networks. Proc. IRE. (XXXII) 1944. p. 630–637.
- [6] Rothe—Kleen: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter. Akad. Verlag, Leipzig 1948. p. 9.
- [7] Rothe—Kleen, p. 76

- [8] Thomas: Theory and Design of Valve Oscillators
Chapman and Hall, London, 1951 p 32
- [9] Rothe—Kleen, p. 40.
- [10] Edson, p. 158, 169.
- [11] Rothe—Kleen, p. 49.
- [12] Thomas, p. 38.
- [13] Edson, p. 165.
- [14] Thomas, p. 35.
- [15] Edson, p. 167.
- [16] Thomas, p. 37.
- [17] Edson, p. 173.
- [18] Thomas, p. 214.
- [19] Rothe—Kleen, p. 65.
- [20] Edson, p. 183.
- [21] Johnson: Extending the Frequency Range of the
Phase-Shift Oscillator. Proc. IRE. (XXXIII) 1945.
p. 597—602.
- [22] Hinton: The Design of RC Oscillator Phase-Shifting
Networks. Electronic Eng. (XXII) 1950. p. 13—17.
- [23] Sulzer: The Tapped Phase-Shift Oscillator. Proc.
IRE. (XXXVI) 1948. p. 1302—1305.
- [24] Vaughan: Phase-Shift Oscillator. Wireless Eng.
(XXVI) 1949. p. 391—399.
- [25] Rothe—Kleen, p. 68.



Elektrolitikus kondenzátorok méretezése

KATONA JÁNOS a műszaki tudományok kandidátusa
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

A tanulmány elektrolitikus kondenzátorok egy új méretezési módszerét ismerteti. A számítások alapja az, hogy a kondenzátorban fejlődő és leadott meleg stacioner villamos és hőállapotot eredményezzen különböző üzemeltetési viszonyok mellett. Kiszámítható az a maximálisan megengedhető átvezetési áram, amely mellett még éppen biztosítható a stabilis állapot.

Az elektrolitikus kondenzátorok átvezetési áramának és veszteségi tényezőjének viszonylag magas értéke miatt e kondenzátorokban jelentékeny hő fejlődik. A fejlődött meleg bizonyos körülmények között veszélyeztetheti a kondenzátor működését, sőt rövid idő alatt teljes tönkremenést okozhat. A kondenzátor méreteit, fizikai és villamos jellemzőit tehát célszerűen úgy kell megválasztani, hogy a legkedvezőtlenebb, de még megengedett üzemi feltételek mellett a stabilis működés biztosítva legyen.

L. N. Zakgeim [1] különböző kondenzátor-típusokra kidolgozott egy hőmérséklet számítási módszert. Meghatározta a kondenzátorban fellépő maximális hőmérsékletet. Megállapította, hogy ha a kondenzátor melegezése olyan mértékű, hogy a fellépő maximális hőmérséklet megközelíti az elektrolit főzési hőmérsékletét, akkor a kondenzátor tönkremehet. A tapasztalat szerint a kondenzátor fizikai és villamos jellemzőinek maradó változása ennél jóval alacsonyabb hőmérsékleten is bekövetkezhet. A méretezésnél tehát szükségesnek látszik egyéb tényezőket is figyelembe venni.

A javasolt új méretezés alap gondolata: a kondenzátorban fejlődött és leadott meleg olyan stacioner villamos és hőállapotot biztosítson, hogy a kondenzátorban káros, maradó változások a különböző üzemeltetési viszonyok mellett se keletkezessenek. Tehát a kondenzátornak a még megengedett szélsőséges üzemi körülmények egyikénél sem szabad elérnie vagy megközelítenie a villamos és a hőlabilitás állapotát. A villamos és hőlabilitás veszélye különösképpen a csökkentett méretű, miniatürizált kivitelű kondenzátoroknál áll fenn.

Határozzuk meg a hőstabilitás és a hőlabilitás feltételeit. Ehhez mindenképp ismerni kell a kondenzátorban fejlődő hőmennyiséget.

Ha a kondenzátort U egyenfeszültségre kapcsoljuk és az egyenfeszültségre U_{1eff} váltakozó feszültséget szuperponálunk, a keletkező hőteljesítmény W a következőképpen számítható:

$$W = W_1 + W_2 = IU + \omega C U_{1eff}^2 \operatorname{tg} \delta \cdot 10^{-6} \text{ watt} \quad (1)$$

ahol W_1 az egyenfeszültség okozta hőteljesítmény wattokban

W_2 a váltakozófeszültség okozta hőteljesítmény wattokban

$\omega = 2\pi f$ a váltakozó feszültség körfrekvenciája

C a kondenzátor kapacitása μF -ban

$\operatorname{tg} \delta$ a kondenzátor veszteségi tényezője

I a kondenzátor átvezetési áram amp-ben.

Az (1) egyenletben szereplő tagok közül a kondenzátor átvezetési árama, kapacitása és veszteségi tényezője hőmérsékletfüggőek. Az átvezetési áram a hőmérséklet függvényében megközelítően exponenciálisan változik:

$$I = I_0 e^{b(t-t_0)} \quad (2)$$

ahol I_0 a t_0 hőmérsékletnél mért átvezetési áram. A b állandó alumíniumanódos és teljes záróhatást mutató dielektromos zárórétegek esetében kb. 0,03. (Teljes záróhatás alatt értünk olyan körülményeket, amidőn az anódnak és a kialakított zárórétegnek az elektrolitban való oldódása elhanyagolhatóan csekély.)

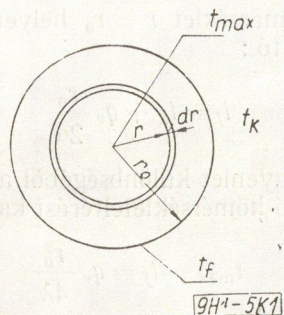
A kondenzátor kapacitása és veszteségi tényezője is hőmérsékletfüggő. Jelentékenyebb változásokat azonban csak a szobahőmérséklet alatti hőfoktartományban észlelhetünk. A szobahőmérséklet felett C kis mértékben emelkedik, $\operatorname{tg} \delta$ pedig kissé csökken. E két utóbbi hőmérsékletfüggés I exponenciális függése mellett elhanyagolhatónak látszik.

Ezek szerint tehát a fejlődő hő az emelkedő hőmérséklet függvényében megközelítően exponenciálisan növekszik.

Vizsgáljuk meg a hőleadás körülményeit. Első közelítésben egyszerűsítsük a feladatot. Képzeljük el, hogy az elektrolittal impregnált kondenzátortekercs közvetlenül a környezetnek adja át a fejlődő meleget. Hanyagoljuk el a kondenzátor házának és a tekercsház közötti térnek a szerepét, sőt a tekercs két homlokfelületének melegleadását is.

Legyen az r_0 külső átmérőjű tekercs egy t_k környezeti hőmérsékletű térben és egységnyi térfogatában egységnyi idő alatt q_v watt/cm³ a keletkező hőteljesítmény (1. ábra). Legyen a homogénnek képzel, elektrolittal impregnált tekercs hővezetési együtthatója λ watt/cm² · sec. C° és a henger felületéről a környező közegbe irányuló hőátadás tényezője α watt/cm², sec. C°.

Írjuk fel a hőátadás differenciálegyenletét állandósult hőállapot ($\frac{dt}{d\tau} = 0$) esetén hengerkoordináta rendszerben, belső hőforrás jelenlétében [2].



1. ábra

Egyszerűsített vázlat a melegedés számításához

$$\frac{d^2 t}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dt}{dr} + \frac{q_v}{\lambda} = 0 \quad (3)$$

A felületi feltétel a következő alakban írható:

$$-\lambda \left(\frac{dt}{dr} \right)_{r=r_0} = \alpha (t_f - t_k) \quad (4)$$

ahol t_f a henger felületén kialakult hőmérséklet. A (3) egyenlet megoldása érdekében célszerű bevezetni

az $u = \frac{dt}{dr}$ helyettesítést. Szorozzuk meg az egyenletet $r \cdot dr$ -rel. Kapjuk:

$$u \cdot dr + r \cdot du + q_v \frac{1}{\lambda} r dr = 0 \quad (5)$$

Ez írható még:

$$d(ur) = -q_v \frac{r}{\lambda} dr \quad (6)$$

Integrálás és visszahelyettesítés után (6) egyenlet:

$$r \frac{dt}{dr} = -q_v \frac{r^2}{2\lambda} + c_1 \quad (7)$$

Másodszori integrálás után:

$$t = -q_v \frac{r^2}{2\lambda} + c_2 \ln r + c_3 \quad (8)$$

c_1 integrálási állandó a szimmetria feltételei alapján, $r = 0$ esetén (7) egyenletből számítva:

$$c_1 = 0$$

c_2 integrálási állandót (4) egyenletből, a felületi feltételből határozhatjuk meg.

$$c_2 = t_k + q_v \frac{r_0^2}{4\lambda} \left(1 + \frac{2\lambda}{\alpha r_0} \right) \quad (9)$$

c_1 és c_2 értékeit (8) egyenletbe helyettesítve, kapjuk hogy

$$t = t_k + q_v \frac{r_0^2}{4\lambda} \left[1 + \frac{2\lambda}{\alpha r_0} + \left(\frac{r}{r_0} \right)^2 \right] \quad (10)$$

A maximális hőmérséklet (10) egyenletből kiszámítható. Ha $r = 0$, akkor $t = t_{\max}$ lesz:

$$t_{\max} = t_k + q_v \frac{r_0^2}{2} \left(\frac{1}{2\lambda} + \frac{1}{\alpha r_0} \right) \quad (11)$$

A felületi hőmérséklet $r = r_0$ helyettesítés esetén meghatározható:

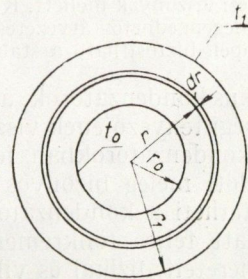
$$t_f = t_k + q_v \frac{r_0}{2\alpha} \quad (12)$$

(11) és (12) egyenlet különbségéből a kondenzátor-testben fellépő hőmérsékleteltérést kaphatjuk meg:

$$t_{\max} - t_f = q_v \frac{r_0^2}{4\lambda} \quad (13)$$

Fenti számításnál elhanyagoltuk a kondenzátor-ház falán és a tekercs és a ház közötti rétegen kiala-

kuló hőmérsékletesést. Vegyük most a két réteg hőmérsékletesését is figyelembe és vizsgáljuk meg, hogy a két réteg szerepének elhanyagolása megengedhető-e vagy sem. Vegyük a 2. ábra szerinti csövet vizsgálat alá. Legyen a cső hossza l , belső sugara r_0 , külső sugara r_1 és a cső anyagának hővezetési tényezője λ_1 . A hőmérséklet a cső falának belső felületén legyen t_0 , a külsőn t_1 . A cső belülről fűtött ($t_0 > t_1$).



2. ábra
Hővezetés vizsgálata csővön

Ha a falon kiemelünk egy elemi vastagságú dr gyűrűszerű réteget, melynek sugara r és Fourier törvényét alkalmazzuk, kiszámíthatjuk azt a hőmennyiséget (Q), ami a falon az időegység alatt áthalad.

$$Q = -\lambda_1 2\pi l r \frac{dt}{dr} \quad (14)$$

(14) egyenletet t -re megoldva és integrálva, kapjuk, hogy:

$$t = -\frac{Q}{2\pi l \lambda_1} \ln r + c_3 \quad (15)$$

A határfeltételekből c_3 integrálási állandó meghatározható; $r = r_0$ esetén t_0 ; $r = r_1$, esetén pedig t_1 felületi hőmérsékleteket kaphatjuk meg:

$$t_0 = -\frac{Q}{2\pi \lambda_1 l} \ln r_0 + c_3 \quad (16)$$

$$t_1 = -\frac{Q}{2\pi \lambda_1 l} \ln r_1 + c_3 \quad (17)$$

(16) és (17) egyenleteket egymásból kivonva:

$$t_0 - t_1 = \frac{Q}{2\pi \lambda_1 l} \ln \frac{r_1}{r_0} \quad (18)$$

Vezessük be a térfogategység melegmennyiségét:

$$q_v = \frac{Q}{r_0^2 \pi l} \quad (19)$$

és helyettesítsük (18) egyenletbe:

$$t_0 - t_1 = \frac{q_v r_0^2}{2} \frac{1}{\lambda_1} \ln \frac{r_1}{r_0} \quad (20)$$

E számítás nemcsak egy rétegre érvényes. Ha pl. 2 réteget alkalmazunk (3. ábra) a (20) egyenlet a következőképpen alakul:

$$t_2 - t_0 = \frac{q_v r_0^2}{2} \left(\frac{1}{\lambda_1} \ln \frac{r_1}{r_0} + \frac{1}{\lambda_2} \ln \frac{r_2}{r_1} \right) \quad (21)$$

Ha ezek után eredeti kondenzátormodellunkat kibővítjük két további hengeres réteggel, (11) egyenlet módosul:

$$t_{\max} - t_k = \frac{q_v r_0^2}{2} \left(\frac{1}{2\lambda} + \frac{1}{\lambda_1} \ln \frac{r_1}{r_0} + \frac{1}{\lambda_2} \ln \frac{r_2}{r_1} + \frac{1}{a r_2} \right) \quad (22)$$

Vizsgáljuk meg közelebbről (22) egyenletben szereplő zárójeles kifejezést, amit rendszerünk hőleadási ellenállásával arányos mennyiségnek tekinthetünk. Ahhoz, hogy e kifejezés egyes tagjainak értékét és szerepét ismerjük, mindenekelőtt ismerünk kell az itt szereplő együtthatók értékét.

λ , az elektrolittal impregnált kondenzátortekercs hővezetési együtthatója. Értéke, glikolban oldott bórsavas elektrolit esetén, 30 C° és 90 C° hőmérsékletetartomány között 0,0024 — 0,0034 Watt/cm. sec.C°.

λ_1 , a kondenzátortekercs és a ház közötti réteg hővezetési együtthatója. Ha a réteg levegőt tartalmaz, akkor $\lambda_1 = 0,00022$ Watt/cm. sec. C°

Helyes konstrukció esetén a tekercsnek illeszkednie kell a burkoló házhoz. Ha ez a tekercs átmérőjének gyártási szórása miatt nem valósítható meg, úgy a hővezetés javításának érdekében a teret célszerű a levegőnél jobban vezető anyaggal kitölteni, pl. elektrolittal impregnált papírral vagy tiszta viasszal. Ez esetben λ_1 értéke 0,0006 — 0,0022 Watt/cm. sec. C° között változik.

λ_2 a kondenzátorház anyagának hővezetési együtthatója. Alumínium esetén $\lambda_2 = 2,4$ Watt/cm. sec. C°

a , a kondenzátor külső felületének hőátadási tényezője, meghatározása csak közelítő módszerekkel történhet, mivel a függvénye a felületi hőmérsékletnek, a geometriai méreteknél és a térben való elhelyezkedésnek. MacAdams [2] és Mihejev [3] közelítő formulákat állítottak fel kísérleti eredmények feldolgozása alapján.

Nem körülhatárolt légtérben vízszintesen vagy függőlegesen elhelyezett henger melegleadási tényezőjére a következő formulákat adják meg:

$$a = \beta \gamma \sqrt[4]{\frac{t_f - t_k}{d}} \text{ watt/cm}^2, \text{ sec. C}^\circ \quad (23)$$

ahol β tényező vízszintes elhelyezés esetén 1.; függőleges esetben pedig a henger hosszának függvénye. Az összefüggést 1. táblázat mutatja.

1. táblázat
 β tényező, a függőlegesen elhelyezett henger hosszának függvényében

Hossz, l cm	1	2	3	6	9	15	20	30	>30
β	6,3	4,9	4	2,5	2	1,5	1,3	1	1

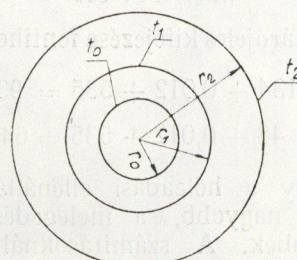
γ tényező függőleges esetben $331 \cdot 10^{-6}$
vízszintes " $346 \cdot 10^{-6}$

$t_f - t_k$ a felület és környezet hőmérsékletkülönbsége C°-ban.

d a henger külső átmérője cm-ben

a értékének meghatározásához ismerni kell a felületi hőmérsékletet. Ez kiszámítható (12) egyenletből:

$$t_f - t_k = q_v \frac{r_0}{2a}$$



3. ábra
Hővezetés vizsgálata kétrétegű csövön

Ezt (23) egyenlettel összevetve:

$$t_f - t_k = 0.33 d \sqrt[5]{\left(\frac{q_v}{\beta \gamma} \right)^4} \quad (24)$$

Vizsgáljuk meg (22.) egyenletben szereplő zárójeles kifejezés egyes tagjainak értékét egy példával. Legyen az alábbi adatokkal bíró nagyfeszültségű kondenzátor a vizsgálat tárgya:

$$\begin{aligned} C &= 2 \times 50 \mu F \\ U &= 320 \text{ V} = \\ U_{1 \text{ eff}} &= 21 \text{ V}, \sim \\ I &= 2 \text{ mA} \\ \text{tg} \delta &= 0,05 \\ l &= 7 \text{ cm} \\ d &= 2r_2 = 3,5 \text{ cm} \\ r_1 &= 1,7 \text{ cm} \\ r_0 &= 1,65 \text{ cm} \end{aligned}$$

A kondenzátorban fellépő hőteljesítmény (1) egyenlet szerint

$$W = 1,332 \text{ Watt}$$

A térfogategység hőteljesítménye

$$q_v = \frac{W}{r_2^2 \pi l} = 0.0197 \text{ Watt/cm}^3$$

A (22) egyenlet zárójeles kifejezését számítsuk ki négy esetben: Vízszintes és függőleges elhelyezés esetén, egyszer légrést feltételezve a tekercs és a ház között, majd a rést viasszal kitöltöttnek véve ($\lambda_1' = 0,00022$ Watt/cm. sec. C° és $\lambda_1'' = 0,006$ Watt/cm. sec. C°)

1. Vízszintes elhelyezés esetén (23) és (24) egyenletekből:

$$(t_f - t_k)_{\text{viz.}} = 29.6 \text{ C}^\circ$$

$$a_{\text{viz.}} = 593.10^{-6} \text{ Watt/cm}^2, \text{ sec. C}^\circ$$

A (22) egyenlet zárójeles kifejezése λ'_1 , illetőleg λ'_1 -vel számolva:

$$\begin{aligned} a) & 166 + 134 + 0,012 + 970 = 1270,012 \\ b) & 166 + 48 + 0,012 + 970 = 1194,012 \end{aligned}$$

2. függőleges elhelyezés esetén:

$$(t_f - t_k)_{\text{függ.}} = 16,5 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\alpha_{\text{függ.}} = 1070 \cdot 10^{-6} \text{ watt/cm}^2 \cdot \text{sec. } ^\circ\text{C}$$

(22) egyenlet zárójeles kifejezése fentihez hasonlóan:

$$\begin{aligned} a) & 166 + 134 + 0,012 + 535 = 935,012 \\ b) & 166 + 48 + 0,012 + 535 = 649,012 \end{aligned}$$

Látható, hogy a hőleadási ellenállás vízszintes elhelyezésnél nagyobb, a melegedési viszonyok kedvezőtlenebbek. A számításoknál célszerű e kedvezőtlenebb esetből kiindulni. A fenti számértékek azt is mutatják, hogy az alumíniumház hővezetési ellenállása elhanyagolható és a tekercs és a ház közötti réteg szerepe akkor kezd jelentékenyebbé válni, ha azt levegő tölti ki és a réteg vastagsága 2–3 mm-nél nagyobb.

Ha tehát a tekercs és a ház közötti réteg vastagsága nem nagy és az viszonylag jó hővezetésű anyaggal (pl. elektrolittal impregnált papirossal) van kitöltve, számításainknál nem követünk el nagyobb hibát ha a (22) egyenlet helyett (11) egyenlettel számolunk.

Számítsuk ki a térfogategység hőmennyiségét (q_v):

$$q_v = \frac{W}{r_0^2 \pi l} = \frac{IU + \omega CU_{\text{eff}}^2 \text{tg } \delta \cdot 10^{-6}}{r_0^2 \pi l} \quad (25)$$

Ezt helyettesítsük (11) egyenletbe:

$$\begin{aligned} t_{\text{max}} - t_k &= \frac{IU + \omega CU_{\text{eff}}^2 \text{tg } \delta \cdot 10^{-6}}{2\pi l} \\ &\left(\frac{1}{2\lambda} + \frac{1}{\alpha r_0} \right) \end{aligned} \quad (26)$$

Oldjuk meg (26) egyenletet I -re:

$$\begin{aligned} I &= (t_{\text{max}} - t_k) \frac{2\pi l}{\left(\frac{1}{2\lambda} + \frac{1}{\alpha r_0} \right) U} - \\ &\frac{\omega CU_{\text{eff}}^2 \text{tg } \delta \cdot 10^{-6}}{U} \end{aligned} \quad (27)$$

Vezessük be a következő jelöléseket:

$$a = \frac{2\pi l}{\left(\frac{1}{2\lambda} + \frac{1}{\alpha r_0} \right) U} \quad (28)$$

$$c = \frac{\omega CU_{\text{eff}}^2 \text{tg } \delta \cdot 10^{-6}}{U} \quad (29)$$

Ezek szerint 27. egyenlet:

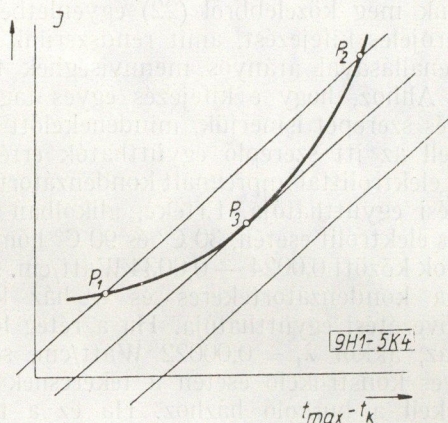
$$I = a(t_{\text{max}} - t_k) - c \quad (30)$$

Az átvezetési áram hőmérséklet függését (2.) egyenlet fejezte ki. Ezt a fenti jelöléseknek megfelelően átalakítva:

$$I = I_k e^{b(t_{\text{max}} - t_k)} \quad (31)$$

ahol I_k a t_k környezeti hőmérsékleten mért átvezetési áram.

Ha (30) és (31) függvényeket felrajzoljuk egy exponenciális görbét és egy egyenest kapunk. (4. ábra). Ezek vagy metszik egymást, vagy érintőlegesen helyezkednek el, vagy nem metszik egymást.



4. ábra

$I = f(t_{\text{max}} - t_k)$ a (30) és (31) egyenletek szerint

Amennyiben metszik egymást (P_1 , P_2 pontok) úgy hőegyensúly áll be. Mivel a melegedési folyamat alulról indul el, úgy az egyensúly P_1 pontban lesz. P_3 határeset, amikor még éppen kialakul a hőegyensúly. Ha nincsen metszéspont, hőegyensúly sincs. Ez a kondenzátorra nézve a tönkremenést, a hőmegfutást eredményezi. A határeset, az érintkezési pont, könnyen meghatározható. A (30) és (31) egyenleteket egyenlővé téve és I_k -ra megoldva kapjuk:

$$I_k = [a(t_{\text{max}} - t_k) - c] e^{-b(t_{\text{max}} - t_k)} \quad (32)$$

Képezzük I_k első deriváltját és azt tegyük 0-val egyenlővé:

$$\frac{d I_k}{d(t_{\text{max}} - t_k)} = 0 \quad (33)$$

Ebből:

$$(t_{\text{max}} - t_k)_{\text{max}} = \frac{1}{b} + \frac{c}{a} \quad (34)$$

(34) egyenletet (32)-be helyettesítve kapjuk $I_{k\text{max}}$ -t:

$$I_{k\text{max}} = \frac{a}{b} e^{-\left(1 + b \frac{c}{a}\right)} \quad (35)$$

$I_{k\text{max}}$ az a maximális, környezeti hőmérsékleten mért átvezetési áram, ahol még éppen meg van a hőegyensúly. Ehhez tartozó legnagyobb hőmérsékletkülönbség $(t_{\text{max}} - t_k)_{\text{max}}$.

Ha a váltakozó áram hőteljesítményét nem vesszük figyelembe, akkor (34) és (35) egyenletek tovább egyszerűsödnek. Ekkor ugyanis $c = 0$ és

$$(t_{\max} - t_k)'_{\max} = \frac{1}{b} \quad (36)$$

$$I'_{k\max} = \frac{a}{b} e^{-1} \quad (37)$$

$I_{k\max}$, illetőleg $I'_{k\max}$ a t_k környezeti hőmérsékleten mért legnagyobb átvezetési áramot jelenti, amely-nél a hőegyensúly még éppen fenntartható. Az adott méretekkel és villamos állandókkal bíró kondenzátorok tehát melegeedés szempontjából akkor fog-nak üzembiztosan működni, ha a megengedett legnagyobb átvezetési áram kisebb, mint $I_{k\max}$.

Fenti számításból az is látható, hogyha egy kondenzátor geometriai méreteit csökkenteni kíván-juk, akkor a fejlődő hőmennyiségét is le kell szorí-tani. Ha (1) egyenletet szemügyre vesszük, akkor láthatjuk, hogy adott üzemi feszültségű és kapa-citású kondenzátor melegeedését a veszteségi tényező és az átvezetési áram leszorításával csökkent-hetjük.

Vizsgáljuk meg $tg \delta$ csökkentésének lehetőségeit. A veszteségi tényező értékének alakulásában a legnagyobb szerepet az elektrolit ellenállása játssza. Itt figyelembe veendő az a körülmény is, hogy az elektrolit legtöbbszörre papirosbetétben van impreg-nálva és bizonyos ellenállásnövekedést jelent a papiros rostjainak diafragma-ellenállása is. Az elek-trolitellenállás csökkentésének több körülmény szab határt. Ha nagyobb disszociációs állandójú középérős vagy erősebb elektrolitot alkalmazunk, növekszik a réteg és az anódfém oldódása, meg-szűnik a teljes záróhatás, a kondenzátor kapacitása instabillá válik, élettartama erősen lecsökken. Ugyanakkor csökken az elektrolit szikrázási feszült-sége is, ami ha az üzemi feszültségnél kisebb, lehetetlenné teszi a kondenzátor üzemeltetését. Az elektrolitellenállás csökkentésének tehát hatá-rai vannak. Kisebb mértékű veszteségi tényező csökkentés érhető el a betétanyag diafragma-ellen-állásának leszorításával. Erre több lehetőség van. Az egyik, az impregnálási módszer javítása az elektrolitnak a betétanyag pórusaiba való jobb behatolása révén. (Vákuumimpregnálás, impreg-nálás centrifugálással stb.)

Javulás érhető el az elektrolit kapillárakti-vitásának növelése útján is kapilláraktív adalékok adagolásával is. Csökkenthető a veszteségi ellen-állás a betétanyag pórusainak növelése útján. Pl. a papiros helyett vászon, vagy selyembetét alkal-mazásával. Ez azonban legtöbbszörre költség-emelkedést okoz. Meg kell jegyezni, hogy mind ezen a fenti módszerek csak igen korlátozott lehe-tőséget biztosítanak a kondenzátor melegeedésének csökkentésére.

Nagyobbak a lehetőségek az átvezetési áram csökkentésére. Az alumíniumanód ötvöztött szeny-yezőseinek az elektrolit és a felhasznált alkat-részek ionos szennyezésének (Cl^- , SO_4^{2-} stb.) leszorításával és különleges formálási módszerek bevezetésével lehetővé válik az átvezetési áram lényeges leszorítása. Az elektrolitikus kondenzátorok területén folyó kutatásnak és fejlesztésnek ez ma egyik legfontosabb feladata. A kondenzátorok

időbeni és terhelés alatti stabilitásának növelése és méreteinek csökkentése elsősorban az átvezetési áram leszorításával érhető el.

Meg kell jegyezni, hogy fenti számításoknál figyelembe vett átvezetési áramon olyan értéket kell értenünk, ami már többé-kevésbé állandónak vehető egy adott üzemi állapotban. Ismeretes, hogy a kondenzátorok hosszabb állás után „lefor-málódnak”. A bekapcsolás után a kondenzátor újra formálódik és tulajdonságaitól függően rövi-debb-hosszabb idő után olyan átvezetési áramot mutat, amelynek további változása már elhanyagol-hatóan csekély. A számításoknál ezt az értéket célszerű figyelembe venni. A sorozatos vizsgálatok és a fenti módon végzett méretellenőrző számítások ez esetben kisebb szórásoktól eltekintve elég jó egyezést mutattak. A számítások és vizsgálati adatok összehasonlítását 2. táblázat mutatja egy konkrét példával.

2. táblázat

Különböző átvezetési áramú elektrolitikus kondenzátorok stabilitásvizsgálata. Számított és vizsgált adatok összehasonlí-tása. A kondenzátorok adatai: $160/175 \text{ V}$, $C = 16 \mu\text{F}$, $tg \delta = 0,05$, $d = 1,65 \text{ cm}$, $l = 4,8 \text{ cm}$, $U = 144 \text{ volt}$, $U_1 \cdot \text{eff} = 11,4 \text{ volt eff. (50 Hz)}$.

Vizsgálati körülmények	Számított maximális átvezetési áram $I_{k\max}, \mu\text{A}$	Mért átvezetési áram $I \mu\text{A}$		Üzemeltetési adatok	
		20° C-n	60° C-n	Számított	Vizsgálati
Elhelyezés : vízszintes Környezeti hőmérséklet: 60 C°	795	125	445	stabil-működés	500 órán át figyelve sta-bílan műkö-dött
		190	620	stabil-működés	500 órán át figyelve sta-bílan műkö-dött
		245	855	hőmeg-futás	6,5 óra után tönkrement
		280	1050	hőmeg-futás	2¼ óra után tönkrement
Elhelyezés : függőleges ; lapra szerelve. Környezeti hőmérséklet: 60 C°	2340	480	1650	stabil-működés	500 órán át figyelve sta-bílan műkö-dött
		610	2050	stabil-működés	500 órán át figyelve sta-bílan műkö-dött
		850	2850	hőmeg-futás	8¼ óra után tönkrement

A mérekszámítást többféleképpen végezhetjük fentiek alapján. Ha adott méretű és villamos tulajdonságokkal bíró kondenzátor hőstabilitását ellenőrizni kívánjuk, akkor a hőátadási tényező meghatározása után (28) és (29) egyenletekből a és c kifejezést számíthatjuk ki. A kondenzátor átveze-

tési áramának hőmérsékletfüggését célszerű nomogramszerűen az 5. ábra szerint egy görbesereggel ábrázolni, paraméternek véve a különböző környezeti hőmérsékleten mért, kezdeti átvezetési áramokat. Ezután a és c ismeretében, (30.) egyenlet szerinti egyenest felrajzolva, megkereshetjük az egyensúlynak megfelelő metszéspontokat. A (35), és (37) egyenletek alapján kiszámíthatjuk a hőegyensúly határesetének megfelelő legnagyobb környezeti hőmérsékleten mért, még megengedhető átvezetési áramot. A méretezést természetesen fordítva is végezhetjük. Adott átvezetési áramból a geometriai méreteket is visszaszámíthatjuk. Az alábbiakban egy példa mutatja be fenti számítás alkalmazását.

Vizsgáljuk meg stabilitás szempontjából a következő adatokkal bíró kondenzátort:

Üzemi csúcsfeszültség: 160/175 Volt

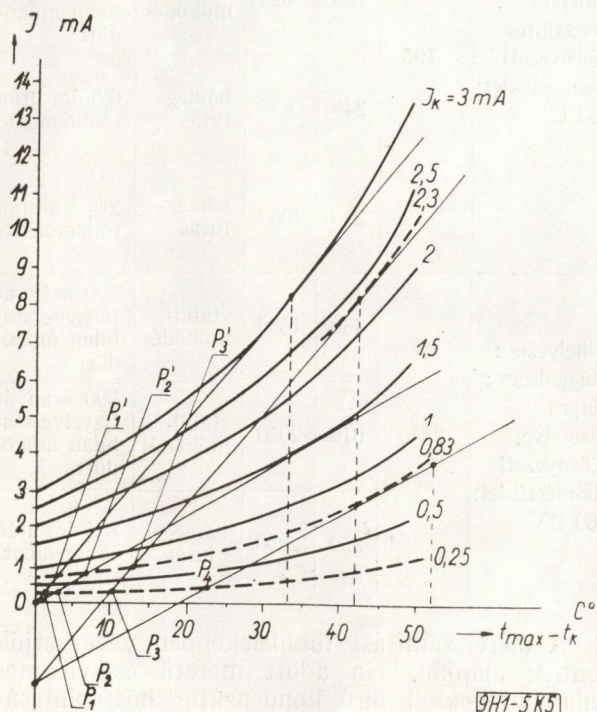
$$\begin{aligned} C &= 16 \mu F \\ \operatorname{tg} \delta &= 0,05 \\ I_k &= 0,25 \text{ mA} \\ U &= 144 \text{ volt} \\ U_{1\text{eff}} &= 11,4 \text{ volt (50 per.)} \\ d &= 1,65 \text{ cm} \\ l &= 4,8 \text{ cm} \end{aligned}$$

A kondenzátorban fejlődő hőteljesítmény (1) egyenlet szerint: $W = 0,69 \text{ watt}$

A térfogategység hőteljesítménye:

$$q_v = \frac{W}{\frac{d^2 \pi}{4} l} = 0,067 \text{ watt/cm}^3$$

a) Vízszintes elhelyezés (környezeti hőmérséklet: 20°C);



5. ábra

Elektrolitikus kondenzátorok méretellenőrző diagramja

A felület hőmérsékletemelkedése (24) egyenletből:

$$(t_f - t_k)_{\text{viz.}} = 35,6^\circ \text{C}$$

A hőátadási tényező (23) egyenlet szerint

$$\alpha_{\text{viz.}} = 740 \cdot 10^{-6} \text{ watt/cm}^2 \cdot \text{sec} \cdot ^\circ \text{C}$$

a és c kifejezések (28) és (29) egyenletek alapján

$$a_{\text{viz.}} = 1,16 \cdot 10^{-4}$$

$$c = 22,6 \cdot 10^{-4}$$

A maximálisan megengedhető túlmelegedés (34) egyenletből:

$$(t_{\text{max}} - t_k)_{\text{max, viz.}} = 52,4^\circ \text{C}$$

A még megengedhető átvezetési áram (35) egyenlet szerint:

$$I_{k \text{ max viz.}} = 0,795 \text{ mA}$$

Váltakozó feszültség nélkül a maximális átvezetési áram (37) egyenletből:

$$I'_{k \text{ max viz.}} = 1,43 \text{ mA}$$

b) Függőleges elhelyezés (környezeti hőmérséklet: 20°C):

$$(t_f - t_k)_{\text{függ.}} = 14,4^\circ \text{C}$$

$$\alpha_{\text{függ.}} = 1890 \cdot 10^{-6} \text{ watt/cm}^2, \text{ sec. } ^\circ \text{C}$$

$$a_{\text{függ.}} = 2,5 \cdot 10^{-4}$$

$$(t_{\text{max}} - t_k)_{\text{max függ.}} = 42,35^\circ \text{C}$$

$$I_{k \text{ max függ.}} = 2,34 \text{ mA}$$

(váltakozó feszültség nélkül)

$$I'_{k \text{ max függ.}} = 3,05 \text{ mA}$$

Szerkesszük meg a hőegyensúly pontjait. Az 5. ábra az átvezetési áramokat monogramszerűen ábrázolja. E görbesereget természetesen más kondenzátorok méretezésénél is felhasználhatjuk. E görbeseregbe (30) egyenlet szerinti egyenest négyféleképpen rajzoltuk fel: vízszintes és függőleges elhelyezés esetére és külön a váltakozó áramú teljesítmény elhagyása esetén is. Ez utóbbi esetben az egyenesek a koordináta rendszer kezdő pontjából indulnak ki. Mint az ábrából látható a 0,25 mA-nek megfelelő I görbével mind a négy egyenes biztos metszéspontot ad (P_1, P_2, P_3, P_4).

Vizsgáljuk meg 60°C környezeti hőmérsékletnél is a hőegyensúly helyzetét. 60°C hőmérsékleten az átvezetési áram:

$$I'_k = 0,25 e^{0,03(60-20)} = 0,83 \text{ mA}$$

Határozzuk meg a metszéspontokat a 0,83 mA-nek megfelelő görbével. Mint az ábrából látható P'_1, P'_2, P'_3 metszéspontok kiadódnak. P'_4 azonban már nem, mert $I_{k \text{ max viz.}} = 0,795 \text{ mA} < 0,83 \text{ mA}$. Ezért ha 60°C hőmérsékleten, vízszintes elhelyezésnél, egyen és váltakozó áramú maximális terhelés esetén is megkívánjuk a hőstabilitást, a megengedett maximális átvezetési áramot csökkenteni kell.

IRODALOM

- [1] L. N. Zakgeim: Elektroliticsz eszkije kondenzatori. Moszkva, 1954.
- [2] M. A. Mihejev: A hőátadás gyakorlati számításának alapjai. Budapest, 1956.
- [3] W. MacAdams: Heat Transmission. London, 1942.

Elektroncsövek rácának termikus emissziójából eredő áramok mérési módszereiről

EREKY VILMOS
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

A vezérlőrács termikus emissziós áramának mérése az elektroncsövek élettartamának vizsgálatához, teljesítményerősítés esetén pedig a rács terhelhetőségének a meghatározásához szükséges. Ugyancsak fontos szerepet játszik a rácsemisszió szempontjából kedvező rácanyagok kiválasztása alkalmával. A szerző az irodalomban talált főbb mérési módszereket rendszerezve ismerteti. Kifejti ezekre, valamint finomításukra vonatkozó észrevételeit. Módszert közül a Schottky-hatás nélküli rácsemissziós telítési áram egyszerű mérésére. Foglalkozik a fordított vezérlőrácsáram összetevőinek mérés útján történő szétválasztásával, különös tekintettel a termikus emissziós összetevőre. Javaslatot tesz a rácsemisszióra jellemző adatok meghatározására a vezérlőrács termikus emissziós jelleggörbéje alapján. Példaképpen néhány mérési eredményt is bemutat.

1. Bevezetés

Elektroncsövek rácán, vagy rácain — mint ismeretes — termikus, illetve szekundér elektronemisszió léphet fel. Az előbbi a rács felmelegedése, az utóbbit a rácra beeső primér elektronok közvetlen hatása hozza létre.

Az így keletkező áramok, ha bizonyos mértéket túllépnek, ismert káros jelenségeket okoznak. A csövek üzeme, tervezése, és a csőben lejátszódó jelenségek megismerése szempontjából egyaránt fontos ezért ezeknek az áramoknak a mérése.

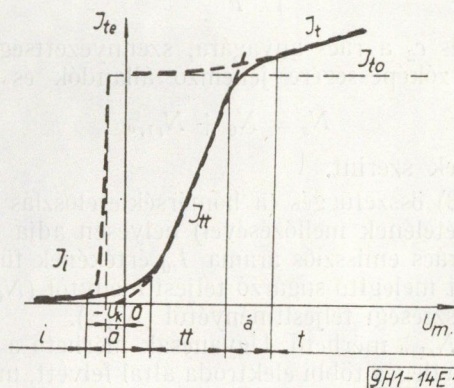
Az alábbiakban kizárólag az elektroncsövek vezérlőrácsának termikus emissziójából eredő áramok mérési módszereivel foglalkozunk, különös tekintettel az adócsövekre, majd néhány mérési eredményt közlünk a mérési módszerekhez kapcsolódó példaként. Méréseink eredményeit csak annyiban használjuk fel, amennyiben azok a mérési módszerek bírálata szempontjából szükségesek. — A mérési módszerekre vonatkozó általunk feldolgozott irodalom anyagát rendszerezve tárgyaljuk. Ezekre a módszerekre közöljük észrevételeinket. A módszerek finomítására vonatkozó javaslatainkat és egy ezek figyelembevételével megépített mérőberendezést is ismertetünk.

A csövek élettartamának vizsgálatakor a termikus emisszióból eredő rácáramokat célszerű mérni, mert a termikus rácsemisszió növekedése — például bárium, tórium lecsapódása következtében — határt szabhat a cső használhatóságának. Teljesítményerősítő csövek fejlesztése esetén továbbá szükséges a rács terhelhetőségének megismerése, amely fontos katalógus adat. Ennek is rendszerint a rács termikus emissziója szab határt. Ultrarövidhullámú és mikrohullámú csövek rácása a kis rácskatód távolság miatt különösen hajlamos a termikus emisszióra. Ezeknél a csöveknél speciális rác anyagokra és bevonatokra van szükség [1]. A rács termikus emissziójának mérése ilyenkor a technológiai kutatást segíti.

2. A mérésekkel kapcsolatos elvi szempontok

A rács termikus emissziós áramát úgy mérjük, hogy valamely mérőfeszültségforrás felhasználásával a rácsot katódnak, a cső valamely másik elektródját vagy elektródait anódnak kapcsoljuk. Az így mért termikus emissziós áram úgy függ a mérőfeszültség nagyságától, mint a dióda anódárama a dióda anódfeszültségétől.

Az 1. ábrában feltüntettük a dióda teljes anódáram vagy más szóval termikus emissziós karakterisztikáját. A továbbiakban a telítési áramnak (I_t) és a térerősség hatás, vagy Schottky-hatás nélküli telítési áramnak (I_{t0}) lesz lényeges szerepe. Az emissziós karakterisztika bármely szakaszába eső áramot, beleértve I_{t0} -t is, röviden emissziós áramnak fogjuk nevezni.



1. ábra

Termikus emissziós karakterisztika az anód, illetve mérőfeszültség függvényében.

i induló áram tartomány — tt tértöltési áram tartomány — t telítési áram tartomány — a átmeneti tartományok — I_{t0} térerősség hatás nélküli telítési áram — U_k kontakt potenciál

A termikusan emittáló elektróda (esetünkben a vezérlőrács) térerősség hatás nélküli emissziós árama az elektróda hőmérsékletétől, anyagától és szennyezettségétől függ. Ezt az összefüggést általában jó közelítéssel a Richardson-Dushman formulával adhatjuk meg:

$$I_{t0} = F \cdot A \cdot T^2 e^{-\frac{b}{T}} [A] \quad (1)$$

Az (1) képletben T az emittáló elektróda hőmérséklete [K°], A [A/cm^2 , $^\circ K^2$] és b [$^\circ K$] az emittáló elektróda anyagára és szennyezettségére jellemző állandók és F [cm^2] az elektróda felülete, b az elektróda kilépési feszültségével (U_{ki} [V]) arányos: $b = 11600 U_{ki} \cdot [K^\circ]$.

A telítési tartományban I_t általában nagyobb I_{t0} -nál, az emittáló anyag felületén az anódfeszültség

b) Abban az esetben, midőn triódáknál az anód-hőszugárzástól eltekintünk és elegendő csak a rácsot terhelni, mint pl. a lég és vízhűtésű adócsöveknél, a 2. módszer alkalmazhatjuk.

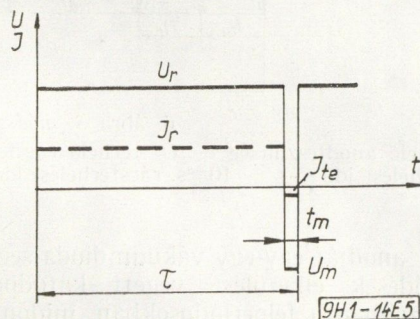
Erre a módszerre az a jellemző, hogy a rács terhelése és a rács termikus emissziójának mérése megfelelő hullámforma alkalmazásával átkapcsolás nélkül történik.

Ide tartozik a Mouromtseff és Kozanowszki által kidolgozott alapvető és szellemes kapcsolás. A kapcsolási vázlatot a 4a ábra mutatja. Az ábra szerint (C_{s_2}) vizsgálendő cső anódját szabadon hagyjuk. A vezérlőrács és a katód közé szabályozható váltakozó feszültséget kapcsolunk két antiparallel csővel sorban. A vezérlőrácsra nézve pozitív félperiódus alatt a (C_{s_2}) higanygőzegegyenirányító cső vezeti az (I_r) rácsáramot, mely a rácsot melegíti. A negatív félperiódus alatt pedig a (C_{s_1}) vákuum-egyenirányítócső vezeti a vezérlőrács termikus emissziós áramát (I_{te}). Mindkét csővel sorban egy-egy Deprez műszer van kapcsolva (M_1 , M_2), melyek az áramok lineáris középértékét mérik (I_r , I_{te}). Az (M_3) voltmérő a (C_{s_3}) egyenirányítócsővel sorban méri a rácsra jutó feszültség pozitív félperiódusainak lineáris középértékét (U_r). A 4b ábra mutatja a hullámformákat. — Az (I_r) és az (U_r)-ből a vezérlőrács disszipáció kiszámítható. A rácsvesztesség wattmérővel is mérhető. Ennek feszültségtekercsét (M_3), áramtekercsét pedig az (M_2) műszer helyébe kötjük. Így a teljesítményt közvetlenül és pontosabban mérhetjük. Adott rácsvesztességhez tartozó meghatározott értékű ter-

mikus emissziót ilyen módon meghatározhatjuk. (Ezt a módszert Espersen és Rogers dinamikus módszernek nevezik.)

Ide sorolhatjuk az Espersen és Rogers által használt és R. A. La Plant által továbbfejlesztett impulzus módszert, mely a katód és rács között az 5. ábra szerinti feszültség-hullámformát alkalmazza [2].

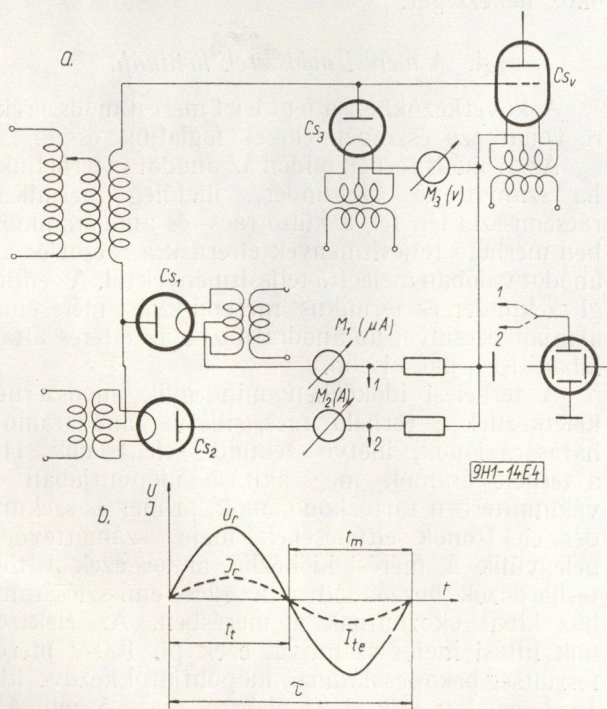
c) A 3. módszer figyelembe veszi az anód hőszugárzásának hatását a vezérlőrácsra. Jellemzője, hogy a vezérlőrácsot és az anódot egymástól időben elválasztva, periodikusan váltakozva terheli. A hőegyensúly beállta után a terhelőfeszültséget lekapcsolva, a rácsra mérőfeszültséget adunk a rács termikus emissziójának mérése céljából. Az átkapcsolást periodikusan is végezhetjük. (Espersen és Rogers szerinti közvetlen módszer [2].)



5. ábra

2. módszer (La Plant szerinti)

U_r terhelő vezérlőrács feszültség — I_r terhelő vezérlőrácsáram — U_m mérőfeszültség — I_{te} termikus emissziós rácsáram — $\tau \approx 10^{-1}$ sec. periódus idő — $t_m \approx 10^{-4}$ sec. mérési idő.



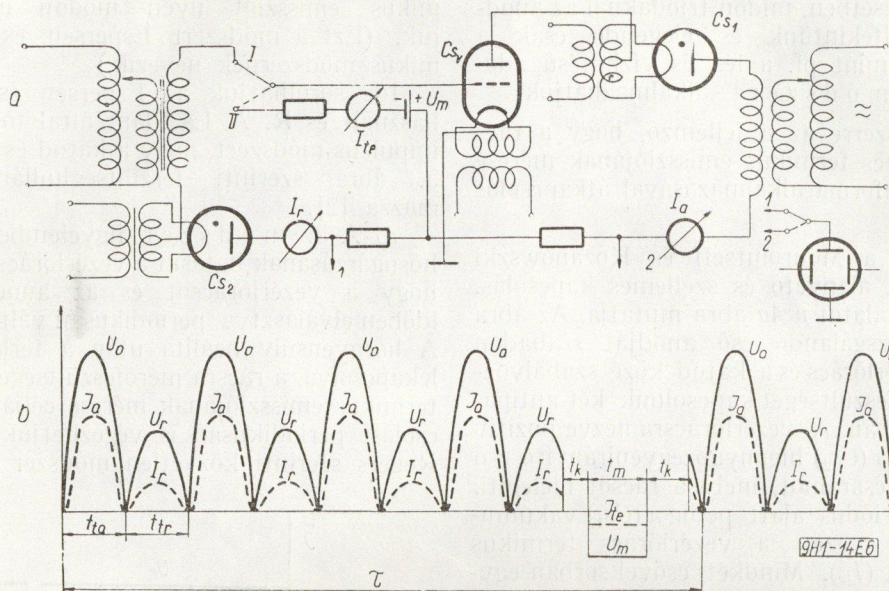
4. ábra

2. módszer (Mouromtseff és Kozanowski szerinti)

U_r vezérlőrács feszültség — I_r vezérlőrács terhelő áram — I_{te} vezérlőrács emissziós áram — $\tau = 2 \cdot 10^{-2}$ sec. periódus idő — $t_t = 1 \cdot 10^{-2}$ sec. terhelési idő — $t_m = 1 \cdot 10^{-2}$ sec. mérési idő

Ehhez a módszerhez sorolható Mouromtseff és Kozanowski egy másik kapcsolása, melynél a váltakozó terhelést a hálózati váltakozófeszültség felhasználásával adják, ennek egyik félperiódusa alatt a vezérlőrácsot, másik félperiódusa alatt az anódot terhelve (6a ábra). A rácskörben és az anódkörben is egy-egy változtatható feszültségű transzformátort alkalmaznak egy-egy higanygőz egyenirányítócsővel sorbakötve. A transzformátorok ellentétes fázissal működnek. Az egyenirányítócsövekre azért van szükség, hogy a rács és az anód terhelése egymástól függetlenül legyen szabályozható. Ez úgy válik lehetővé, hogy a rács terhelésekor az anód körüli egyenirányítócső az anódfeszültséget leválasztja és fordítva. Az egyenirányító csövek továbbá megakadályozzák a meleg anód és meleg rács által termikusan emittált elektronok áramlását. Ezek az áramok megnehezítenék az anód és a rács terhelések meghatározását. A hőegyensúly beállta után a rácsot az emissziómérés céljából gyorsan átkapcsoljuk egy mérőfeszültségforrásra, esetleg periodikusan. A mérőfeszültség egyúttal lezárja a cső anódáramát. Az emissziós árammérést oszcilloszkóppal, vagy csúcsárammérővel végezzük. A hullámformákat a 6b ábra mutatja.

Ebbe a módszerkategóriába sorolhatjuk még Hook eljárását, amely az előbbtől (6. ábra) abban különbözik, hogy a terhelő és mérő időszakokat elektronikusan automatizálja és a trióda rácsát,



6. ábra 3. módszer (Mouromtseff és Kozanowski szerint)

U_a terhelő anódfeszültség — U_r terhelő rácsheszültség — U_m mérőfeszültség — $\tau = 10^{-1}$ s. periódus idő — $t_a \approx 10^{-2}$ s anódterhelési idő — $t_r \approx 10^{-2}$ s. rácsterhelési idő — $t_k \approx 10^{-3}$ s kapcsolási idő — $t_m \approx 10^{-3}$ s. mérési idő — I_{te} termikus emissziós rácáram

illetve anódját egy-egy vákuumdióda segítségével, feltöltődések elkerülése végett, katódpotenciálra teszi azokban a félperiódusokban, midőn az anód, illetve a rác van terhelve. A terhelési időket két, a mérési időket egy teljes hálózati periódusidőnek megfelelően állítja be [4]. Ez a módszer a szerző szerint is bonyolult elektronikus, vagy különleges villamos vezérlést kíván. (Espersen és Rogers ezt a módszert Hookról nevezték el. [2])

d) Végül utolsónak (4. módszer) vehetjük a speciális kísérleti csövek mérésének módszerét, melyeknek rácát külső áramforrásból közvetlenül fűthetjük rácanyagok vizsgálata céljából. A rác termikus emissziós áramának meghatározására ekkor a rác és egy másik elektróda között csupán mérőfeszültségre van szükség. [2]

Az eddigiekben az irodalomban talált mérési módszereket ismertettük. Közülük Mouromtseff és Kozanowski által kifejlesztett kapcsolásokat (4. és 6. ábra) valósítottuk meg, és ezekkel végeztünk méréseket.

e) Megjegyezzük, hogy a fenti módszerek kombinálhatók. Pl. az 1. és 2. módszer kombinációjaként a 4. ábrát kiegészíthetjük az anódkörben egy változtatható feszültségű transzformátorral, egy higanygőze nyírányító csővel sorban. Ilyen módon az anódot a rácossal egyidejűleg terheljük a megfelelő áramelosztás beállítása mellett az egyik félperiódusban, a másik félperiódusban pedig a rác termikus emisszióját mérjük.

A fenti módszerek alkalmazását tekintve a 2. módszer különösen nagyteljesítményű adótriódák mérésénél előnyös. Ezek rendszerint mesterséges léghűtéssel, vagy vízhűtéssel működnek. Anódjuk hőmérséklete kb. 200 C°-nál nem nagyobb. Az anód hőszugárzása a rácra elhanyagolható. Ennél a módszernél a rác termikus emissziós áramát galvanométeren olvashatjuk le anélkül, hogy a rác áramkörét megszakítanók, ellentétben

az 1. és 3. módszerekkel. Nagyteljesítményű adócsövek esetén ez számottevő előnyt jelent, mert tekintélyes áramerősségek lépnek fel.

Sugárzó hűtésű csöveknél az 1. és 3. módszerek használata célszerű, mert ezek alkalmasak az anód üzemszerű melegítésére. Az ilyen csövek azonban kis teljesítményűek és így mérésüknél kis áramok lépnek fel. Ezek megszakítása technikailag nem okoz nehézséget.

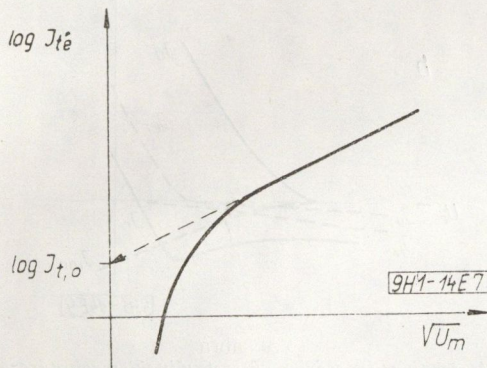
4. A mérési módszerek kritikája

A következőkben a fent leírt mérési módszerekre vonatkozó észrevételeinket foglaljuk össze.

Az 1. módszernél, midőn az anódot is terheljük, ha számottevő szekundér, illetőleg termikus rácsemisszió lép fel, a külső rác- és anódáramkörben mérhető teljesítmények eltérnek a rácstól és az anódot valóban melegítő teljesítményektől. Az eddigi szekundér és termikus rácsemissziós méréseink alapján becslve, az anódra nézve az eltérés általában 10%-nál kisebb.

A terhelési időközben mindegyik módszernél keletkeznek a terhelő rác, illetve anódáramok hatására ionok, illetve szekundér elektronok. Ha a terhelő áramok megszakítása időpontjában a vákuumterben tartózkodó ionok, primér és szekundér elektronok eltűnésének ideje számottevően belenyúlik a mérési időközbe, akkor ezek a töltéshordozók hozzáadódva a rác emissziósáramhoz hibát okozhatnak a mérésben. Az elektronok futási idejét számítva, ezek pl. 100-V mérőfeszültség bekapcsolásának időpontjától kezdve kb. 10^{-9} sec-alatt érik el az elektródákat, 5 mm átlagos elektróda távolságot véve figyelembe. Ez az idő az alkalmas 10^{-2} — 10^{-4} sec mérő idők mellett teljesen elhanyagolható. A dezionizációs idők kb. 10^{-7} sec. nagyságúra tehetők. Méréseinkből megállapíthatóan a szóban forgó, a terhe-

lő rác-, anódelektronáramok által létrehozott ion-áram viszonya a rác termikus emissziós áramához kb. 0,5–10% között van. Ennek az ion-áramnak a zavaró hatása elhanyagolható, ha a mérő időköz tartamát (vö. pl. 5. ábra t_m) pl 10^{-4} sec-nál nagyobbra választjuk, a 10^{-7} sec deionizációs időre való tekintettel. Így alsó határt nyerhetünk a mérési idők nagyságrendjére. A fenti szám adatok csak becslésnek tekinthetők. (A 4. módszer itt kivétel, mivel terhelő elektron áram nincs és megszakítás nélküli egyenáramú mérésnél dióda kapcsolásban a szekundér elektronok nem játszanak szerepet.) — A mérőfeszültség és az esetleges átkapcsolások időtartamának felső hatá-



7. ábra

A Schottky-hatás nélküli telítési áram meghatározása.
 U_m mérőfeszültség — $I_{t,e}$ termikus emissziós áram — $I_{t,0}$ Schottky-hatás nélküli telítési áram.

rát a rácnak a mérő és átkapcsolási időkben történő lehűlése korlátozza. Adócsövekre tapasztalatunk szerint — a rác emissziós áramformát oszcilloszkópon vizsgálva — ez a felső határ 10^{-2} sec-nál nem kisebb.

A katód-rác kör indulóárama ugyancsak mindegyik módszernél ellentétes a rác termikus emissziós áramával.* Elegendő nagy (a szokásos néhány-szor 10 V) mérőfeszültség alkalmazásával ez a hiba elhanyagolható.

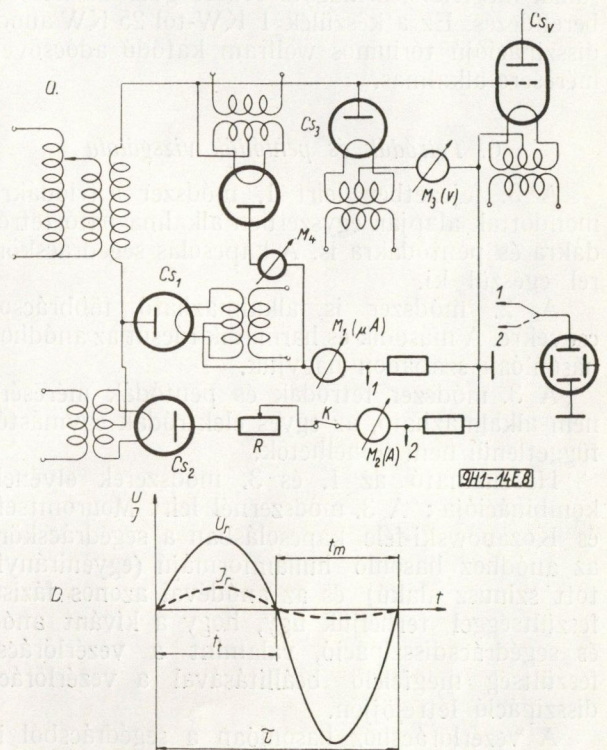
Mindegyik módszernél a mérési időközben a termikus rácsemisszióhoz elkerülhetetlenül hozzá-mérjük azt a vezetési áramot, mely az elektródák közötti szigetelők, illetve a szigetelők felületeinek villamos vezetéséből ered. Ez szennyezett szigetelő esetén számottevő lehet. Ezt az áramot a fűtő-feszültség lekapcsolása után külön mérhetjük azonos mérőfeszültséggel. A vezetési áram levonása után kapjuk a tisztán termikus emissziós áramot.

Végül mindegyik módszerrel szemben fizikai szempontból az a kifogás támasztható, hogy nem a Schottky-hatás nélküli telítési áramot méri. Így a mért emissziós áram nem független az alkalmazott mérőfeszültség nagyságától. — Ismeretes, hogy a Schottky-hatás nélküli telítési áram mérése céljából azonos rácsemelegedésnél különböző mérő-feszültséghez tartozó emissziós áramot kell mérni. Ezeket a 7. ábrában feltüntetett módon kell ábrázolni és extrapolálni a mérőfeszültség zérus érté-

kére, hogy megkapjuk a Schottky-hatás nélküli termikus emissziós telítési áramot (2. egyenlet). — A téreösség hatás nélküli telítési áram ilyen meghatározása extrapolálással azzal az előnnyel jár, hogy az emissziós áramhoz elkerülhetetlenül hozzá-mért és esetleg el nem hanyagolható vezetési áram az extrapolálással kiesik. — Amennyiben méréseinket így végezzük, a mérőfeszültségtől független eredményeket nyerünk. Ilyen mérési eredményekre való törekvésnek azonban csak akkor van értelme, ha abszolút eredményeket akarunk nyerni, vagy ha különböző típusú csöveket akarunk termikus emisszió szempontjából pontosan összehasonlítani. Azonos típusú csövek összehasonlítása, vagy ugyanazon csövön különböző időben végzett összehasonlító vizsgálatok esetén teljesen kielégítőek az azonos körülmények között, azonos mérőfeszültséggel nyert mérési eredmények. Ilyenkor tehát felesleges eltérni a szokásos mérési módszerektől. Akkor sem érdemes abszolút mérési eredményekre törekedni, ha az összehasonlításra kerülő csövek rácsemissziói nagyságrendi különbségeket mutatnak.

A fentiekben elvi szempontból bíráltuk a különböző mérési módszereket, a mérések pontosságára minden tekintetben nem tértünk ki. A kapcsolási rajzokból és a működésből egyszerűen következtethetünk a kapcsolásból eredő pontatlanságra, illetve a végezhető korrekciókra.

Az alábbiakban olyan áramköri megoldásokat javasolunk, amelyek nézetünk szerint alkalmasak a Schottky-hatás nélküli emissziós telítési rácáram meghatározására.



8. ábra

A Schottky-hatástól független mérés kapcsolása

A jelölések egyeznek a 4. ábrával, de M_3 az U_r terhelő rác-feszültséget és M_4 az U_m mérőfeszültséget mutatja, melyek egymástól függetlenek

* Ennek figyelembevételére Fischer Ferenc hívta fel a figyelmemet.

5. A Schottky-hatástól független mérés

Az 1, 3 és 4. módszernél a Schottky-hatástól független telítési rácsáram mérése úgy valósítható meg, hogy a mérőfeszültségforrást változtatható feszültségűvé képezzük ki, hogy különböző mérőfeszültségekhez tartozó rácsemmissziós áramokat mérhessünk az előző fejezetben említetteknek megfelelően.

A 2. módszernél (4. ábra) a Mouromtseff és Kozanowski-féle kapcsolás igen egyszerű kiegészítésével elérjük, hogy a Schottky-hatás nélküli telítési rácsáram mérhető legyen. (8. ábra). — A terhelő áramkörbe (a CS_2 csővel sorban) egy szabályozható ellenállást (R) helyezünk el. Ennek segítségével növekvő mérőfeszültségnél a rács veszteségi teljesítményét azonos értéken tartathatjuk. Ebben a kapcsolásban a mérőfeszültség a terhelő feszültségnél csak nagyobb lehet, mint az az ábrából kiolvasható. A szabályozható ellenállással sorban levő kapcsolónak az a célja, hogy a rácsterhelés kikapcsolásakor is mérhető legyen az esetleges termikus emissziós áram, mely a katód hőszugárzásától ered. — Egy másik megoldás vázlattervét is elkészítettük, mely a rácskörben két transzformátort, egy thyatroncsövet és egy vákuumtriódát tartalmaz. Ebben a kapcsolásban a terhelő és a mérőfeszültségek egymástól teljesen függetlenül változtathatók. A kapcsolás azonban jóval bonyolultabb az előbbinél, ezért az előbbit használtuk.

A 14. ábrán látható egy ilyen, a Schottky-hatástól független mérésre is alkalmas, a 8. ábra kapcsolásának megfelelő, a Magyar Adócsőgyárban készült berendezés. Ez a készülék 1 KW-tól 25 KW anóddisszipációjú tóriumos wolfram katódú adócsövek mérésére alkalmas.

6. Tetródák és pentódák vizsgálata

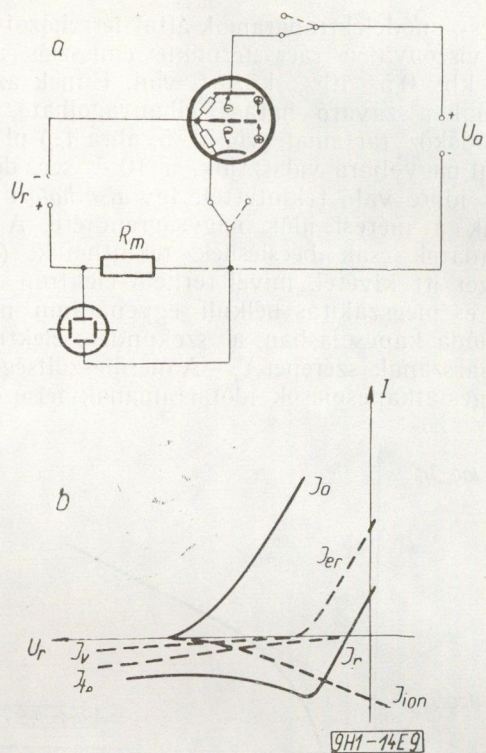
A 3. fejezetben leírt 1. módszer a triódákra mondottak alapján egyszerűen alkalmazható tetródákra és pentódákra is. A kapcsolás segédáramkörrel egészül ki.

A 2. módszer is alkalmazható többrácsos csövekre. A második és harmadik rácsot az anódhoz hasonlóan szabadon hagyjuk.

A 3. módszer tetródák és pentódák mérésére nem alkalmazható, az egyes elektródák egymástól függetlenül nem terhelhetők.

Használható az 1. és 3. módszerek elvének kombinációja: A 3. módszernél leírt Mouromtseff és Kozanowski-féle kapcsolásban a segédáramkört az anódhoz hasonló hullámformájú (egyenirányított szinusz alakú) és az anóddal azonos fázisú feszültséggel terheljük úgy, hogy a kívánt anód és segédáramdisszipáció, valamint a vezérlőrácsfeszültség megfelelő beállításával a vezérlőrácsdisszipáció létrejött.

A vezérlőrácsához hasonlóan a segédáramból is indulhat szekunder emissziós áram. Ekkor a valódi hő-disszipációt a szekunder emissziós áram megméréseivel és figyelembevételével lehet meghatározni. A segédáram termikus emisszióját az 1. módszer értelemeszerű alkalmazásával lehet mérni.

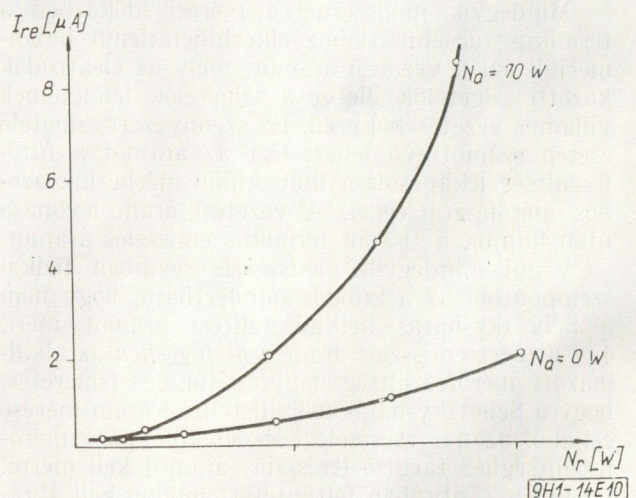


9. ábra

A fordított rácsáram összetevőinek meghatározása. I_{te} a vezérlőrács termikus emissziós árama — I_r vezetési áram — I_{ion} ionáram — I_{er} a katódból a vezérlőrácsra folyó elektronáram

7. A fordított vezérlőrácsáram termikus emissziós összetevőjének meghatározása

Ennek a gyakorlatban előforduló követelménynek a megoldása a fordított vezérlőrácsáramnak komponenseire való bontása útján történik, melyet az alábbi megfontolások szerint végeztünk el. Ezek a komponensek lényegileg az ionáramból (I_{ion}), a vezérlőrács termikus emissziós áramából



10. ábra

Sorozatgyártásban készült 100 W anóddisszipációjú, sugárzó hűtésű adócső termikus rácsemmissziója a rácsveszteség függvényében a 3. módszerrel mérve

(I_{te}) és a vezetési áramból (I_v) tevődnek össze, ha a negatív vezérlőrácsfeszültséget néhány voltnál nagyobbra választjuk és így megszüntetjük a katód indulóáramából eredő és a vezérlőrácsra folyó elektronáramot ($I_{e1,r}$). Triódákra ezeket az áramokat a 9a ábrán szemléltetjük és a rácsfeszültségtől való függésüket 9b ábrán tüntetjük fel.

A fordított vezérlőrácsáramra ($I_{f,r}$) fennáll tehát a következő összefüggés:

$$I_{f,r} = I_{ion} + I_{te} + I_v \quad \text{ha } I_{e1,r} = 0 \quad (5)$$

A termikus emissziós és vezetési áramokat felbonthatjuk még az anód felé és a katód felé irányuló összetevőkre:

$$I_{te} = I_{te,a} + I_{te,k} \quad (6)$$

$$I_v = I_{v,a} + I_{v,k} \quad (7)$$

Az 1. módszert alkalmazva terheljük az anódot most negatív rácsfeszültség és fordított rácsáram mellett. A hőegyensúly beállta után szakítsuk meg először a katód és anódkört (9a ábra). Ezután nyomban zárjuk az anódkört, a katódkört megszakítva hagyva. A létrejövő áramimpulzus, melyet oszcilloszkóppal mérünk, az

$$I_{te,a} + I_{v,a}$$

áramok összegét adja. (A katódkör megszakítása maga után vonja számottevő I_{ion} megszűnését.) A fűtőfeszültség kikapcsolása után $I_{v,a}$ külön mérhető. — A terhelések visszakapcsolása és a hőegyensúly beállta után szakítsuk meg másodszor újból a cső anód és katódkörét. Zárjuk nyomban a katódkört, az anódkört megszakítva hagyva. A keletkező áramimpulzus, melyet oszcilloszkóppal mérünk, az

$$I_{te,k} + I_{v,k}$$

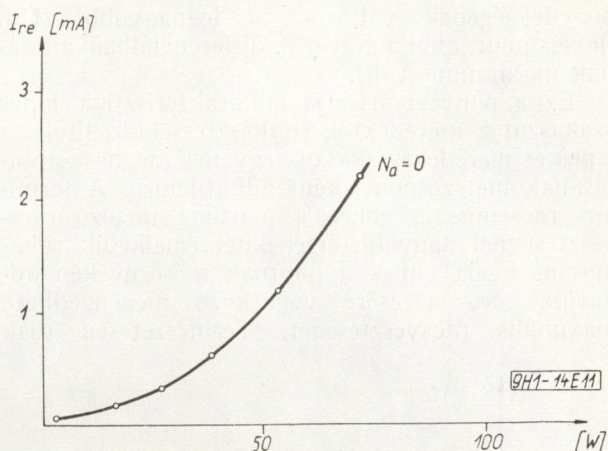
áramok összege. A fűtőfeszültség kikapcsolása után $I_{v,k}$ külön mérhető. — (A kapcsolási idők 10^{-2} sec nagyságrendűek legyenek az előző pontban végzett megfontolások alapján.)

A termikus emissziós rácásáramok és a vezetési áramok összesen négy komponensét így külön-külön meghatározhatjuk. Ebből természetesen a teljes termikus rácásáramot kiszámíthatjuk. A teljes termikus rácásáramot és vezetési áramot levonva a fordított rácásáramból, kapjuk a közvetlenül nem mérhető ionáramot. A mérés többrácsos csöveknél is elvégezhető.

8. Mérési eredmények

A 10., 11. és 12. ábrákon példaképpen bemutatunk néhány, általunk felvett páros emissziós karakterisztikát.

A karakterisztikák nagyjában a 2. ábrán feltüntetett várható alakú görbének felelnek meg. A 13. ábra példa Schottky-hatás nélküli termikus emissziós rácásáram meghatározására..



11. ábra

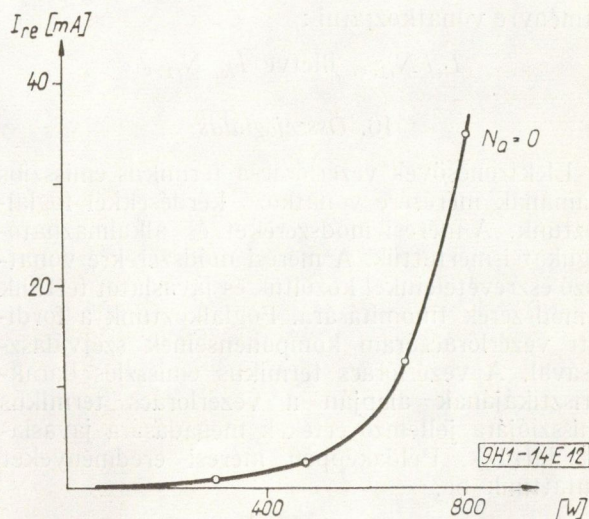
Laboratóriumban készült 1 kW anóddisszipációjú, lég-hűtéses adócső termikus rácsemissziója a rácsvesztesség függvényében a 2. módszerrel mérve

9. A rác termikus emissziós karakterisztikájának kiértékeléséről

A 2. ábrán feltüntetett termikus emissziós rácásáramkarakteristika egyik jellegzetes pontja a zérus rácsvesztességhez tartozik. Ha itt van mérhető termikus emissziós áram, akkor ez a katód és a többi elektróda hőszugárzás útján történő melegítő hatásától ered. Mivel a hőszugárzás útján a vezérlőrácsra jutó teljesítmény nem mérhető, viszont a hőszugárzást kibocsátó elektródákat és a katódot melegítő teljesítmény mérhető, különböző csövek összehasonlításánál célszerűnek látszik a vezérlőrács emissziós áramát a többi elektródát melegítő összes teljesítményre vonatkoztatni:

$$I_{te}/\Sigma N_v, \text{ illetve } I_{to}/\Sigma N_v$$

A karakteristika másik jellegzetes pontja a könyökpont. Erre az jellemző, hogy itt a görbe

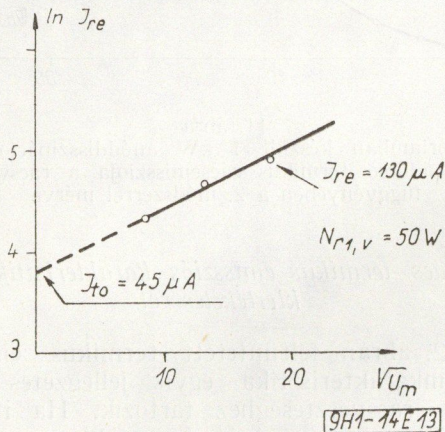


12. ábra

Sorozatgyártásban készült 20 kW anóddisszipációjú, víz-hűtéses adócső termikus rácsemissziója a rácsvesztesség függvényében a 2. módszerrel mérve

meredekségének változása a legnagyobb. (Ún. flexiós pont, ahol a görbe 2. differenciálhányadosának maximuma van).

Ez a pont elválasztja a karakterisztika lapos szakaszát a meredektől. Szerkesztéssel közelítőleg a lapos és meredek szakaszok egyenes meghosszabbításának metszéspontjaként adható meg. A termikus rácsemmisszió ehhez a ponthoz tartozó rácsveszteségnél nagyobb értékeknél emelkedik rohamosan. Ezért ennek a pontnak a környékén adhatjuk meg a csőre vonatkozó megengedhető maximális rácsveszteséget. Természetesen csak



13. ábra

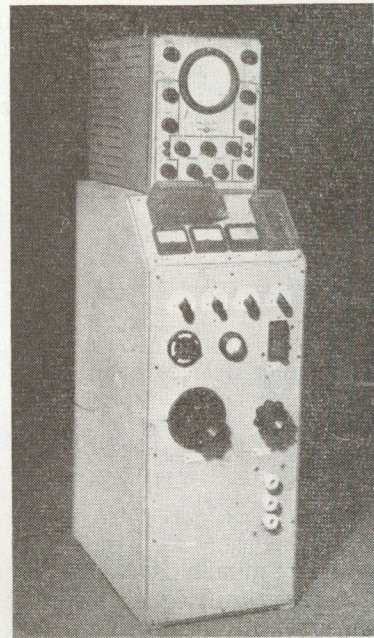
Sorozatgyártásban készült, 5 kW anóddisszipációjú, vízhűtéses adócső termikus rácsemmissziójának függése a mérőfeszültségtől, adott rácsdisszipációnál a 8. ábra szerinti kapcsolásban mérve. $I_{to} = 45 \mu A$; a Schottky-hatás nélküli termikus emissziós rác áram 50 W rácsterhelésnél

akkor, ha más körülmény azt kisebbre nem korlátozza, mint például gázleadás, vagy a könyökpont-hoz tartozó rácsemmissziós áram értékének nagysága, amelynek elhanyagolhatóan kicsinynek kell lennie a katód emissziós áramához képest. Összehasonlítás céljából különböző csövek esetén a könyökpont-hoz tartozó termikus emissziós rácáramot célszerű az idetartozó vezérlőrác veszteségi teljesítményre vonatkoztatni:

$$I_{te}/N_{r1, v}, \text{ illetve } I_{to}/N_{r1, v}$$

10. Összefoglalás

Elektroncsövek vezérlőrácsa termikus emissziós áramának mérésére vonatkozó kérdésekkel foglalkoztunk. A mérési módszereket és alkalmazhatóságukat ismertettük. A mérési módszerekre vonatkozó észrevételeinket közzétettük és javaslatot tettünk a módszerek finomítására. Foglalkoztunk a fordított vezérlőrácáram komponenseinek szétválasztásával. A vezérlőrác termikus emissziós karakterisztikájának alapján a vezérlőrác termikus emissziójára jellemző értékek megadására javaslatot tettünk. Példaképpen mérési eredményeket mutattunk be.



14. ábra

Termikus rácsemmissziót mérő berendezés, mely a Schottky-hatás nélküli telítési rácsemmissziós áram mérésére is alkalmas
Készült a Magyar Adócsőgyárban

A fenti munkával kapcsolatban köszönetemet nyilvánítom Dr. Koncz István kandidátus laboratóriumvezetőnek észrevételeiért, Valkó Iván Péter kandidátus docensnek és Fischer Ferenc osztályvezetőnek a tanulmány átnézéséért és észrevételeikért; Garai László főmérnöknek, Szabó László kandidátus osztályvezetőnek és Susánszky Gyulának a Magyar Adócsőgyárban készült mérőberendezéssel kapcsolatos tevékenységükért, és Tipold György munkatársamnak kiváló segítségéért a kísérleti munkákban.

IRODALOM

1. E. G. Dorgelo: Quelques aspects technologiques de l'étude des triodes hyperfréquences. — Some technological aspects of U. H. F. triode design — Le Vide. — 12 Année 1957. Nr. 67.
2. G. A. Espersen and J. W. Rogers: Studies on grid emission. — IRE Transactions. Electron Devices. April 1956. pp. 100—107.
3. J. E. Mouromtseff and H. N. Kozanowski: Grid temperature as a limiting factor vacuum tube operation. — Proceedings of IRE. March 1936. Volume 24., Nr. 3. pp. 447—454.
4. A. Hook: A method of measuring grid primary emission in thermionic valves. — Electronic Engineering. Vol. 18. March 1946. pp. 75—80.
5. H. Barkhausen: Electronenröhren. 1 Band. Allgemeine Grundlagen. (6. Auflage.) 1951. S. Hirzel Verlag. Leipzig.
6. Karl R. Spangenberg: Vacuum Tubes. Mc. Graw-Hill Book Company, Inc. 1948.
7. Simonyi K. Villamosságtan II. (Műszaki Fizika) — Akadémiai Kiadás 1958.

Kondenzátorok kapacitásának és veszteségi tényezőjének mérése elektronikusan kiegyenlített váltakozó áramú impedancia hídban

KATONA JÁNOS

a műszaki tudományok kandidátusa

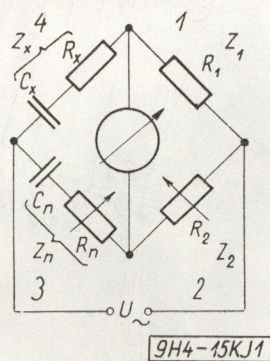
HENK KÁROLY

Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

Kondenzátorok kapacitásának és veszteségi tényezőjének tömeges mérésére, az egyszerű váltakozó áramú impedancia híd nem alkalmas. A váltakozóáramú impedancia híd ből kiindulva a szerző egy olyan berendezést dolgozott ki, melynek segítségével meghatározott névértékek körül elektrolitikus kondenzátorok mérése és válogatása rendkívül gyorsan végezhető. A cikk a berendezés elvi alapjait és felépítését ismerteti

Bevezetés

Kondenzátorok kapacitását és veszteségi tényezőjét leggyakrabban váltakozó áramú impedancia-hídban szokták mérni. Az 1. ábra egy váltakozó áramú impedancia-hídat mutat be, melynek 4-es



1. ábra.
Váltakozó
áramú
impedancia-
híd

ágában helyeztük el az ismeretlen kapacitású és veszteségi ellenállású kondenzátort. A híd többi karja ismert nagyságú kapacitást és ellenállást tartalmaz. Mint ismeretes, a híd kiegyenlítésekor érvényes a

$$Z_x = Z_n \frac{Z_1}{Z_2} = Z_n \frac{R_1}{R_2} \quad (1)$$

egyenlet.

Ha a Z_x és Z_n helyébe a sorosan kapcsolt kapacitás és ellenállás váltakozó áramú impedancia kifejezését írjuk, a valós és képzetes tagokat külön egyenlítjük, kiszámíthatjuk az ismeretlen kapacitást, a veszteségi ellenállást és a veszteségi tényezőt:

$$C_x = C_n \frac{R_2}{R_1} \quad (2)$$

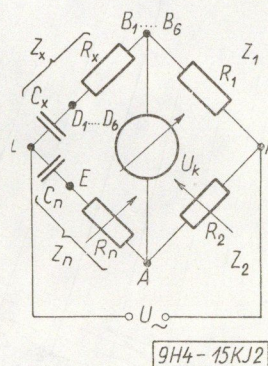
$$R_x = R_n \frac{R_1}{R_2} \quad (3)$$

$$\tan \delta_x = \omega C_x R_x = \omega C_n R_n \quad (4)$$

A híd kiegyenlítését 1. ábra szerint R_2 és R_n ellenállások változtatásával végeztük. A kiegyenlítés során R_2 -t és R_n -t többször egymás után kell

változtatnunk, ezért a mérés rendkívül lassúvá válik. Tömeges mérésre éppen ezért e módszer nem megfelelő. Szükségesnek látszott olyan mérési módszer kidolgozása, amely közvetlenül mutatja egyidejűleg az ismeretlen kapacitást és a veszteségi tényezőt, sőt esetleg automatikusan szelektál is megfelelő pontosság mellett.

A feladat első megoldásképpen felmerülhet a közvetlen mérés alkalmazása. E lehetőséget el kellett ejtenünk a mérés nem kielégítő pontossága miatt. A feladatot ezért a váltakozó áramú impedancia híd alkalmazásával kívántuk megoldani.



2. ábra.
A kiegyenlítetlen
váltakozó áramú
impedancia-híd
vizsgálata

A kiegyenlítetlen híd vizsgálata

Vegyük vizsgálat alá 2. ábra szerinti kiegyenlített váltakozó áramú impedancia-hídat. Ha a híd nem tartalmaz nemlineáris impedanciákat, akkor a híd bemenő (U) és kimenő (U_k) feszültsége között érvényes az

$$U_k = U \frac{Z_n Z_1 - Z_x Z_2}{(Z_x + Z_1)(Z_n + Z_2)} \quad (5)$$

egyenlet.

Ha fenti egyenlet jobb oldalának nevezője nem végtelen és $Z_n Z_1 - Z_x Z_2 \neq 0$, akkor $U_k \neq 0$, és U -hoz képest φ fázisszöget mutat.

Számítsuk ki 2. ábra szerinti elrendezés esetén a híd kimenő feszültsége abszolút értékét $|U_k|$ és a be és kimenő feszültség fázisszögét φ -t. Z_1 , Z_2 , Z_n és Z_x impedanciaértékeit (5) egyenletbe téve, a kapott komplex kifejezés nevezőjének konjugáltjával a számlálót és nevezőt szorozzuk meg. Válaszszuk szét a valós és képzetes kifejezéseket, ezek négyzetösszegéből vont négyzetgyök a kimenő feszültség abszolút értékét fogja megadni:

$$|U_k| = U \omega \sqrt{\frac{(R_1 R_n - R_2 R_x)^2 \omega^2 C_x^2 C_n^2 + (R_2 C_n - R_1 C_x)^2}{[1 + (R_1 + R_x)^2 \omega^2 C_x^2] [1 + (R_2 + R_n)^2 \omega^2 C_n^2]}} \quad (6)$$

Ha (5) egyenletből kapott komplex kifejezés valós és képzetes tagjait egymással elosztjuk, megkap-

juk U_k és U fázisszögének tangensét:

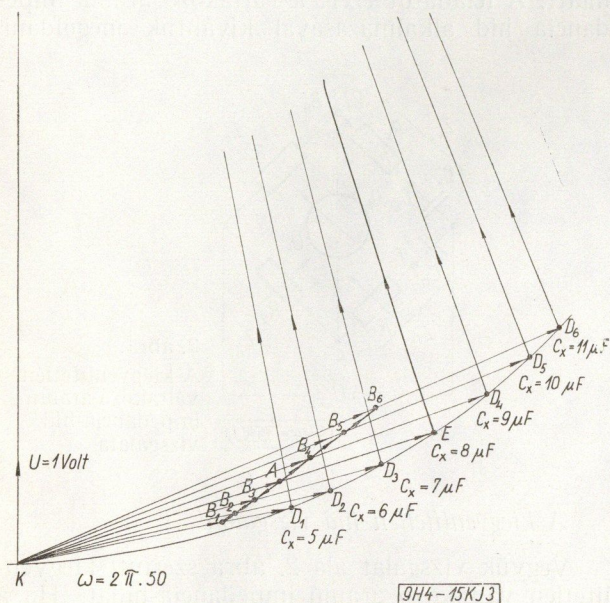
$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\frac{\omega R_1 C_x}{1 + \omega^2 (R_1 + R_x)^2 C_x^2} - \frac{\omega R_2 C_n}{1 + \omega^2 (R_2 + R_n)^2 C_n^2}}{\frac{1 + \omega^2 R_n (R_2 + R_n) C_n^2}{1 + \omega^2 (R_2 + R_n)^2 C_n^2} - \frac{1 + \omega^2 R_x (R_1 + R_x) C_x^2}{1 + \omega^2 (R_1 + R_x)^2 C_x^2}} \quad (7)$$

Ha C_x -t és R_x -t független változónak tekintjük, akkor a fentiek szerint

$$|U_k| = f_1(C_x, R_x) \quad (6/a)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = f_2(C_x, R_x) \quad (7/a)$$

Vizsgáljuk meg e két függvény jellegét a kiegyenlítés közelében. Az első közelítő vizsgálatokra alkalmasnak látszik az impedancia híd vektor kördiagramja. A 3. ábra egy konkrét példát tartalmaz.



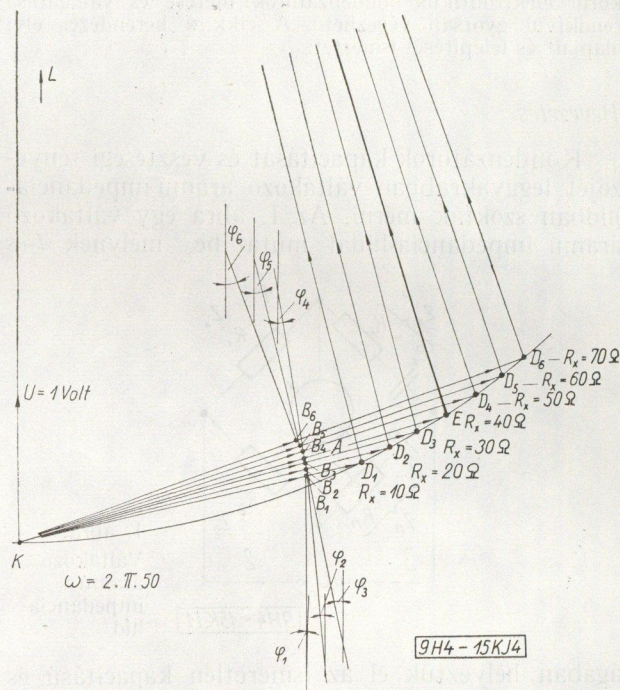
3a ábra. A kiegyenlítettlen váltakozó áramú impedancia-híd vektor-kördiagramja. (Változó: C_x)
 $U = 1 \text{ V}$, $R_x = R_n = 40 \text{ ohm}$, $R_1 = R_2 = 80 \text{ ohm}$, $C_n = 8 \mu\text{F}$
 $C_x = 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11 \mu\text{F}$

Legyen $C_n = 8 \mu\text{F}$, $R_n = 40 \text{ ohm}$, $R_1 = R_2 = 80 \text{ ohm}$. 3a ábrán a híd vektor kördiagramját ábrázoltuk $U = 1 \text{ Volt}$ eff. 50 periódusú tápfeszültség esetén. $R_x = R_n = 40 \text{ ohm}$ állandó értékű az első vizsgálatnál, C_x 5—11 μF között változik. 2. ábra jelölése szerint ekkor a D pontok egy az U vektorra rajzolt félkör kerületén helyezkednek el D ($D_1, D_2, \dots$). A kimenő feszültség vektorai $AB_1, AB_2, \dots$ lesznek. Mint látható e vektorok U -hoz képesti szögei alig mutatnak eltérést, viszont abszolút értékük C_x értékétől erősen függenek.

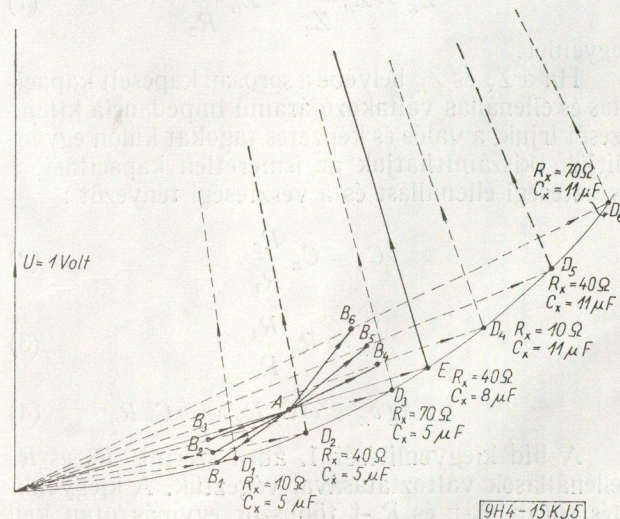
3b. ábra esetén $C_x = C_n = 8 \mu\text{F}$, R_x -t változtattuk 10—70 ohm között. Ez esetben U_k abszolút értéke ($AB_1 AB_2, \dots$) alig mutat változást, ezzel szemben e vektornak U -val bezárt szöge (φ) mutat jelentékeny változásokat.

3c ábrán bemutatott vektorkördiagram C_x és R_x együttes változásának megfelelő esetet ábrázolja.

E vektordiagramokból tehát az látható, hogy bizonyos feltételek mellett, a híd kiegyenlítésének közelében a híd kimenő feszültségével a kiegyen-



3b ábra. A kiegyenlítettlen váltakozó áramú impedancia-híd vektor-kördiagramja. (Változó: R_x)
 $U = 1 \text{ V}$, $R_n = 40 \text{ ohm}$, $C_n = C_x = 8 \mu\text{F}$, $R_x = 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70 \text{ ohm}$
 $R_1 = R_2 = 80 \text{ ohm}$



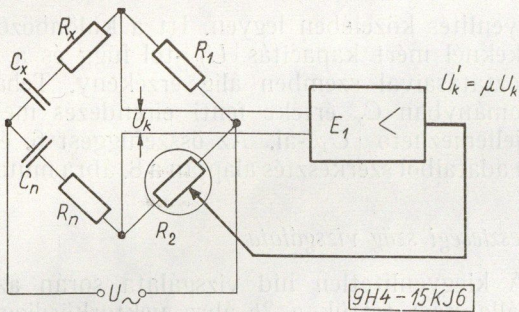
3c ábra. A kiegyenlítettlen váltakozó áramú impedancia-híd vektor-kördiagramja. (Változó: C_x , R_x)
 $U = 1 \text{ Volt}$, $R_n = 40 \text{ ohm}$, $C_n = 8 \mu\text{F}$, $C_x = 5, 8, 11 \mu\text{F}$;
 $R_1 = R_2 = 80 \text{ ohm}$, $R_x = 10, 40, 70 \text{ ohm}$

lítési állapottól való kapacitásváltozás ($\pm \Delta C_x$) a be és kimenő feszültség fázisszögével pedig a veszteségi ellenállásváltozás ($\pm \Delta R_x$) indikálása lehetségessé válik.

A kiegyenlített impedancia-híd közelítő kiegyenlítése elektronikusan vezérelt nemlineáris hídokkal

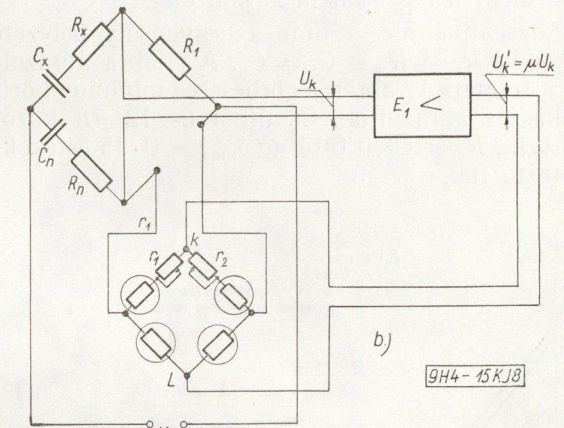
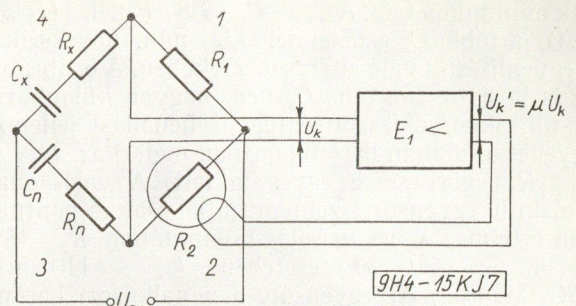
A fenti megfontolások csak bizonyos feltételek mellett, a kiegyenlítés közelében érvényesek. E feltételek megteremtését a következőképpen kísérelhetjük megközelíteni: A 2-es hídágba (R_2) helyezzünk el egy feszültségfüggő ellenállást, amely bizonyos feszültségtartományban közel lineárisan változik a ráhelyezett feszültség függvényében. (4. ábra) A híd kimenő feszültségét vezessük egy ω frekvencián működő szelektív erősítőre. Az erősítő kimenő oldalán nyert $\mu \cdot U_k$ feszültséggel vezéreljük R_2 nemlineáris ellenállást. (μ az erősítő erősítési tényezője.)

E vizsgálatnál $U'_k = \mu U_k$ feszültséget nem kapcsolhatjuk közvetlenül R_2 nemlineáris ellenállásra,



4. ábra. Váltakozó áramú impedancia-híd nemlineáris híd-karral, amelyet a híd erősített kimenő feszültsége vezérel (Elvi séma.)

mert akkor a híd feszültségviszonyait nem kívánatos módon változtatnánk meg. 5. ábra, két megoldást mutat be. 5a. ábrán R_2 egy közvetett fűtésű nemlineáris ellenállás, amely a 2-es hídkarban U'_k -nek megfelelő ellenállásváltozást fog mutatni. 5b. ábrán egy nemlineáris ellenállásokból összeállított segédhídot látunk, mely r_1 , r_2 korrekciós ellenállások segítségével ki van egyenlítve. Ha a nemlineáris ellenállások karakterisztikái egyformák, akkor a K , L pontokon U'_k -el táplált segédhíd az impedancia-híd 2-es karja felé csak ellenállásváltozást fog mutatni és a vezérlőfeszültség $|U_k|$ az impedancia-híd működését nem fogja zavarni. A híd felépítéséhez ez utóbbi megoldást választottuk, részben mert elkészítése egyszerűbb, részben mert a közvetett fűtés esetén túl nagy hőterheléssel kell számolnunk, ami az egyensúly beállítását időben eltolja, a mérést lelassítja. Bizonyos hőterhelésre szükség van, mert a lineáris hídra fentebb számolt összefüggések csak bizonyos feltételek mellett terjeszthetők ki a nemlineáris elemet tartalmazó hídra. Ha kis kiegyenlítetlenség mellett dolgozunk és R_2 -nek a feszültségtől (U'_k) függő beállási ideje összenemmerhetően nagyobb, mint a hídot tápláló feszültség (U) egy periódusának ideje, akkor (6) és (7) egyenlet érvényessége közelítőleg kiterjeszthető e tárgyalt esetre.



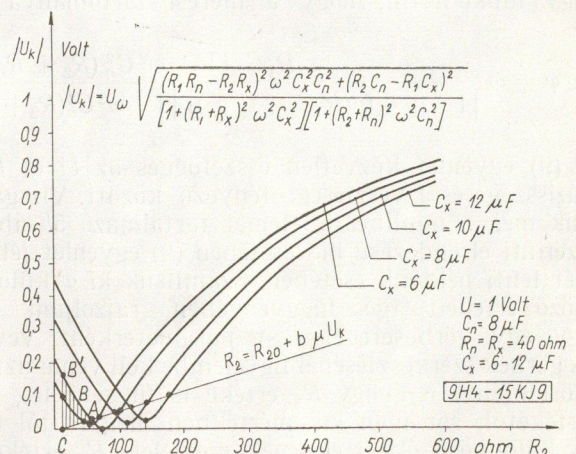
5. ábra. Váltakozó áramú impedancia-híd nemlineáris híd-karral, amelyet a híd erősített kimenő feszültsége vezérel
a) közvetett fűtésű nemlineáris ellenállással;
b) segédhídban elhelyezett nemlineáris ellenállásokkal

Vizsgáljuk meg a híd egyensúlyi viszonyait fenti példa adataival. 6. ábra a kimenő feszültség abszolút értékét $|U_k|$ mutatja R_2 függvényében (6) egyenlet szerint számítva.

$U = 1$ volt eff. (50 ~) $R_1 = 80$ ohm, $C_n = 8 \mu F$, $R_n = R_x = 40$ ohm. C_x paraméterként 6—12 μF között változik. Az 5b ábra szerint összeállított híd vashidrogén ellenállásokat tartalmaz, amely jól követi az ábrázolt határok között az

$$R_2 = R_{20} + b \mu U_k \quad (8)$$

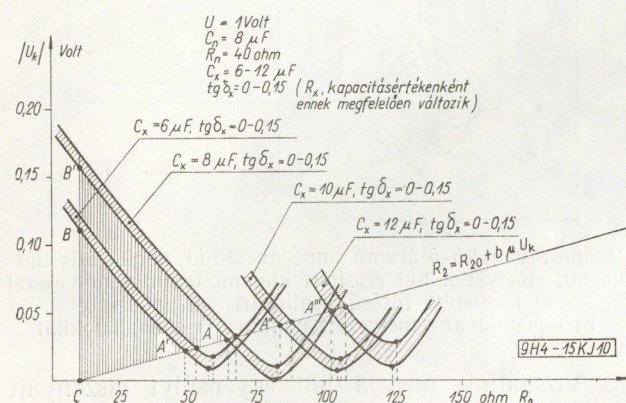
egyenletet, ahol R_{20} a $\mu \cdot U_k = 0$ esetben mért ellenállásérték, b pedig az emelkedés iránytangense. Mint a 6. ábrából látható, $|U_k| = f(R_2)$ görbék-



6. ábra. A híd kimenőfeszültségének változása R_2 aránykar nagyságának függvényében különböző C_x értékeknél

nek minimuma van. A $C_x = C_n = 8 \mu F$ -nél $|U_k|_{\min} = 0$, a többi C_x értékeknél $|U_k|$ min. növekszik a kiegyenlítéstől való eltérés mértékében. A 6. ábrából az is látható, hogy ha C_x nem nagyon különbözik C_n -tól, akkor a feszültségfüggő ellenállást jellemző egyenes általában három pontban metszi az $|U_k| = f|R_2|$ görbesereg egyes tagjait. A valóságban kialakuló egyensúly szempontjából csak A pontnak van értelme. A bekapcsolás pillanatában, $R_2 = R_{20}$ és pl. $C_x = 6 \mu F$ esetében $|U_k| = 110$ mV. (BC távolság) Az egyensúly a vonalkázott háromszög mentén fog beállni A pontban.

Vizsgáljuk meg ezután az egyensúly helyzetét akkor ha $R_x \neq R_n$ és $C_x \neq C_n$. A 7. ábra ábrázolja ezt az esetet. Az ábrán a görbesereg minimumkörüli szakaszát ábrázoltuk. C_x újból 6—12 μF között változik. R_x értékeit 0-tól $tg \delta_{\max} = 0.15$ értékekig változtattuk.



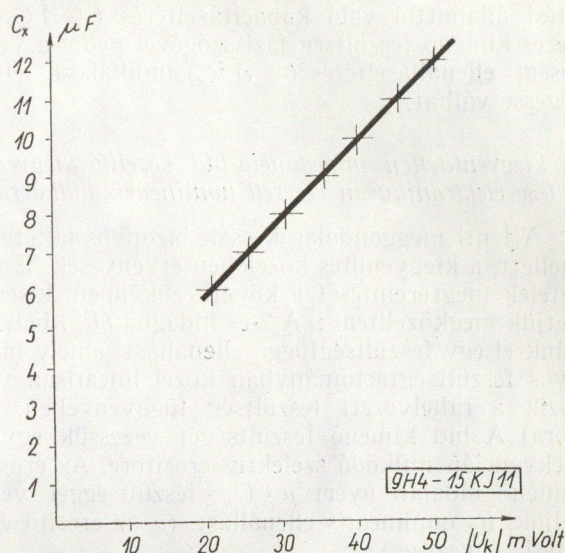
7. ábra. A híd kimenőfeszültségének változása R_2 aránykar nagyságának függvényében különböző C_x és $tg \delta_x$ értékeknél

$$R_{2\max} = \frac{tg \delta_{\max}}{\omega C_x} \text{ összefüggés alapján}$$

számított érték. Az ábrán R_2 -nek 0— $R_{2\max}$ közti változtatás esetén adódó, szélső $U_k = f(R_2)$ görbék vannak ábrázolva. A többi görbe a szárfózott területen belül helyezkedik el. Az ábrából látszik, hogy egy-egy azonos C_x értéknél U_k változása R_x változtatása esetén a kisebb C_x értékeknél igen kicsiny. Ebből az következik, hogy célszerű a hidat úgy működtetni, hogy a mérési tartománya a

$$tg \varphi = \omega \frac{R_1 C_x [1 + \omega^2 C_n^2 (R_2 + R_n)^2] - R_2 C_n [1 + (\omega R_1 C_x + tg \delta_x)^2]}{[1 + tg \delta_x (\omega R_1 C_x + tg \delta_x)] [1 + \omega^2 C_n^2 (R_2 + R_n)^2] - [1 + \omega^2 C_n^2 R_n (R_2 + R_n)] [1 + (\omega R_1 C_x + tg \delta_x)^2]} \quad (9)$$

(9) egyenlet közvetlen összefüggés az U és U_k fázisszöge és a veszteségi tényező között. Vizsgáljuk meg a nonlinearis elemet tartalmazó 5b ábra szerinti elrendezésű híd esetében (9) egyenlet jellegét fenti példánk esetében. Számítsuk ki φ különböző értékeit $tg \delta_x$ függvényében, rajzoljunk fel így egy görbesereget C_x -t paraméterként véve. A görbék szerkesztésénél figyelembe kell venni azt a körülményt is, hogy R_2 értéke is függeni fog C_x értékétől, sőt igen kis mértékben még R_x -től is. A különböző C_x értékeknek megfelelő R_2 értékek 7. ábrán látható A, A' A'' stb. metszéspontok abszcisszáiból adódnak. Ezek figyelembevétele után



8. ábra. Az ismeretlen kapacitás (C_x) függése a híd kimenő feszültségének abszolút értékétől $|U_k|$

kiegyenlítés közelében legyen. Itt a különböző R_x értékeknél mért kapacitás $|U_k|$ -tól függ és a $tg \delta$ változtatásaival szemben alig érzékeny. Tehát e tartományban C_x értéke fenti elrendezés mellett jól jellemezhető $|U_k|$ -al. Az összefüggést 6. és 7. ábra adataiból szerkesztés alapján a 8. ábra mutatja.

A veszteségi szög vizsgálata

A kiegyenlített híd vizsgálata során azt a megállapítást tettük a 3b ábra vektorkördiagram szerkesztési eredményei alapján, hogy kis kiegyenlítetlenség esetében a be és a kimenő feszültség fázisszöge összefüggésbe hozható a veszteségi ellenállással és bizonyos mérési tartományban az ismeretlen kapacitás értékétől alig függ.

E gondolatmenetet tovább folytatva, keressük azokat a viszonyokat, ahol φ döntő mértékben csak az ismeretlen veszteségi tényezőtől

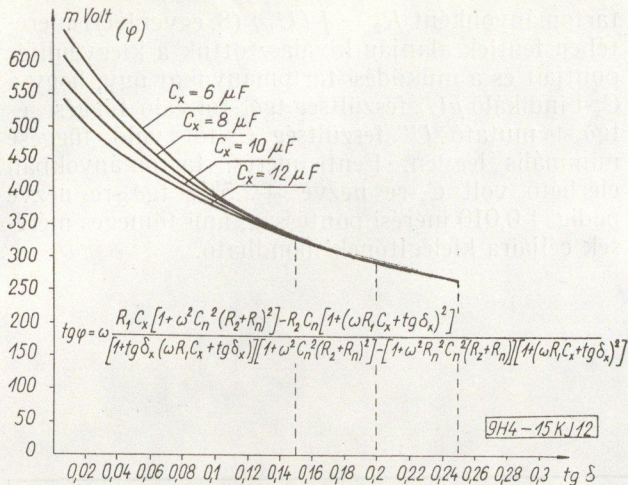
$$tg \delta_x = \omega C_x R_x \text{-től fog csak függeni.}$$

Ha (7) egyenletet átalakítjuk úgy, hogy $\omega C_x R_x$ helyébe $tg \delta_x$ -t írunk és az emeletes törtet rendezük, kapjuk

(9) egyenlet alapján a $tg \varphi$ görbék megszerkesztethetők. A szerkesztés eredményét a 9. ábra mutatja. Mint az ábrából látható, fenti példa esetén $tg \delta_x = 0.08 - 0.25$ tartományban φ C_x értékétől alig mutat függést, tehát $tg \delta_x$ indikálására alkalmas, bizonyos határokon belül, C_x értékétől függetlenül.

Az elektronikus vezérelt impedancia-híd felépítése

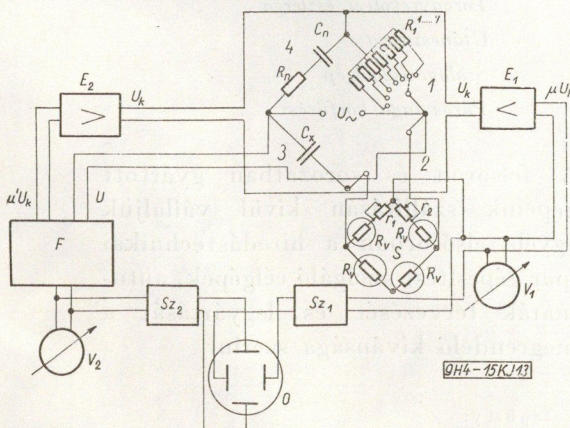
Fenti számítások és megfontolások alapján hozzáfogtunk egy 50 periódusú váltakozó áramú híd felépítéséhez, amellyel elektrolitikus kondenzátorok a KGMSZ 6379 sz. szabványa szerint mér-



9. ábra. A fázisdetektor kimenő pontjain mért feszültség-változása a veszteségi tényező függvényében ($C_x = 6, 8, 10, 12 \mu F$)

hetőek. A mérőberendezést úgy terveztük, hogy azzal mérési tartományként a névleges átlagkapacitásértékek körül $\pm 50\%$ -tól -20% -ig lehessen mérni. A kapacitásmérés tartományai: 4, 8, 16, 25, 32, 50, 100 μF . A veszteségi tényező mérési tartományai: 0—0,15, 0—0,2. A berendezés blokk-sémáját a 10. ábra mutatja be. Az impedancia-híd 2-es ágába vashidrogénellenállásokból összeállított és r_1 , r_2 ellenállásokkal kiegyenlített segédhíd képezi az impedancia-híd nemlineáris elemét (S). A segédhídat E_1 , 50 periódusú szelektív erősítő által az impedancia híd kimenő feszültsége, U_k vezérli. Az erősítő erősítési tényezője $\mu \approx 450$. Az erősítő kimenő oldalán nagy belső ellenállású voltmérő (V_1) a μU_k feszültséget méri és a mérési tartománynak megfelelő kapacitáseltérésre (ΔC_x) van kalibrálva.

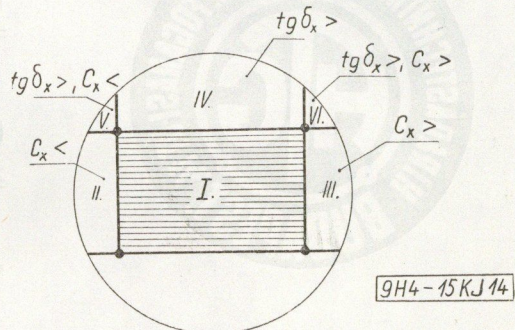
A veszteségi tényező mérésére szolgáló mérőegység a blokk-séma baloldalán helyezkedik el. E_2 , 50 periódusú szelektív erősítő, amely a híd kimenő feszültségét (U_k) erősíti. E_2 erősítő kimenő feszültségét a híd tápfeszültségével (U) együtt egy



10. ábra. Az elektronikusan vezérelt váltakozó áramú impedancia-híd blokk-sémája. E_1 50 periódusú szelektív teljesítmény erősítő, E_2 50 periódusú szelektív erősítő, V_1 váltakozóáramú voltmérő, V_2 voltmérő, S segédhíd, R_v vashidrogén ellenállás, r_1 , r_2 szabályozható ellenállás, F fázisdetektor limiterrel, Sz_1 egyenirányító + szűrőegység, Sz_2 szűrőegység, O oszcilloszkóp

limiterrel egybeépített fázisdetektorba (F) vezetjük. A fázisdetektor kimenő oldalán V_2 voltmérővel mért feszültség az impedancia-híd be és kimenő feszültségének fázisszögét indikálja, és a fenti megfontolások szerint a veszteségi tényező ($tg \delta_x$) szerint van kalibrálva.

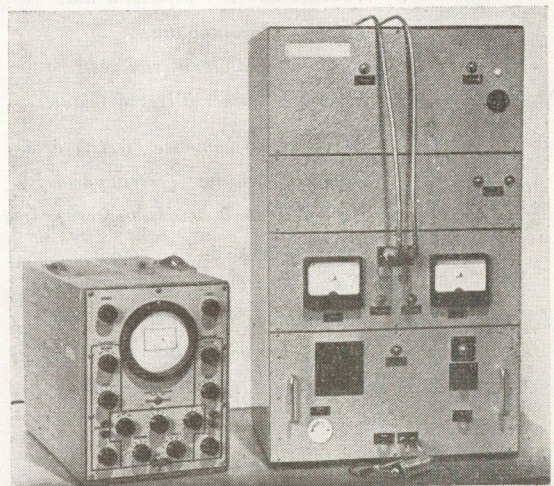
A berendezést kiegészítettük még egy mérési lehetőséggel is, ami alkalmas tömeges mérések esetén gyors szelektálásra. E_1 erősítő kimenő feszültségét egy Sz_1 egyenirányító és szűrőn átvezetve egy elektrosztatikus eltérítésű oszcilloszkóp horizontális eltérítő lemezpárjára (X—X) vezettük. F fázisdetektor kimenő feszültség pontjairól pedig az oszcilloszkóp vertikális lemezpárjára (Y—Y) csatlakoztunk. Az oszcilloszkóp ernyőjén egy téglalapot szerkeszthetünk 11. ábra szerint a szabványban előírt kapacitás és veszteségi tényező határokkal. Ha az elektronsugár fénypontja e téglalapon belül helyezkedik el, akkor az ismeretlen kondenzátor a kapacitás tűréshatárokon belül van és veszteségi tényező szempontjából is megfelelő. (I. tartomány.)



11. ábra. A kapacitás és a veszteségi tényező indikálása oszcilloszkóppal

Ha a fénypont II. tartományban van, a kondenzátor kapacitása alacsony, III. tartományban magas, IV. tartományban a veszteségi tényező magas, stb.

A berendezés fényképét a 12. ábra ábrázolja.



12. ábra. Elektrolitikus kondenzátorok kapacitásának és veszteségi tényezőjének gyors mérésére szolgáló berendezés fényképe

Az eddig alkalmazott kézi kiegyenlítésű változó áramú impedancia-híddal 90—120 db/óra mérési sebességet lehetett elérni, R_2 és R_n ellenállások fokozatos kézi szabályozása lassú kiegyenlítést eredményezett. Fenti felépítésű híddal 800—1200 db/óra mérési sebesség biztosítható, ha gondoskodunk a mérendő kondenzátorok megfelelően kiképzett befogó-érintkező sablonjáról.

6a és 7a függvények felvétele után, mérési

tartományonként $R_2 = f(U_k)$ (8. egyenlet) ismeretében fentiek alapján kiválasztottuk a kiegyenlítés pontjait és a működési tartományokat úgy, hogy a C_x -t indikáló μU_k feszültség $\text{tg} \delta_x$ -tól való függése és $\text{tg} \delta_x$ -t mutató U' feszültség C_x -től való függése minimális legyen. Fenti mérési tartományokban elérhető volt C_x -re nézve $\pm 2,5\%$, $\text{tg} \delta_x$ -re nézve pedig $\pm 0,010$ mérési pontosság, ami tömeges mérések céljaira kielégítőnek mondható.



HIRADÁSTECHNIKAI GÉPGYÁR

a híradástechnikai ipar szolgálatában

GYÁRTMÁNYAINK:

- I. a) *Határsós sortekercselőgép*
Keresztekerccselőgép
Jelfogó tekercselőgép
Televízió eltérítőtekercs csévelő
Négyorsós sortekercselőgép
Toroid (gyűrű) tekercselőgép
- b) *Huzalleszabó és csupaszító aut.*
Folialeszabó automata
Fordulatszámoló berendezés
Hengeres testeket bélyegző felaut.
- II. a) *Maghőkezelő kemence (ferritgyártás)*
Zsugorító kemence (ferritgyártás)
Keverő, mosó berendezés (ferritgyártás)
Tablettázógép
- b) *Forgódobos galvanizáló berendezés*
Zsírtalanító, mosó, öblítő és koptató berendezések
- c) *Vákuumimpregnáló berendezés*
Csillámezüstöző berendezés
Trafóimpregnáló berendezés
- III. a) *Műanyagfröccsöntőgép*
Anyá és csavargyártó automata

- IV. a) *Vibrációs kézi csiszológép*
Alakmegmunkáló kézigép
Asztali kéziprések
Kézivezérlésű menetfűrőgép
Panell-lyukasztógép
- b) *Pontossági eszterga*
Toronyrevolver eszterga
Utáneszterga
Szalagsziszológép
Páros inga körfűrész

A felsorolt és sorozatban gyártott gépeink szállításán kívül vállaljuk egyéb, elsősorban a híradástechnikai ipar gépesítést szolgáló célgépek, automaták tervezését és legyártását a megrendelő kívánsága szerint

Telephely:

**BUDAPEST, XIV.,
FOGARASI ÚT 14.**

TELEFON: 298 — 450

Korszerű műsorvevő rádiókészülékek

KISS ERNŐ,

az Orion Rádió- és Villamossági Gyár Fejlesztő Laboratóriumának közleménye

(Befejező rész)

A korszerű műsorvevő rádiókészülékek működését, elvi és szerkezeti felépítését tárgyaló cikksorozat négy folytatásban jelent meg. Az első közlemény a műsorvevő rádiókészülékek fejlődéséről és az URH-FM vételtechnika jelenlegi helyzetéről ad rövid áttekintést. A második és a harmadik közlemény az URH erősítő és keverő egység működésével és felépítésével foglalkozik. A cikksorozat negyedik és egyben befejező közleménye az URH-FM vevők középfrekvenciás erősítő részét, a germánium diódákkal működő aránydetektort, a limitálást és az automatikus erősítés szabályozást tárgyalja, végül pedig kitér a készülékek szerkezeti felépítésének kérdéseire is.

b) Középfrekvenciás erősítő rész

Az URH erősítő és keverő egység által előállított középfrekvenciás jelet a vevőkészülék középfrekvenciás erősítő része az FM demodulátor kivezéréséhez szükséges feszültség szintre erősíti fel.

Az FM demodulátor kivezéréséhez szükséges feszültség és a venni kívánt legkisebb URH feszültség ismeretében meghatározható a szükséges középfrekvenciás erősítés nagysága.

Az URH készülék által vehető legkisebb hasznos jel nagyságát az URH erősítő fokozat zajszáma és a készülék kimenő kapcsain előírt hangfrekvenciás jel/zaj viszony szabja meg.

Ha ismeretes az URH erősítő fokozat F zajszáma és B effektív sáv szélessége, (6) és (7) összefüggések alapján meghatározható a készülék bemenő kapcsaira vonatkoztatott ekvivalens zajteljesítmény:

$$P_{ze} = FkT_0 B \quad (35)$$

Ha a vevőkészülék hangfrekvenciás erősítő részének effektív sáv szélessége B_h , akkor az URH erősítő fokozat bemenő kapcsain rendelkezésre álló zajspektrumból első közelítésben csupán azon zajkomponensek lesznek hallhatók a hangfrekvenciás erősítő rész kimenő kapcsain, amelyek a venni kívánt jel f_j frekvenciájának környezetében az $f_j \pm B_h$ frekvencia sávba esnek, írható tehát, hogy $B \approx 2B_h$. Ennek alapján az URH vevőkészülék bemenő kapcsaira vonatkoztatott zajfeszültség effektív középértéke

$$U_{zb} = \sqrt{P_{ze} R_s^*} = \sqrt{FkT_0 2B_h R_s^*} \quad (36)$$

Itt R_s^* a jelforrás G_s^* belső konduktanciájának reciprokja, a belső ellenállás. A (36) összefüggés alapján egy adott U_{jb} bemenő jel feszültséghez meghatározható a $Q_b = U_{jb}/U_{zb}$ bemenő nagyfrekvenciás jel/zaj viszony. Ha a venni kívánt U_{jb} bemenő jel Δf frekvencia-lökettel frekvenciamodulálva van és a vevőkészülék AM zavarokra érzéketlen, ideális FM demodulátor fokozatot tartalmaz, demoduláció után a készülék hangfrekvenciás erősítő részének kimenő kapcsain mérhető hangfrekvenciás jel/zaj viszony [9] szerint

$$Q_d = \sqrt{3} \frac{\Delta f Q_b}{B_h} \quad (37)$$

Ha $\Delta f = 12$ kHz, $B_h = 15$ kHz, akkor $Q_d = 1,38 Q_b$, a jel/zaj viszony javulása tehát 2,8 dB. Az FM demodulátor kimenő kapcsaira csatlakozó 50 μ s időállandójú, magashang vágó RC-tag, az ún. deemphasis tag $B_h = 15$ kHz esetében további 10,2 dB-el növeli a hangfrekvenciás jel/zaj viszonyt. [9].

Ezek szerint ideális FM demodulátort feltételezve az URH vevőkészülék hangfrekvenciás kimenő kapcsain mintegy 13 dB-el nagyobb a jel/zaj viszony, mint az URH erősítő fokozat bemenő kapcsain.

Az URH vevőkészülék érzékenységén azt az 1000 Hz-es jellel, $\Delta f = 12$ kHz lökettel frekvenciamodulált U_{jb} bemenő jelfeszültséget értjük, amely szükséges a készülék bemenő kapcsain ahhoz, hogy a hangfrekvenciás kimenő jel/zaj viszony 26 dB legyen. Fentiek szerint ideális FM demodulátort feltételezve a bemenő jel/zaj viszony 13 dB-es növekedésére lehet számítani, a 26 dB-es hangfrekvenciás kimenő jel/zaj viszony biztosításához tehát már magának a $Q_b = U_{jb}/U_{zb}$ bemenő nagyfrekvenciás jel/zaj viszonnak is legalább 13 dB-nek kell lennie.

Ha $F = 2,5$, $T_0 = 293$ K°, $B_h = 15$ kHz, $R_s^* = 240$ ohm, (36)-ból $U_{zb} = 0,268$ μ V, a 13 dB nagyfrekvenciás bemenő jel/zaj viszony biztosításához tehát $U_{jb} = 1,2$ μ V URH bemenő jelfeszültség szükséges, s ebben az esetben a vevőkészülék kimenő kapcsain 26 dB hangfrekvenciás jel/zaj viszonyra lehet számítani.

Ha a Q_b nagyfrekvenciás jel/zaj viszony és a Q_h hangfrekvenciás jel/zaj viszony között lineáris összefüggés áll fenn, akkor $U_{jb} = 6$ μ V URH bemenő jelfeszültséggel 40 dB, $U_{jb} = 60$ μ V bemenő feszültséggel pedig 60 dB hangfrekvenciás kimenő jel/zaj viszony biztosítható.

Szükségesnek látszik hangsúlyozni, hogy ezeket az eredményeket erősen leegyszerűsített alapfeltevésekből kiindulva kaptuk meg. A méréssel és a számítással kapott eredmények között lényeges eltérés mutatkozhat, ha pl. az FM demodulátor nem eléggé érzéketlen az AM zavarokra, vagy pedig ha a Q_b nagyfrekvenciás bemenő jel/zaj viszony lényegesen kisebb, mint 20–26 dB. A számítással kapott eredmények azonban közelítő jellegük ellenére is jól felhasználhatók a szükséges középfrekvenciás erősítés meghatározásához. [10].

Az URH vevőkészülékekben leggyakrabban alkalmazott FM demodulátor, az aránydetektor optimális működéséhez kb. 8 V_{eff} középfrekvenciás feszültség szükséges az aránydetektor sávszűrőjének bemenő kapcsain. Ebben az esetben kb. 4–5 V egyenfeszültség mérhető az aránydetektor elektrolitkondenzátorán, a hangfrekvenciás kimenő feszültség pedig $\Delta f = 12$ kHz frekvencia-lökettel is elegendő kb. 0,5–1 W hangfrekvenciás kimenő teljesítmény biztosításához.

A előzőek szerint kb. $1\ \mu\text{V}$ az a legkisebb hasznos URH jel, amellyel már elfogadható hangfrekvenciás jel/zaj viszonyt lehet elérni a szükséges erősítés és hatásos limitálás biztosítása esetén.

A nagytávolságú vételre is alkalmas, igen nagy érzékenységgű, csúcsteljesítményű URH vevőkészülékektől megkívánjuk, hogy már kb. $1\text{--}2\ \mu\text{V}$ bemenő feszültséggel biztosítható legyen a $8\ V_{\text{eff}}$ középfrekvenciás feszültség az aránydetektor sáv-szűrőjének bemenő kapcsain. A közepes érzékenységgű vevőkészülékek erősítése ennél kb. egy nagyságrenddel kisebb, tehát $10\text{--}20\ \mu\text{V}$ URH bemenő feszültség szükséges az aránydetektor optimális kivezérlésének biztosításához.

Az előző folytatásokban közöltek szerint egy korszerű, ECC 85 típusú kettős triódával működő URH erősítő és keverő egység erősítése kb. 52 dB, $1\ \mu\text{V}$ URH bemenő feszültség esetén tehát $400\ \mu\text{V}$ középfrekvenciás feszültség mérhető a kimenő kapcsain. Az igen nagy érzékenységgű, csúcsteljesítményű URH vevőkészülékekben ezek szerint $1\text{--}2\ \mu\text{V}$ URH bemenő feszültség esetén kb. 80—86 dB középfrekvenciás erősítés szükséges az aránydetektor optimális kivezérléséhez, míg a közepes érzékenységgű URH vevőkészülékek középfrekvenciás erősítésének 60—66 dB-nek kell lennie.

A hálózati üzemi AM—FM vevőkészülékekben általában az ECH 81 típusú cső heptóda részét, továbbá az EF 89, az EBF 89, ritkább esetben pedig az EF 85 típusú pentódát szokták felhasználni a 10,7 MHz-es középfrekvenciás jel erősítésére. Az egyes erősítő csövek között kétrezgőkörös sáv-szűrők létesítenek csatolást. Ha feltételezzük, hogy a középfrekvenciás erősítő rész mentes mindenféle visszacsatolástól, a középfrekvenciás erősítő fokozat erősítése a rezgőkörök rezonancia frekvenciáján

$$A = SZ_{10} = S \frac{KQ}{1 + (KQ)^2} \sqrt{R_p R_s} \quad (38)$$

Itt S az erősítő cső meredeksége, Z_{10} a kétrezgőkörös sáv-szűrő transzfer impedanciája, $Q = \sqrt{Q_p Q_s}$ a rezgőkörök közepes jósága, KQ a sáv-szűrő rezgőköreinek relatív csatolása, R_p és R_s pedig a primer, ill. a szekunder rezgőkör parallel impedanciája rezonancia esetén, figyelembe véve a csövek és a külső csatoló elemek okozta csillapításokat is.

10,7 MHz középfrekvencián az általában szokásos megoldásokat alkalmazva, $Q_0 = 90\text{--}100$ közötti rezgőkör jóságot lehet elérni. A külső csatlakozó elemek okozta csillapításokat figyelembe véve $Q = 70$ körüli közepes üzemi rezgőkör jóság biztosítható. Ha megkívánjuk, hogy csőcsere esetén ne kelljen újból hangolni a rezgőköröket, akkor nem célszerű 25 pF-nál kisebb kapacitású rezgőköri hangoló kondenzátorokat alkalmazni, $KQ = 0,9$ relatív csatolással tehát kb. $Z_{10} = 20\ \text{k}\Omega$ transzfer impedancia valósítható meg. Körülbelül ugyanez az érték adódik az aránydetektor sáv-szűrőjének bemenő impedanciájaként is. Az előzőekben említett csőtípusok katalógus adatait figyelembe véve, egy középfrekvenciás erősítő fokozat maximális erősítésére a következő értékek adódnak:

ECH 81	: 34 dB
EF 89	: 37—40 dB
EBF 89	: 37—40 dB
EF 85	: 41—43 dB

Ha az aránydetektort vezérlő EF 89, EBF 89 vagy EF 85 típusú cső úgy van beállítva, hogy nagy bejövő jel esetén limiterként működjen, akkor kis jelnél kb. 34—36 dB erősítésre számíthatunk.

A felsorolt tájékoztató adatokból megállapítható, hogy a nagyérzékenységgű URH vevőkben szükséges 80—86 dB középfrekvenciás erősítés két középfrekvenciás erősítő fokozattal csak akkor valósítható meg, ha a készülék kizárólag URH—FM vétel céljára szolgál, nem tartalmazza tehát az AM keverőcsőként is felhasznált kismeredekséggű ECH 81 típusú csövet. Ezek szerint a nagyérzékenységgű AM/URH—FM vevőkészülékek általában három fokozatú középfrekvenciás erősítő részt tartalmaznak, mégpedig leggyakrabban az ECH 81, EF 89 és az EBF 89 csősorozattal. Az első fokozat erősítése kb. 26 dB, míg a második és a harmadik fokozat egyenként 30 dB. Az első két fokozat rendszerint azonos felépítésű középfrekvenciás sáv-szűrőket tartalmaz. Mivel fokozatonként kb. 8 dB-el kisebb erősítés szükséges, mint amekkora $Z_{10} = 20\ \text{k}\Omega$ transzfer impedanciával maximálisan elérhető, ezért a felhasznált sáv-szűrők transzfer impedanciája kb. 8 kohm-ra csökkenthető. Ezt legcélszerűbb úgy megoldani, hogy a primer rezgőkör impedanciája változatlan marad és csak a szekunder rezgőkör impedanciáját csökkentjük le a rezgőkör kapacitásának megnövelésével, vagy megcsapolással a kívánt értékre, így ugyanis sokkal kevésbé hangolódik el a szekunder rezgőkör, ha automatikus erősítés szabályozás esetén az erősítő cső bemenő kapacitása megváltozik.

A közepes érzékenységgű URH vevőkben szükséges 60—66 dB középfrekvenciás erősítés biztosítására két fokozatú középfrekvenciás erősítő még akkor is elegendő, ha az aránydetektort vezérlő második középfrekvenciás erősítő cső úgy van beállítva, hogy nagy bejövő jelnél mint limiter működjék. Mind a készülék tervezés, mind pedig a gyártás egyszerűsítése szempontjából célszerűnek látszik az URH erősítő és keverő egységen kívül az FM demodulátor fokozatot is azonos módon ki képezni valamennyi hálózati üzemi készülék-típusban.

Az eddigiek során feltételeztük, hogy sem az egyes erősítő fokozatokban, sem pedig a teljes középfrekvenciás erősítő részben nem lép fel visszacsatolás a bemenő és kimenő kapcsok között. Ez az ideális eset csak gondos felépítéssel, árnyékolással, szükség esetén pedig neutralizálással valósítható meg. A nem kívánt visszacsatolások eltorzítják a középfrekvenciás erősítő átviteli karakterisztikáját, aszimmetriát, esetleg gerjedési jelenségeket okozhatnak. A nem kívánt csatolások többféle módon jöhetnek létre. Részletes tárgyalásuk több helyen, így pl. [11]-ben is megtalálható, itt csupán a 10,7 MHz középfrekvencián leggyakrabban jelentkező esetre térünk ki, amidőn az erősítő cső anód-vezérlő-rács kapacitása létesít csatolást az erősítő fokozat bemenő és kimenő kapcsai között.

Ha a középfrekvenciás erősítő cső rácsára és anódjára azonos impedanciájú egyszerű rezgőkörök csatlakoznak, a cső C_{ar1} anód-vezérlőrács kapacitásának közvetítésével az ismert Miller-effektus révén negatív konduktancia transzformálódik be az erősítő fokozat kimenő kapcsairól a bemenő kapcsokra és ha

$$\omega C_{ar1} SZ_0^2 \geq 2, \quad (39)$$

az erősítő fokozat begerjed. [12]. Itt Z_0 a cső anódjára és rácsára csatlakozó rezgőkörök parallel impedanciája rezonancia esetén, S a cső mereksége, ωC_{ar1} pedig az anód-vezérlőrács között csatolást létesítő szuszceptancia. Ha az erősítő cső anódjára és vezérlőrácsára nem egyszerű rezgőkörök, hanem azonos Z_0 impedanciájú rezgőkörökből felépített kritikus csatolású, kétrezgőkörös sávszűrők csatlakoznak, az erősítő fokozat akkor gerjed be, ha

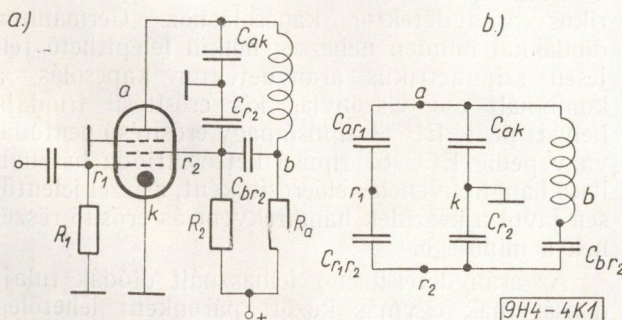
$$\omega C_{ar1} SZ_0^2 \geq 3,17 \quad (40)$$

Sparbier [8] részletes táblázatot közöl arra vonatkozóan, hogy a leggyakrabban alkalmazott középfrekvenciás erősítő cső típusok anód-vezérlőrács kapacitását figyelembe véve mekkora erősítés engedhető meg az egyes csőtípusoknál, ha egy előírt biztonsággal a begerjedés határa alatt kívánjuk tartani az erősítést. Adataiból kitűnik, hogy az ECH 81 típusú csőnél 30 dB, az EF 85-nél 33 dB, az EF 89, ill. EBF 89 típusnál pedig 37 dB erősítés esetén már jelentősen eltorzul a középfrekvenciás erősítő fokozat átviteli karakterisztikája, tehát neutralizálás nélkül nem használható ki a csővekkel elérhető maximális erősítés.

A középfrekvenciás erősítő cső anód-vezérlőrács kapacitása által okozott visszacsatolás külön alkatrész felhasználása nélkül legegyszerűbben a 10. ábra szerinti neutralizáló hídkapcsolással szüntethető meg. 10a ábrán a neutralizált erősítő fokozat elvi kapcsolási rajza, 10b ábrán pedig maga a neutralizáló hídkapcsolás látható. Ha feltételezzük, hogy a cső belső ellenállása, továbbá az R_2 és R_a ellenállások nem okoznak számottevő fázistolást, a cső C_{ar1} anód-vezérlőrács kapacitása által okozott visszacsatolás akkor van kineutralizálva, ha a híd egyensúlyának feltétele teljesül, tehát

$$C_{ar1} C_{r2} = C_{ak} C_{r1r2} \quad (41)$$

A C_{br2} kapacitás csupán az anód és a segédrács tápfeszültségének szétválasztására szolgál. Ha az anód



10. ábra. Neutralizált középfrekvenciás erősítő fokozat
a) elvi kapcsolás,
b) a neutralizáló híd.

és a segédrács azonos tápfeszültséget kaphat, mint pl. az EF 80 típusú csőnél, akkor C_{br2} elhagyható.

Ha az erősítőcső anód-vezérlőrács kapacitása ki van neutralizálva, és más módon sincs csatolás az erősítő fokozat bemenő és kimenő kapcsai között, akkor a cső vezérlőrácsára csatlakozó bemenő sávszűrő átviteli karakterisztikája nem függ az anód rezgőkör induktivitásának változtatásától. Az átviteli karakterisztika vizsgálata és a neutralizálás ellenőrzése legegyszerűbben sweep-generátor és oszcilloszkóp segítségével oldható meg.

Ha az URH—FM vevőkészülék középfrekvenciás erősítő részében nem lép fel semmiféle visszacsatolási jelenség, a középfrekvenciás erősítő rész sáv szélességét és szelektivitását a sávszűrők száma, a rezgőkörök jósága és relatív csatolása szabja meg. Ha megkívánjuk, hogy a középfrekvenciás erősítő rész torzítás nélkül erősítse a frekvenciamodulált jel spektrumának mindazon komponensét, amelynek az amplitudója nagyobb, mint a hordozó jel amplitudójának 1%-a, akkor 75 kHz frekvencialöket és 15 kHz max. moduláló frekvencia esetén a középfrekvenciás erősítő rész 3 dB csillapításra vonatkoztatott sáv szélességének legalább 240 kHz-nek kell lennie. [13]. Ez a követelmény csak akkor teljesíthető, ha a vevőkészülék kisérzékenységű, csak egy-két elég nagy térerősséggel jelentkező URH adó vételére alkalmas, a szelektivitásával kapcsolatban pedig semmiféle különleges igényt nem támasztunk.

Különböző gyártmányú URH—FM vevő készülékeken végzett mérések azt mutatják, hogy 1000 Hz moduláló frekvenciával 20—22,5 kHz lökettel frekvenciamodulált zavaró jel esetén a hasznos jel és a zavaró jel viszonyának legalább 26 dB-nek kell lennie az FM demodulátor bemenő kapcsain, ha megkívánjuk, hogy az FM demoduláció után kapott hangfrekvenciás jel/zavar viszony elérje a 40 dB-t. [14]. Ezek szerint ha a venni kívánt adó térerősségénél 20 dB-el nagyobb a vele szomszédos csatornán működő adó térerőssége a vétel helyén, a vevőkészülék középfrekvenciás erősítő részének legalább 46 dB szelektivitással kell rendelkeznie a 300 kHz távolságra levő szomszédos adócsatornára vonatkoztatva. Nagyérzékenységű vevőkészülékekkel még kifogástalan jel/zaj viszonytal vehetők azok a távoli adók, amelyeknek a bemenő feszültsége eléri az 50 μ V-ot, ugyanakkor a közeli adók jele általában 5 mV felett van. Ilyen esetben tehát gyakran még 60—66 dB középfrekvenciás szelektivitás sem kielégítő távoli adók vétele esetén az interferencia zavarok megszüntetésére.

A kétrezgőkörös sávszűrők szelektivitására és sáv szélességére vonatkozó ismert összefüggéseket alkalmazva, $Q = 70$ közepes üzemi rezgőkör jóság esetén a sávszűrő $\Delta f = 300$ kHz elhangoláshoz tartozó S_{300} szelektivitás értéke 10,7 MHz frekvencián, különböző relatív csatolások esetén a következő lesz:

$KQ = 0,85$	$S_{300} = 19$ dB
$KQ = 1,00$	$S_{300} = 18$ dB
$KQ = 1,10$	$S_{300} = 17$ dB

Közepes minőségű aránydetektor szelektivitása, $S_{300} \approx 8$ dB. A felsorolt adatokat figyelembe véve a közepes érzékenységű URH—FM vevőkben kétfokozatú középfrekvenciás erősítő rész és aránydetektor alkalmazása esetén $KQ = 0,85$ – $0,9$ relatív csatolással elérhető 46 dB szelektivitás, a középfrekvenciás erősítő rész sávzélessége azonban csak 120–140 kHz között lesz. Ha legalább ugyanazt a sávzélességet a nagy érzékenységű URH vevőkben alkalmazott háromfokozatú középfrekvenciás erősítő rész és egy aránydetektor esetén is biztosítani kívánjuk, akkor a sávszűrők relatív csatolásának valamivel a $KQ = 1$ érték felett kell lennie és így kb. $S_{300} = 60$ dB szelektivitás érhető el.

Az igen szigorú szelektivitás követelmények csak úgy elégíthetők ki, ha a középfrekvenciás erősítő rész sávzélességét az elméletileg megkívánt 240–280 kHz felére csökkentjük le. Ezzel azonban szükségképpen együtt jár az a veszély, hogy 75 kHz maximális frekvencialöket esetén a 15 kHz körüli moduláló jel csak akkor demodulálható számottevő torzítás nélkül, ha az FM demodulátor nagy mértékben érzéketlen mindenféle AM zavar iránt, vagy FM demoduláció előtt külön limiter fokozat csökkenti a felerősített középfrekvenciás jel kis sávzélesség által okozott zavaró amplitúdómodulációját.

c) FM demodulátor fokozat

A kombinált AM/URH—FM műsorvevő rádiókészülékekben leggyakrabban alkalmazott FM demodulátor az aránydetektor. Általános elterjedését részben gazdasági szempontok, részben pedig kedvező műszaki tulajdonságai teszik indokolttá. Az aránydetektor a betáplált FM jelet jó hatásfokkal és a műsorvevő rádiókészülékekkel szemben támasztott igényeket kielégítő linearitással demodulálja. A detektálandó FM jel amplitúdómodulációs zavaraival szemben nagymértékben érzéketlen, ezért a vevőkészülékekben sok esetben nincs is szükség külön limiter fokozatra. Az FM demodulációval egyidejűleg az egyenirányított jel közepes amplitúdójával arányos egyenfeszültséget is előállít, amely felhasználható az AM vevőkben is alkalmazott hangolászjelző cső, a varázsszem vezérlésére, továbbá automatikus erősítésszabályozásra is. Az aránydetektor alkalmazása kombinált AM/URH—FM vevőkben gazdasági szempontból is előnyös, mivel a felsorolt kedvező műszaki tulajdonságai mellett egyike a legolcsóbb FM demodulátor kapcsolásoknak.

Az izzókatódos diódákkal felépített aránydetektor működését és tervezését Komarik J.-nek a Magyar Híradástechnika 1955. évi 6. számában megjelent tanulmánya részletesen tárgyalja [15], ezért itt nem térünk ki újból a kapcsolás működési elvének ismertetésére, kiegészítésül azonban röviden megemlítjük az izzókatódos aránydetektor kapcsolások néhány olyan kedvezőtlen tulajdonságát, amely germánium diódák alkalmazása esetén elkerülhető.

Az izzókatódos diódákkal felépített aránydetektor kifogástalan működéséhez egy adott beállítás esetén meghatározott nagyságú bemenő feszültség

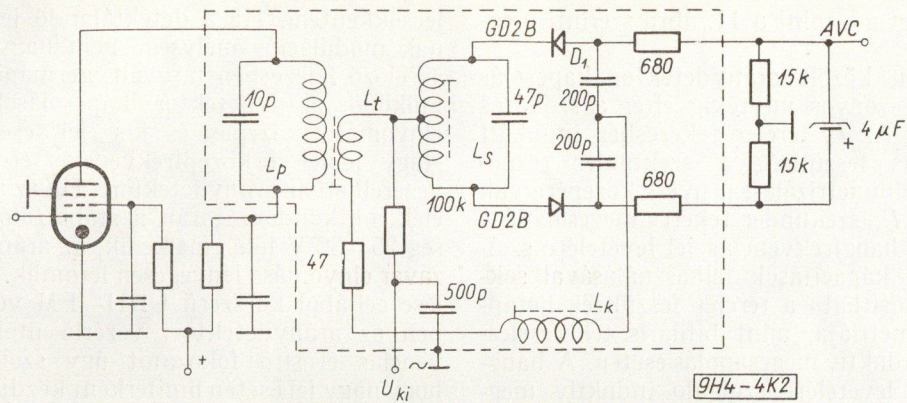
szükséges. Az FM demoduláció hatásfoka, linearitása és az AM zavarok elnyomása a beállítástól függően akkor szokott a legkedvezőbb lenni, ha az aránydetektor elektrolit kondenzátorán az egyenirányításkor kapott stabilizáló egyenfeszültség 4–6 V között van, ez kb. $8 V_{eff}$ középfrekvenciás feszültségnek felel meg az aránydetektor sávszűrőjének primer rezgőkörén. Ha az aránydetektor bemenő feszültsége kisebb, mint az optimális működéshez szükséges jel amplitúdójának 10–15%-a, lényegesen leromlik a demoduláció hatásfoka, linearitása és az AM zavar elnyomás is, mivel kis bemenő feszültség esetén az izzókatódos diódák indulási árama jelentős mértékben lecsillapítja az aránydetektor sávszűrőjének rezgőkörét. A germánium diódáknak nincs indulási áramuk, belső ellenállásuk kisebb, mint az izzókatódos diódáké, ennek következtében már akkor is kifogástalanul működnek, ha az egyenirányítandó feszültség csak néhány tizedvolt nagyságrendű.

A telepes üzemű vevőkészülékekben az izzókatódos diódák alkalmazása jelentősen megnövelné a készülék fűtőáram fogyasztását, ezért itt a germánium diódák használata különösen előnyös. A hálózati üzemű készülékekben elsősorban azért célszerű a germánium diódák alkalmazása, mivel az izzókatódos diódákkal működő aránydetektoroknál a fűtőszál közvetítésével gyakran hálózati morgás jut be a hangfrekvenciás erősítő rész bemenő kapcsaira.

Az aránydetektor diódákra jutó középfrekvenciás feszültség általában nagyobb, mint 2 V, gyakran eléri azonban a 10 V-ot is. Az egyenirányításkor egy csomó felharmonikus keletkezik. Mind az alaphfrekvencia, mind pedig harmónikusai jelentősen zavarhatják a közelben levő URH—FM vevőkészülékek működését, ezért az egész aránydetektor fokozatot ajánlatos árnyékoló dobozba zárni. A germánium diódák sokkal kisebb térfogatúak, mint az izzókatódos diódák, ezért könnyűszerrel elhelyezhetők az aránydetektor sávszűrőjének árnyékoló serlegében anélkül, hogy megnövelnék a serleg térfogatát.

Az aránydetektorhoz felhasznált izzókatódos diódákat rendszerint közös csőburában helyezik el az AM demodulátor diódával és a hangfrekvenciás előerősítő triódával, mint pl. az EABC 80 típusú csőnél. Ez a megoldás műszakilag nem a legelőnyösebb, bizonyos esetekben megkötöttséget jelent a tervező számára, mert nem alkalmas pl. szimmetrikus aránydetektor kapcsoláshoz. Germánium diódákkal minden nehézség nélkül felépíthető teljesen szimmetrikus aránydetektor kapcsolás, a kombinált cső viszonylag kis erősítésű triódája helyett pedig EF 86 típusú nagy erősítésű pentóda, vagy pedig ECC 83 típusú kettős trióda használható hangfrekvenciás előerősítőként, s ezzel jelentősen javul a készülék hangfrekvenciás erősítő részének a minősége.

Az aránydetektorhoz felhasznált diódák tulajdonságainak egymás között páronként lehetőleg meg kell egyezniök, s a dinamikus bemenő kapacitásuk változásának minél kisebbnek kell lennie. A szimmetrikus tulajdonságú germániumdiódákat



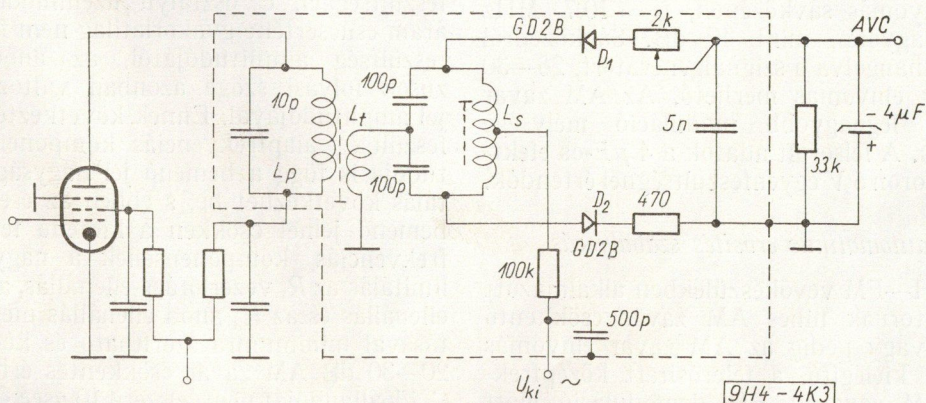
11. ábra. Szimmetrikus aránydetektor germánium diódákkal

páronként össze lehet válogatni, s ezzel nagymértékben növelhető az aránydetektor AM zavar elnyomásának szimmetriája és nagysága. Az izzókatódos diódáknál ilyen utólagos kiválogatás nem lehetséges.

Az Orion Rádiógyár laboratóriumában az elmúlt év folyamán több korszerű, zárt felépítésű, germánium diódákkal működő aránydetektor egységet dolgoztunk ki. Két megoldás elvi kapcsolási rajzát a 11. és a 12. ábrán közöljük. Egyenirányításra a Tungsram GD2B típusú dióda párokat használtuk fel. A 11. ábra szerinti kapcsolás szimmetrikus felépítésű. Az L_t tercier tekercs a szekunder rezgőkör bifilárisan tekercselt L_s induktivitásának közepére csatlakozik. Az L_t tekercssel sorbakapcsolt 47 ohmos ellenállás hozzáadódik a diódák belső ellenállásához. Ezzel kismértékben lecsökken az egyenirányítás hatásfoka, ugyanakkor azonban lényegesen kisebb lesz a két dióda belső ellenállásának relatív különbsége és így javul a kapcsolás szimmetriája. Ha AM zavar következtében a detektálható FM jel amplitúdója változik, a diódák által egyenirányított áram is követni fogja ezt a változást. Az egyenirányított áram ingadozása az AM zavar ütemében megváltoztatja a germánium diódák dinamikus bemenő kapacitását és elhangolja a szekunder rezgőkört. Így a bejövő jel AM zavar a diódák bemenő kapacitásának változtatásával ugyanolyan hatást kelt, mintha FM zavar lenne és demoduláció után megjelenik az aránydetektor hangfrekvenciás kimenő kapcsain. A diódákkal sorba kapcsolt 47 ohmos ellenállás hirtelen ampli-

tudó növekedés esetén korlátozza a diódák által egyenirányított áram csúcsértékét, ezzel csökkenti a diódák bemenő kapacitásának változását és javítja az aránydetektor AM zavar elnyomását. Tovább növelhető az aránydetektor AM zavar elnyomása a diódák kapacitás változásának közvetlen nagyfrekvenciás kompenzálásával. AM zavar esetén a diódák bemenő kapacitásának változása a szekunder rezgőkör elhangolásával megváltoztatja a sávszűrő primer és szekunder rezgőkörén levő középfrekvenciás feszültségek fáziskülönbségét. Ha a diódák által egyenirányított áramot átvezetjük az L_t tercier tekercssel sorbakapcsolt L_k kompenzáló tekercsen, az L_k -ban indukált feszültség hozzáadódik a tercier tekercs kapcsain levő középfrekvenciás feszültséghez és csökkenti a diódák bemenő kapacitásának változása által okozott fáziseltolódást a szekunder és a tercier tekercsen levő középfrekvenciás feszültségek között. Az AM zavar elnyomás optimuma a kompenzáló tekercs L_k induktivitásának változtatásával állítható be.

12. ábrán közölt aszimmetrikus aránydetektor kapcsolás egyszerűbb felépítésű és kevesebb alkatrész is tartalmaz, mint a 11. ábra szerinti szimmetrikus megoldás, ennek ellenére az FM demoduláció hatásfoka és linearitása szempontjából teljesen egyenértékű a 11. ábra szerinti kapcsolással. Az AM zavar elnyomás szempontjából is csak egészen kisfrekvenciás zavarok esetén kedvezőbb valamivel a szimmetrikus aránydetektor kapcsolás viselkedése. A 12. ábrán közölt aszimmetrikus kapcsolás azonos körülmények között kétszer akkora szabályozó



12. ábra. Aszimmetrikus aránydetektor germánium diódákkal

egyenfeszültséget ad, mint a 11. ábra szerinti megoldás.

A 12. ábrán közölt aránydetektor kapcsolás elvi felépítése bizonyos mértékig eltér a szokásos megoldásoktól. Az L_1 tercier tekercsben indukált középfrekvenciás feszültség a szekunder rezgőkör kapacitív szimmetrizálással nyert közepére van betáplálva, az L_s szekunder tekercs megcsapolása pedig csupán a hangfrekvenciás jel levételére szolgál. Kis tűrésű kapacitások felhasználásával sokkal jobban biztosítható a tercier feszültség betáplálásának szimmetriája, mint bifiláris tekercseléssel előállított induktív megcsapolás esetén. A hangfrekvenciás jel levételére szolgáló induktív megcsapoláshoz az L_s szekunder tekercset nem szükséges bifilárisan tekercselni. A diódákkal sorbakapcsolódó 470 ohmos ellenállás és a 2 kohmos potenciométer beállított ellenállása hozzáadódik a diódák belső ellenállásához. Az AM zavar elnyomás a potenciométer szabályozásával szimmetrizálható. A 33 kohmmal párhuzamosan kapcsolt 5 nF kapacitású kondenzátor zárja a D_1 dióda nagyfrekvenciás áramkörét, ezért az árnyékoló serlegen kívül elhelyezett 4 μF -os elektrolitkondenzátoron már nem számottevő a középfrekvenciás feszültség, sem pedig a harmónikusai és így csökken a zavaró sugárzás veszélye is.

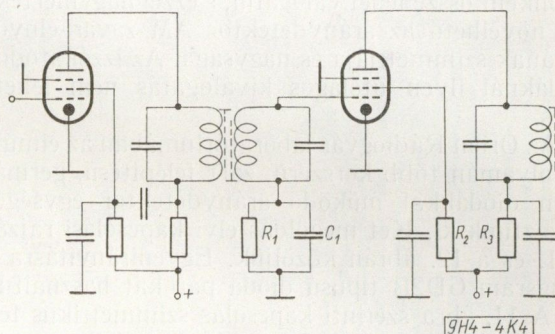
Adott kapcsolási elemek esetén mindkét kapcsolási megoldásnál a tercier tekercs menetszámának, valamint a primer és a szekunder tekercsek közötti csatolásnak a változtatásával állítható be a demoduláció határfoka és linearitása, az AM zavar elnyomás nagysága és a zavaró amplitudómoduláció megengedhető legnagyobb moduláció mélysége.

A 11. és 12. ábra szerinti germánium diódákkal megépített aránydetektor kapcsolások érzékenysége, ill. demodulációs határfoka kb. 10%-kal nagyobb, mint a 6 AL 5 és EABC 80 típusú izzókatódcs diódákkal. A diszkriminátor görbe könyöktávolsága nagyobb, mint 300 kHz, az aránydetektor sávszűrőjének szelektivitása pedig 300 kHz elhangolásra vonatkoztatva 6—8 dB. A diszkriminátor görbe nonlinearitásából származó torzítás 75 kHz frekvencialöketnél, 1000 Hz-en kb. 30%. Az AM zavar elnyomást 1000 Hz-es moduláló jel esetén a 22,5 kHz frekvencialökettel, majd pedig ezt követően 30% amplitudómoduláció mélységgel kapott hangfrekvenciás kimenő feszültségek hányadosa adja. A 11. és 12. ábrán közölt kapcsolásoknál az AM zavar elnyomás sávközépen, $f_0 = 10,7$ MHz frekvencián nagyobb, mint 40 dB. Sávközépről ± 75 kHz-re elhangolva a szignálgenerátort, 26—30 dB AM zavar elnyomás mérhető. Az AM zavar megengedhető legnagyobb moduláció mélysége 45% felett van. A felsorolt adatok a 4 μF -os elektrolitkondenzátoron 5 V egyenfeszültségnél értendők.

d) Limitálás, automatikus erősítés szabályozás

Ha az URH—FM vevőkészülékben alkalmazott FM demodulátornak nincs AM zavar csökkentő tulajdonsága, vagy pedig az AM zavar elnyomás nagysága nem kielégítő, a felerősített középfrekvenciás jel AM zavarait FM demoduláció előtt külön limiter fokozattal kell jelentős mértékben

lecsökkenteni. Ha a detektálandó jel AM zavarainak modulációs mélysége nem nagyobb 40%-nál, az előző fejezetben tárgyalt, germánium diódákkal működő aránydetektor kapcsolások AM zavar elnyomása közepes és kis jel esetén kielégítő. Nagy jelnél a középfrekvenciás erősítő rész túlvezérelheti az aránydetektort. Ha az aránydetektor elektrolitkondenzátorán a stabilizáló egyenfeszültség 25—30 V fölé emelkedik, az aránydetektor AM zavar elnyomása lényegesen leromlik. Ennek elkerülése céljából korszerű URH—FM vevőkészülékekben az aránydetektort vezérlő utolsó középfrekvenciás erősítő fokozatot úgy szokás kiképezni, hogy nagy jel esetén limiterként kezdjen el működni. Általában a 13. ábrán közölt ún. rácslimiter kapcsolást szokták alkalmazni.



13. ábra. Középfrekvenciás erősítő fokozat rácslimitálással

A limiter pentóda vezérlő rácsára betáplált jelet a rács és a katód, mint dióda egyenirányítja. C_1 kondenzátor a betáplált jel csúcsfeszültségére töltődik fel. Kis jelnél a cső mint A osztályú lineáris erősítő működik. R_2 ellenállás úgy van megválasztva, hogy a segédrács feszültsége kb. 40—50 V legyen. Ezzel jelentősen leszűkül a vezérlőrácsfeszültség-anódáram karakterisztika lineáris szakasza. Növekvő jel esetén a cső munkapontja egyre nagyobb negatív rácsfeszültségek irányába tolódik el. Ha a betáplált jel amplitúdója túllépi a rácsfeszültség—anódáram karakterisztika levágási pontjához tartozó rácsfeszültség nagyságát, a cső C osztályú erősítőként fog működni. Amíg a pentóda A osztályú lineáris erősítőként működik, a betáplált jel alacsonyfrekvenciás komponensének amplitúdója lineárisan nő a kimenő rezgőkör kapcsain a vezérlő feszültséggel. C osztályú üzemmódban az anódáram csúcsértéke gyakorlatilag nem függ a vezérlőfeszültség amplitúdójától, az anódáram impulzusok folyási szöge azonban változik a bemenő jel amplitúdójával. Ennek következtében a kimenő feszültség alacsonyfrekvenciás komponensének amplitúdója is függ a bemenő jel nagyságától. Túllimitálás következhet be, s ebben az esetben növekvő bemenő jelnél csökken a kimenő feszültség alacsonyfrekvenciás komponensének a nagysága. A túllimitálás az R_1 vezérlőrács-ellenállás, az R_2 segédrács ellenállás és az R_3 anód ellenállás megfelelő választásával minimumra szorítható és kedvező esetben 20—30 dB AM zavar csökkentés érhető el. Az R_1 C_1 időállandóját nem célszerű 10 μ sec.-nál nagyobbra választani, mert egyébként nagy amplitúdójú

impulzusszerű AM zavar esetén lezárhat a limiter cső.

A limitáló hatás tovább javítható, ha a limiter pentóda fékezőrácsát az aránydetektor elektrolit-kondenzátorán levő negatív feszültséggel vezéreljük. Ezzel az aránydetektor stabilizáló feszültsége még nagy bejövő jel esetén is az AM zavar elnyomás szempontjából kedvező értéken tartható.

Nagyteljesítményű adóállomás közelében az URH vevőkészülékek bemenő feszültsége még belső dipól használata esetén is elérheti a 40—50 mV körüli nagyságrendet. Ilyen nagy bemenő feszültség nemcsak a középfrekvenciás erősítő részt vezérli túl, hanem gyakran a keverő fokozat működésében is zavarokat okozhat. Nagy bejövő jel szinkronizálhatja az oszcillátort, sőt előfordulhat az is, hogy az oszcillátor lefullad, az oszcilláció leszakad. Ezek a zavarok csak automatikus erősítés szabályozással kerülhetők el. A középfrekvenciás erősítő fokozatban alkalmazott csövek rendszerint a vezérlőrács előfeszültségével szabályozható meredekségű pentódák. Automatikus erősítés szabályozásra a limiter cső vezérlő rácsa által egyenirányított feszültséget szokták felhasználni. Az URH oszcillátor túlvezérlésének elkerülése céljából ajánlatos az URH erősítő trióda automatikus erősítés szabályozásáról is gondoskodni. Szabályozó feszültségként az első középfrekvenciás erősítő cső vezérlőrácsa által egyenirányított feszültséget lehet felhasználni.

e) Szerkezeti felépítés

A korszerű AM/URH—FM műsorvevő rádiókészülékek szerkezeti felépítése az elmúlt egy-két év során lényegesen megváltozott. Az automatizált gyártás bevezetésének első lépéseként csaknem minden nagyobb rádiókészülék gyár fokozatosan rátér a nyomtatott huzalozású áramkörökkel felépített vevőkészülékek gyártására. Az új technológiai eljárásnál a kívánt áramköri mintát nyomdatechnikai úton vörösréz fóliával bevont szuperpertinax alaplemezekre viszik fel. A huzalozást maratással állítják elő a nyomtatott lemezen. Az ellenállásokat, kondenzátorokat, csőfogalatokat és egyéb áramköri elemeket régi szereléssel, vagy pedig tűzdelő automatákkal rögzítik a maratott huzalozás vázát képező szigetelő alaplemez meghatározott pontjain és mártóforrasztással csatlakoztatják a nyomtatott huzalozáshoz. Ez a technológiai eljárás nagymértékben növeli a gyártmány egyenletes minőségét, áttekinthetőségét. Csökkenti az elkötésből, hidegforrasztásból és az alkatrészek, bekötő vezetékek gondatlan elhelyezéséből származó hibalehetőségek számát. A szerelési munkák fokozatos automatizálásával növekszik a termelékenység is, a szerelő automaták beállítása azonban jelentős beruházási költségekkel jár.

A leginkább elterjedt és a legtöbb változatban gyártott középteljesítményű AM/URH—FM vevőkészülékek általában öt vevőcsövet, valamint hangolási jelző varázsszemet és egy hálózati egyenirányító csövet tartalmaznak. Az URH sávon kívül két-

három AM hullámsáv vételére alkalmasak. A rövidhullámú állomások beállítását külön finomhangolás, ún. lupe könnyíti meg. AM vételnél hat, FM vételnél pedig rendszerint tíz hangolt rezgőkörrel működik a készülék. Közép és hosszúhullámon ferrit antenna, az URH sávban pedig beépített dipól könnyíti meg a vételt. Az újabb készüléktípusok 10—12 nyomógombos kapcsolóval is el vannak látva. Nyomógomb kapcsolja be az egyes hullámsávokat, a lemezjátszó- és a magnetofon csatlakozót, a hangregiszter különböző állásait és a ferrit antennát. A hangerő, a magas- és a mélyhangszín szabályozására, valamint a ferrit antenna forgatására egy-egy kezelőgomb szolgál, az állomások beállítása pedig rendszerint kettős forgatógombbal történik. Az egyik forgatógombbal az URH—FM állomások állíthatók be, a másikkal pedig az AM sávok állomásai.

A jó hangminőség biztosítása céljából egy-két nagyméretű, rendszerint ovál-hangszórót és két-három kisméretű hangszórót tartalmaznak a készülékek. Ezzel biztosítható a mély- és magas hangok jó hatásfokú közvetítése. A közepes- és nagyteljesítményű vevőkészülékeknel vezetékess távvezérléssel beállítható a hangerő, a hangszín és ki-be kapcsolható a készülék. Egyes luxus megoldásoknál az állomások automatikus beállítása is lehetséges távvezérlésű motor meghajtással. A nagyteljesítményű készülékekben további két-három erősítő fokozat felhasználásával részben az érzékenységet és a szelektivitást, részben pedig a hangteljesítményt növelik. Kis készülékeknel a hangregiszter elhagyásával és a hangszórók számának csökkentésével lehet elérni a készülék méreteinek és árának csökkentését. A közepes- és nagyteljesítményű készülékeket gyakran lemezjátszóval, magnetofonnal kombinálják. A nagyjóságú hangközvetítés, az úgynevezett Hi-Fi technika elterjedésével egyre gyakoribb a vevőkészülékek „tuner” alakban történő kiképzése. A szokásos tuner megoldásoknál a hangszórókat nem építik be a vevőkészülék dobozába, hanem mint különálló hangsugárzó egységet, nagyméretű hangfalra, vagy basszreflex dobozba szerelve csatlakoztatják a tunerhez. Ebben az esetben a vevőkészülék, mint vezérlőegység működik.

IRODALOM

- [9] G. Schaffstein—R. Schiffel: Der Zwischenfrequenz-Verstärker im UKW-Rundfunkempfänger. (Die Röhre im UKW-Empfänger. 3. kötet), Franzis-Verlag, München, 1953.
- [10] G. H. Krutzsch: Empfindlichkeitsmessungen an UKW-Empfängern. Radio und Fernsehen 1955. 24. szám.
- [11] A. G. W. Uijtens: I. F. Stages. Television receiver design. Monograph 1. Philips' Technical Library 1953.
- [12] Barta István: Rádiókészülékek és erősítők. Tankönyvkiadó, Budapest, 1956.
- [13] A. Nowak: Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang. (Die Röhre im UKW-Empfänger. 3. kötet), Franzis-Verlag, München, 1953.
- [14] B. Gramatke, R. Netzbänd, E. Paulsen: Erforderliche HF-Störabstände bei modernen UKW-FM-Empfängern. Rundfunktechnische Mitteilungen. 1958. 2. szám.
- [15] Komarik J.: Az aránydetektor. Magyar Híradástechnika. 1955. 6. szám.

Higroszkópos érszigetelésű zománcozott erű pvc köpenyű kábelek*

IPOLYI KÁROLY, Posta Kísérleti Intézet

Megvizsgáltuk a higroszkópos érszigetelésű pvc köpenyű, zománcozott vezetőerű kábeleknek a távközlési hálózatban falikábelként való használhatóságát. Ilyen kábelek vizsgálata azért is időszerű volt, mert a Szovjetunióban switchkábelként használt TSZS és TRKS jelű kábelek is teljesen hasonló felépítéssel készülnek (1, 2). Kísérleti célokra $5 \times 4 \times 0,5$ szerkezetű, zománcozott vezetőerű falikábeleket készítettünk.

Az érszigetelés az egyik megoldásnál két réteg cotopa és egy réteg pamut fonal, a másiknál egy réteg papírszalag és egy réteg pamutfonal volt. Az öt érnégyes kábellel sodrása után a kábelek további felépítése mindkét megoldásnál azonosan a következő volt:

két réteg papírszalag burkolat,
két réteg alumíniumfóliaszalag burkolat,
egy réteg olajos-bitumenes anyaggal itatott papírszalag burkolat,
pamutfonal lekötés,
folytonos pvc köpeny.

A kábel az alumíniumfóliaszalag burkolat felvitele előtt viaszos anyag itatást kapott.

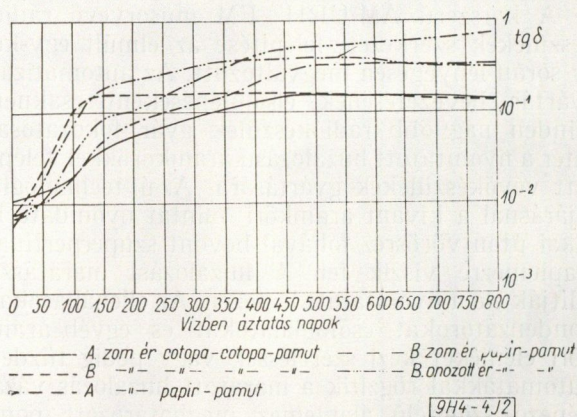
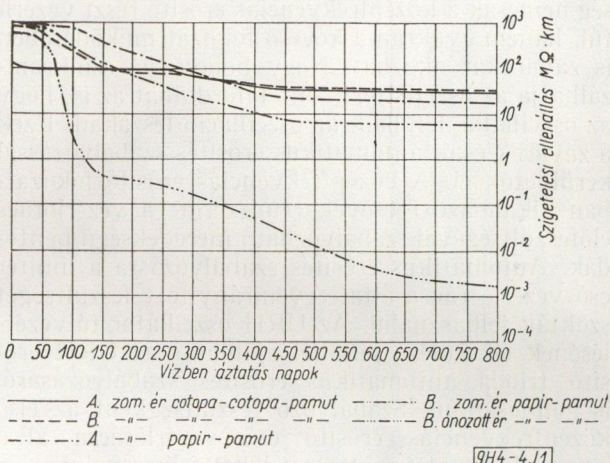
Mindkét kivített két kábelgyárban külön-külön elkészítettük. (A és B gyár.) Ellenőrzésre a „B” gyárral zománcozatlan, ónozott vezetőerű, papír-pamut érszigetelésű, egyébként a fentiekkel azonos felépítésű kábelt is készítettünk. Így vizsgálatra 5 kábel került.

A gyorsított igénybevételű vizsgálatnál 50 méter hosszú kábeldarabokat vízbe tettünk és az áztatási idő függvényében szigetelési ellenállásuk és dielektromos veszteségi szögük értékeinek változását mértük. A kábelekből időközönként egy darabot levágva, a higroszkópos szigetelő anyagok nedvességtartalmát mennyiségileg meghatároztuk. Így pontosan megkaptuk a kábelbe bediffundált víz mennyiségét. Külön határoztuk meg az érszigetelő és a burkoló anyagok nedvességtartalmát. Az ereket szigetelő rétegek nedvességtartalmát külön-külön meghatározni nem lehetett, mert a rétegek szétbontásának ideje alatt nedvességtartalmuk megváltozott volna, ezért meg kellett elégednünk az érszigetelő rétegek együttes nedvességtartalmának megállapításával. A felvett vízmennyiségből a diffúziós állandót kiszámítottuk.

A vízbeáztatási idő függvényében a szigetelési ellenállás változásait az 1. ábra, a dielektromos veszteségi szög változásait a 2. ábra mutatja.

Az 1. ábrából látható, hogy a zománcozott vezetőerű kábeleket megvédték szigetelési ellenállásuk nagyobb mérvű romlásától még akkor is, amikor higroszkópos érszigetelésük már nagyobb mennyiségű vizet vett fel. A szigetelési ellenállás 800 napos

vízfürdőben állás után is $M\Omega$, km nagyságrendű vagy ennél jobb maradt. A zománcozatlan vezetőerű esetén a szigetelési ellenállás ugyanakkor 10^{-3} $M\Omega$, km nagyságrendűre csökkent.

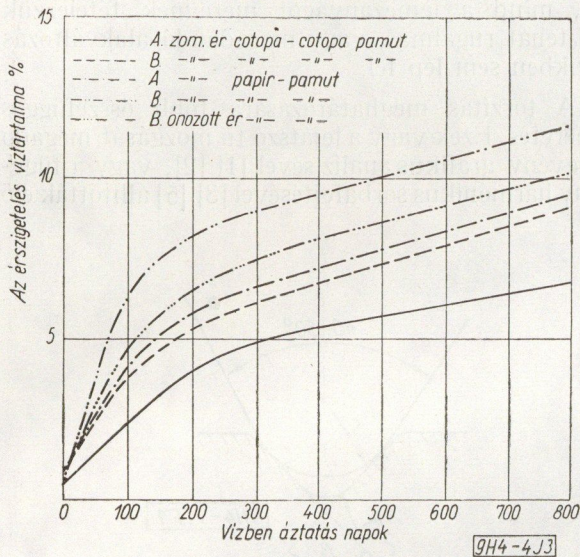


A 2. ábrából látható, hogy a zománcozott vezetőerű kábeleknel a dielektromos veszteségi szög a kísérlet első szakaszában olyan mértékben romlott, mintha zománczás nem is lett volna, értéke a higroszkópos érszigetelő anyagok nedvesség felvételének arányában emelkedett. A zománcozott erű cotopa érszigetelésű kábelek dielektromos veszteségi szöge kb. 450 napi vízbenállás után 0,14, a zománcozott erű papír-pamut érszigetelésű kábelké kb. 650 napi vízbenállás után 0,34 érték körül állandósult. A zománcozatlan erű kábeleknel a dielektromos veszteségi szög az áztatási idő függvényében egyenletesen emelkedett.

Érdekes, hogy a „B” gyár kábeleinek dielektromos veszteségi szög értékei a vízbeáztatási kísér-

* Folytatása a szerző: Magyar Híradástechnika 8. (1957) 42. számban megjelent cikkének.

let első szakaszában az „A” gyár kábeleivel gyorsabban romlottak. Különösen feltűnő a különbség a cotopa érszigetelésű kábelekénél. A kezdeti különbség azzal is magyarázható, hogy az „A” gyár cotopás kábele a „B” gyárénál lényegesen több higroszkópos szigetelő anyagot tartalmazott. Így ugyanolyan mennyiségű víz bediffundálása esetén is az „A” gyár kábelének szigetelő anyagai kevesebb vizet



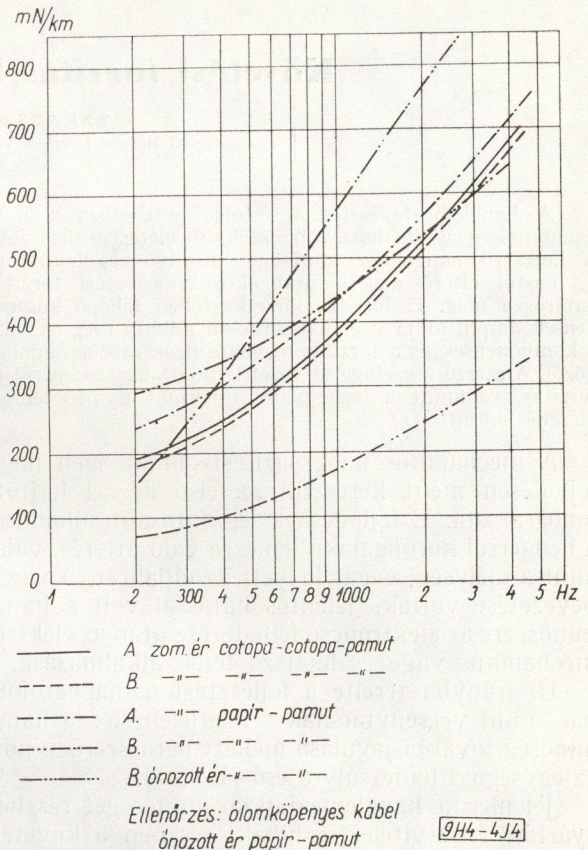
3. ábra. Az érszigetelés nedvesség felvétele a vízben áztatás hatására

vehettek fel és így a dielektromos veszteségi szög kevésbé romolhatott. Mihelyt a higroszkópos szigetelő anyagok vízzel már eléggé telítődtek, a kezdeti különbségek eltűntek és az érszigetelő anyagok minőségéből adódó jellemző tulajdonságok érvényesültek.

A 3. ábra mutatja, hogy az érszigetelő anyagok a vízbeáztatási idő függvényében mennyi nedvességet vettek fel. A görbék első szakasza meredekebb, a diffúzió ekkor még gyorsabb volt, mert a higroszkópos szigetelő anyagok nedvességet még nem tartalmaztak s így a kábel belseje és a külső tér között a vízgőz nyomáskülönbsége a legnagyobb volt. Mihelyt a szigetelő anyagok nedvességet vettek fel, a nyomáskülönbség csökkent, ami a diffúziós folyamat lassúbbodásában, a görbék elapadásában mutatkozott. A diffúziós állandókat a kísérlet első szakaszából számítottuk, értékük valamennyi kábelnél $0,9 \cdot 10^{-8}$ – $1,2 \cdot 10^{-8}$ g. cm⁻¹. h⁻¹. Tor⁻¹ közötti volt. A viaszos ítatás, az alumínium fólia burkolások tehát kb. $1/3$ értékre csökkentették a pvc-nek az irodalmi adatok szerinti diffúziósállandó értékét.

Az „A” gyár cotopás kábelének feltűnően kis vízfelvétele arra vezethető vissza, hogy érszigetelésében lényegesen több a cotopa és kevesebb a pamut, mint a „B” gyár hasonló kábelében. A cotopa ugyanazon légnedvesség mellett a pamutnál kevesebb vizet köt meg, így érthető a kis vízfelvétel.

A 800 napos vízbeáztatás után három frekvencián méréseket végeztünk a kábelek csillapítás értékeinek számítására. Az adatokat a 4. ábra mutatja. Összehasonlításra az ugyanolyan szerkezetű zomán-



4. ábra. 800 napos vízben áztatás után a csillapítás értékek

cozatlan vezetőerű, papír-pamut érszigetelésű ólom köpenyű kábel csillapítás értékeit vettük.

A vízbeáztatás hatására a csillapítási értékek természetesen erősen leromlottak. A zománczott erű két különböző gyártmányú cotopa érszigetelésű kábel csillapítás értékei teljesen azonosak. A papír-pamut érszigetelésű zománczott erű kábelek közül a „B” gyár kábelének csillapítása a frekvencia növekedésével erősebben romlott. Ennek az az oka, hogy e kábel érszigetelő anyagai vették fel a legtöbb vizet, a csillapítás változása hozta ki legjobban a dielektrikum romlását.

A vízbeáztatási kísérleteknél a kábelek igénybevétele nagyobb volt, mint amilyenek üzemi körülményeink között falikábeleinket kitesszük, mert e kábeleket földalatti berendezéseknél nem használjuk. A zománczott vezetőerű, higroszkópos érszigetelésű kábelek villamos értékei az alkalmazási körülmények között nem romolhatnak le annyira, hogy switchkábelként vagy rövidebb hosszakban falikábelként alkalmazva (épületeken belül vagy épületeket összekötő rövidebb darabok) a követelményeknek ne felelnének meg.

Az elfogadható villamos értékeket elsősorban az erek zománcozása biztosítja. Az erek szigetelésére előnyös, de nem feltétlenül szükséges a cotopa alkalmazása.

IRODALOM

- [1] K. Ja. Szergejcsuk, A. Ja. Kazsdan, N. V. Zaharova. Műanyag köpenyű hírközlő kábelek. Közdok Budapest 1956.
I. I. Groinyev, B. F. Miller: Hírközlő kábelek, Közlekedési kiadó. Budapest, 1954.

Követési torzítás hanglemezejátszásnál*

TAKÁCS FERENC tanársegéd

Budapesti Műszaki Egyetem Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszék

A hanglemezejátszás az utolsó évtizedben a jobb hangminőség és a hosszabb játékidő elérésére irányult. A korszerű hanglemez minőségét a vágó- és lejátszó tű egymástól eltérő alakja által okozott követési torzítás határozza meg. E torzítás következtében fellépő komponensek amplitúdója végtelen sorokkal adható meg. A cikk a komponensek és a torzítás meghatározására diagramokat közöl. A szerző összefüggést vezet le adott barázdaméret és torzítás, valamint a legnagyobb játékidőt nyújtó lemez-méretek között.

A mechanikus hangrögzítéstechnika igen nagy fejlődésen ment keresztül az első kézzel hajtott fonográf óta. E fejlődésnek legfontosabb állomásai a hengerről korongalakú lemezre való áttérés, valamint a mélységi vágás helyett az oldalirányú vágás bevezetése voltak. Jelentős hatással volt a hangminőségre az elektroncső felfedezése után az elektromechanikus vágó és lejátszó fejek alkalmazása.

Új irányba terelte a fejlesztést a magnetofonnak, mint versenytársnak a megjelenése: a hangminőség további javulása mellett ugrásszerűen nőtt az egységnyi lemezsúlyra eső játékidő.

Jelenleg a hanglemezejátszás minőségét részben gyártási és kivitelezési hibák, részben a követési torzítás határozzák meg.

Az első csoport hibái közül legkönnyebben felismerhető a lemezzaj (helytelen nevén tűzaj) és az egyenlőtlen barázdashésség miatti frekvenciamoduláció. Nem lineáris torzítást okoz a szöghiba. Szöghibának nevezzük a barázda középvonalának érintője és a lejátszófej tengelye által bezárt szöget. Tekintve, hogy a lejátszó tű csak a lejátszó fej tengelyére merőlegesen tud mozogni, zérustól különböző szög esetén torzítás lép fel. Megfelelő hosszúságú hajlított karú hangszedőknél a hiba legfeljebb néhány fokot tesz ki, a torzítás kicsi. Vannak olyan megoldások, melyeknél a szöghiba még kisebb, vagy zérus, ezek azonban nem terjedtek el. Ugyancsak nem lineáris torzítás keletkezik kopott tűvel történő lejátszásnál. Mindezek a hibák megfelelő konstrukcióval, gondos gyártással és karbantartással tetszés-szerűen kicsinnyé tehetők.

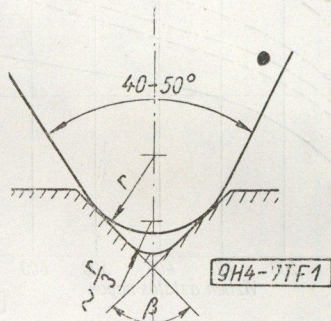
A követési torzítást a vágó és lejátszó tű egymástól eltérő alakja okozza. A lejátszó tű nem követi hűen a barázda középvonalát, nem lineáris torzítás keletkezik, és a tű mozgásának van függőleges összetevője is. A függőleges kitérésre a korszerű hangszedők érzéketlenek, ez csak a lemez kopását növeli. A torzítást bizonyos érték alatt lehet tartani, de megszüntetni a jelenleg elterjedt vágó és lejátszó tű használata mellett nem lehet.

Harmónikus torzítás

A követési torzítás meghatározásánál a „V” alakú szinusz nyomvonalú barázdába helyezett, gömbsüveg végű lejátszó tű mozgásának a barázda haladási irányára merőleges, vízszintes síkba eső

összetevőjét vizsgáljuk. A lejátszó tű két ponton támaszkodik a barázda oldalára. Mind a lejátszó tűt, mind a lemezanyagot merevnek tételezzük fel, tehát rugalmas, vagy maradandó alakváltozás egyikben sem lép fel.

A torzítás meghatározására több összefüggés ismeretes. Ezek vagy a lejátszó tű mozgását megadó függvény grafikus analízisével [1] [2], vagy a függvény harmónikus sorbafejtésével [3] [5] állították elő



1. ábra

a torzítás jellemzőit. A jelenleg ismert legpontosabb összefüggés mind mélységi, mind oldalirányú vágásnál a hetedik harmónikusig végtelen sorokkal adja meg azok amplitúdóit [5].

Mélységi vágásnál általában valamennyi harmónikus fellép. Oldalirányú vágásnál a szimmetria miatt csak páratlan harmónikusok szerepelnek. Vezessük be a következő jelöléseket:

$$A = 2\pi \frac{a}{\lambda}$$

$$R = 2\pi \frac{r}{\lambda}$$

ahol

a = a feljegyzett jel amplitúdója

r = a lejátszó tű gömbsüveghegyének sugara

λ = a feljegyzett jel hullámhossza

$A_1, A_3, \dots$ = a lejátszó tű mozgásának első (alap) harmadik, stb. harmónikus (relatív amplitúdó).

Így $\beta = 90^\circ$ esetén az alábbi egyenletek adják a különböző harmónikusokat:

* 1957-1 budapesti akusztikai konferencián elhangzott előadás.

$$A_1 = A - \frac{1}{16} A^3 R^2 \left(1 - \frac{1}{4} A^2 + \frac{5}{64} A^4 - \dots \right) + \frac{1}{768} A^5 R^4 \left(1 - \frac{5}{8} A^2 + \dots \right) - \frac{1}{73728} A^7 R^6 (1 - \dots) + \dots \quad (1)$$

$$A_3 = -\frac{3}{16} A^3 R^2 \left(1 - \frac{3}{8} A^2 + \frac{9}{64} A^4 - \dots \right) + \frac{27}{512} A^5 R^4 \left(1 - \frac{3}{4} A^2 + \dots \right) - \frac{243}{40960} A^7 R^6 (1 - \dots) + \dots \quad (2)$$

$$A_5 = \frac{5}{128} A^5 R^2 \left(1 - \frac{5}{8} A^2 + \dots \right) + \frac{125}{1536} A^5 R^4 \left(1 - \frac{5}{4} A^2 + \dots \right) - \frac{3125}{73728} A^7 R^6 (1 - \dots) - \dots \quad (3)$$

$$A_7 = -\frac{7}{1024} A^7 R^2 (1 - \dots) - \frac{343}{6144} A^7 R^4 (1 - \dots) - \frac{16807}{368640} A^7 R^6 (1 - \dots) - \dots \quad (4)$$

Az összefüggések $AR < \sqrt{2}$ esetén érvényesek; ugyanis ha $AR > \sqrt{2}$, a barázda görbületi sugara kisebb, mint a lejátszó tű hegyének sugara, a tű kétpontos támaszkodása megszűnik, többpontos lesz a barázda oldalára, ami további torzítást okoz.

A kiértékelést megkönnyíti ha a relatív amplitúdókat a feljegyzett jel amplitúdójára vonatkoztatjuk. Ugyanis:

$$A = 2\pi \frac{a}{\lambda} = \frac{\omega a}{V} = \frac{v}{V} \quad (5)$$

$$k_1 = \frac{A_1}{A} = \frac{\frac{v_1}{V}}{\frac{v}{V}} = \frac{v_1}{v} \quad (6)$$

vagy általában

$$k_n = \frac{A_n}{A} = \frac{v_n}{V} \quad (7)$$

ahol

ω = a frekvencia

v = a feljegyzett jel sebességamplitúdója

v_1, v_n = a lejátszó tű sebességének alap, illetve felharmónikus amplitúdója

V = a barázda haladási sebessége

k_1, k_n = az alapharmónikus (felharmónikus) relatív sebességamplitúdója

Tehát ez a kifejezés a lejátszó tű sebessége különböző frekvenciájú összetevőinek relatív sebességamplitúdóját adja. Így a következőképpen alakulnak az egyenletek:

$$k_1 = 1 - \frac{1}{16} A^2 R^2 \left(1 - \frac{1}{4} A^2 + \frac{5}{64} A^4 - \dots \right) + \frac{1}{768} A^4 R^4 \left(1 - \frac{5}{8} A^2 + \dots \right) - \frac{1}{73728} A^6 R^6 (1 - \dots) + \dots \quad (8)$$

$$k_3 = -\frac{3}{16} A^2 R^2 \left(1 - \frac{3}{8} A^2 + \frac{9}{64} A^4 - \dots \right) + \frac{27}{512} A^4 R^4 \left(1 - \frac{3}{4} A^2 + \dots \right) - \frac{243}{40960} A^6 R^6 (1 - \dots) + \dots \quad (9)$$

$$k_5 = \frac{5}{128} A^4 R^2 \left(1 - \frac{5}{8} A^2 + \dots \right) + \frac{125}{1536} A^4 R^4 \left(1 - \frac{5}{4} A^2 + \dots \right) - \frac{3125}{73728} A^6 R^6 (1 - \dots) - \dots \quad (10)$$

$$k_7 = -\frac{7}{1024} A^6 R^2 (1 - \dots) - \frac{343}{6144} A^6 R^4 (1 - \dots) - \frac{16807}{368640} A^6 R^6 (1 - \dots) - \dots \quad (11)$$

Ismételten megjegyezzük, hogy a fenti kifejezések nem az alapharmónikusra, hanem a torzításmentes esetben kapott jelle vonatkoztatott értéket adnak (pl. ideálisan hegyes lejátszó tűvel lejátszva). A kifejezések zárójelben levő tényezői általában nem játszanak lényeges szerepet. Értékük A -nak legnagyobb szokásos értékénél az egységnél alig kisebb. Amennyiben ezeket az egységgel vesszük egyenlőnek, a valóságosnál rosszabb értéket kapunk.

Fejezzük ki az AR tényezőt a szokásos mennyiségekkel. Legyen

n = a lemez fordulatszáma

D = a barázda átmérője

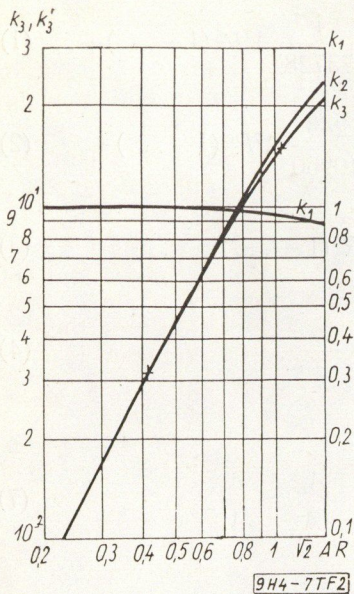
így

$$AR = \frac{v}{V} 2\pi \frac{r}{\lambda} = \frac{\omega r v}{V^2} = \frac{\omega r v}{\pi^2 D^2 n^2} \quad (12)$$

A (8) egyenlet az alapharmónikus relatív sebességamplitúdóját határozza meg, tehát az átviteli karakterisztikát adja. $A \ll 1$ esetén k_1 csak az AR szorzattól függ. (2. ábra). Ebből viszont következik, hogy az átviteli karakterisztika nemcsak a frekvenciától, hanem többek között a feljegyzett jel sebességamplitúdójától is függ. Ha $AR = \sqrt{2}$, $k_1 = 0,8801$ ($A \ll 1$)

Az átviteli karakterisztikának a barázdashaladási sebességtől, vagyis a lemeztátmérőtől függő korrekciója tehát azért nem valósítható meg, mivel a korrekciónak amplitúdófüggőnek kellene lennie. De nincs is rá szükség, hiszen fenti 1,1 dB csökkenés fölül nem észlelhető, és a hanglemeztechnikában szokásos ± 2 dB-es tűréson belül esik.

A harmadik harmónikus relatív sebességamplitúdójának közelítő meghatározására jól használható a



2. ábra

$$k_3 = -\frac{3}{16} A^2 R^2 \quad (13)$$

egyenlet, illetve AR értékek behelyettesítésével

$$k_3 = -\frac{3}{16} \frac{\omega^2 r^2 v^2}{\pi^4 D^4 n^4} \quad (14)$$

A harmadik harmónikus tehát a frekvenciának, a lejátszó tű legömbölyítési sugarának és a kivezérésnek a négyzetével egyenesen, a barázdaátmérő és fordulatszám negyedik hatványával fordítva arányos.

Ha $AR = \sqrt{2}$ és $A \ll 1$, $k_3 = -0,2115$. A harmadfokú torzítás:

$$k'_3 = \frac{|k_3|}{k_1} = 0,2405$$

AR kisebb értékeinél $k'_3 \approx |k_3|$

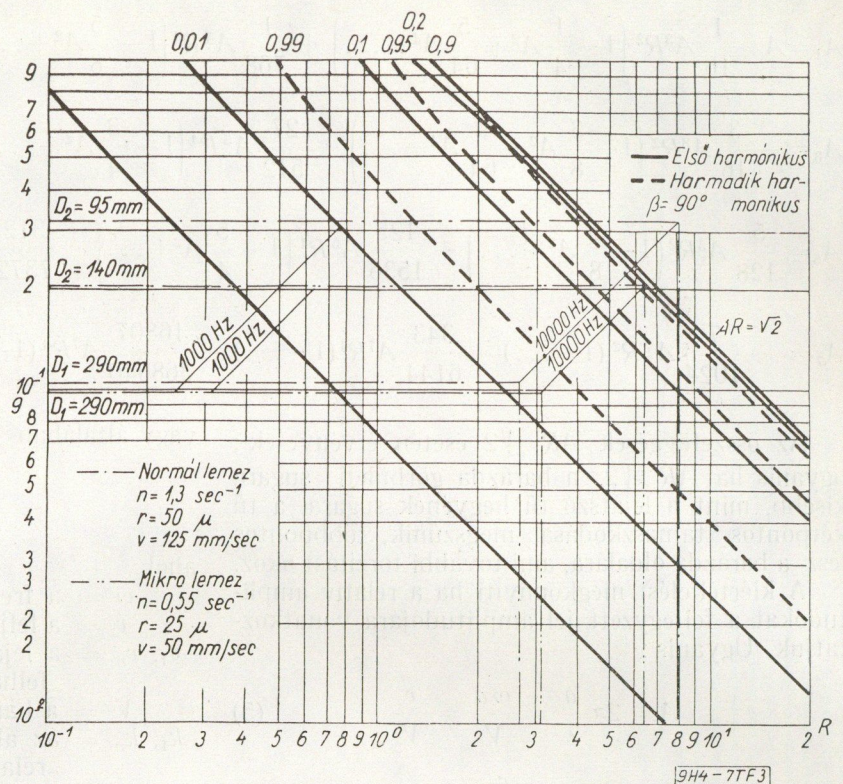
A magasabb fokú tagok általában kisebbek k_3 -nál.

Az egyenleteket $A > 0,2$ esetben a 3. ábra diagramjában ábrázoltuk. A koordináta rendszer vízszintes tengelyére R -t, a függőleges tengelyére A -t mértük fel logaritmikus léptékben. A görbéket k_1 és k_3 különböző értékeivel paramétereztük.

Az állandó értékű harmónikusok görbéi — mint látható — az R tengellyel 135° -ot ($AR = \text{konst.}$) bezáró egyenesekkel közelíthetők. Az egyenesektől $A > 0,2$ -nél térnek el észrevehetően a görbék. Berajzoltuk a diagramba $AR = \sqrt{2}$ határegyenest is.

A diagramban megfelelő módon felvett egyenesek segítségével a lejátszás jellemző adatai az elsődleges változók (frekvencia, barázdaátmérő, fordulatszám, stb.) függvényében is megkaphatók. A három legfontosabb eset a következő:

A koordináta rendszerbe rajzolt R tengellyel párhuzamos egyenes adott átmérőn, adott sebességamplitúdójú jel helygörbéje, tehát ezen pl. a frek-



3. ábra

vencia függvényében állapíthatók meg a lejátszó tű sebességének harmónikusai.

Az A tengellyel párhuzamos egyenes az adott frekvenciájú és állandó lemezátmérőhöz tartozó jel helygörbéje, ez a felvételi sebességamplitúdó függvényében adja a harmónikusokat.

Végül az R tengellyel 45° -os szöget bezáró egyenes az állandó frekvenciájú és állandó sebességamplitúdójú jelek harmónikusait adja a lemezátmérő, vagy a fordulatszám függvényében.

Ha ismert rendszerre a legnagyobb kivezérésnél meghatározzuk a fenti egyeneseket, azok kijelölik a diagramban a rendszer munkaterületét. Berajzoltuk a normál és mikrolemez munkaterületét. Könnyebb tájékozódás kedvéért feltüntetettük az 1000 és 10000 Hz frekvenciájú jelek munkaegetését is. A sebességamplitúdót úgy állapítottuk meg, hogy 354 Hz-re feltételezett karakterisztika fordulópontnál a barázda szélé kivezérés közben ne érintkezzék egymással. Megállapítható, hogy míg az 1000 Hz frekvenciájú jelek torzítása a felvett sebességamplitúdónál a belső barázdnál is alig haladja meg az 1%-ot, sőt mikrolemezeknél ezt el sem éri, addig 4–5 kHz feletti frekvenciájú jelek csak igen jelentős torzítással játszhatók le. Normál lemeznél a munkaterület az $AR > \sqrt{2}$ tartományba is benyúlik, ahol az ideális letapogatás lehetősége megszűnik.

A gyakorlatban a helyzet még rosszabb. A magas hangoknál alkalmazott erőteljes kiemelés, a forgalomban levő lemezek jóval nagyobb felvételi szintje és a lejátszó tű hegyének legömbölyítési sugarára külföldi szabványokban megadott 75 μ -os felső tűréshatár igen nagy mértékben emeli a torzítást.

Ez jó lejátszó rendszeren, a lemez belső barázdáinál, meglehetősen bántó szokott lenni. A magyar hanglemezsabványokban előírt felvételi szintet és az $50 \pm 10 \mu$ -ban megadott lejátszó tű legömbölyítési sugarat a torzításnak figyelembevételével állapították meg.

Intermodulációs torzítás

Felvetődik a kérdés, hogy ha a torzítás frekvenciafüggő, melyik frekvencián mért torzítás mértékadó a rendszer minőségére. A torzítás egyértelmű megadására egy látszólag komplikáltabb mérési eljárást dolgoztak ki: az intermodulációs torzítás-

mérést (a filmtechnika már régebben is használt hasonló mérési módszert).

E mérési módszernél két különböző frekvenciájú jelet kapcsolnak a mérendő négy pólus bemenő kapcsoljaira. [4] [6]

A teljes torzítást a kimeneten jelentkező idegen frekvenciájú jelek és a mérőfrekvenciával megegyező frekvenciájú jelek négyzetes összegének hányadosa adja.

Az intermodulációs torzítás a magasabb frekvenciájú jel modulációs mélységével azonos.

Az oldalirányú vágás intermodulációs torzításának számításához a következő képleteket lehet használni [5]:

$$A_{\omega_1} = A_1 - \frac{1}{16} (A_1^3 + 2A_1A_2^2)R_1^2 + \frac{1}{64} (A_1^5 + 6A_1^3A_2^2 + 3A_1A_2^4)R_1^4 + \frac{1}{768} (A_1^5 + 6A_1^3A_2^2 + 3A_1A_2^4)R_1^4 - \dots \quad (15)$$

$$A_{3\omega_1} = -\frac{3}{16} \left(A_1^3 - \frac{3}{8} A_1^5 - \frac{3}{2} A_1^3 A_2^2 \right) R_1^2 + \frac{27}{512} (A_1^5 + 4A_1^3 A_2^2) R_1^4 + \dots \quad (16)$$

$$A_{5\omega_1} = \frac{5}{128} A_1^5 R_1^2 + \frac{125}{1536} A_1^5 R_1^4 + \dots \quad (17)$$

$$A_{\omega_1 \pm 2\omega_2} = \frac{1}{64} (-4A_1A_2^2 + 2A_1A_2^4 + 3A_1^3A_2^2) (R_1 \pm 2R_2)^2 + \frac{1}{768} (2A_1A_2^4 + 3A_1^3A_2^2) (R_1 \pm 2R_2)^4 + \dots \quad (18)$$

$$A_{\omega_1 \pm 4\omega_2} = \frac{1}{128} A_1 A_2^4 (R_1 \pm 4R_2)^2 + \frac{1}{1536} (A_1 A_2^4 (R_1 \pm 4R_2)^4 + \dots \quad (19)$$

$$A_{2\omega_1 \pm 3\omega_1} = \frac{1}{64} A_1^2 A_2^3 (2R_1 \pm 3R_2)^2 + \frac{1}{768} A_1^2 A_2^3 (2R_1 \pm 3R_2)^4 + \dots \quad (20)$$

A_{ω_2} , $A_{3\omega_2}$, $A_{5\omega_2}$, $A_{2\omega_1 \pm \omega_2}$, $A_{4\omega_1 \pm \omega_2}$, $A_{3\omega_1 \pm 2\omega_2}$ indexcserével kapható.

A_1 , A_2 , R_1 , R_2 a két felvett jel relatív amplitúdója, és a lejátszó tű legömbölyítési sugarának relatív értéke

A_{ω_1} , A_{ω_2} , $A_{3\omega_1}$, ... a lejátszó tű mozgásának különböző frekvenciájú relatív összetevői.

Az előzőekhez hasonlóan viszonyítsuk a feljegyzett magasabb frekvenciájú jelhez a lejátszásnál kapott amplitúdókat (a továbbiakban csak az ω_1 frekvenciájú jelet és annak első oldalsávját vizsgáljuk):

$$k_{\omega_1} = \frac{A_{\omega_1}}{A_1} = 1 - \frac{1}{16} (A_1^2 + 2A_2^2) R_1^2 + \frac{1}{64} (A_1^4 + 6A_1^2 A_2^2 + 3A_2^4) R_1^4 + \frac{1}{768} (A_1^4 + 6A_1^2 A_2^2 + 3A_2^4) R_1^4 - \dots \quad (21)$$

$$k_{\omega_1 \pm 2\omega_2} = \frac{A_{\omega_1 \pm 2\omega_2}}{A_1} = \frac{1}{64} (-4A_2^2 + 2A_2^4 + 3A_1^2 A_2^2) (R_1 \pm 2R_2)^2 + \frac{1}{768} (2A_2^4 + 3A_1^2 A_2^2) (R_1 \pm 2R_2)^4 + \dots \quad (22)$$

Az intermodulációs torzítás a két oldalfrekvenciás jel összegének és a vivőfrekvencia amplitúdójának hányadosa:

$$k'' = \frac{|k_{\omega_1 + 2\omega_2} + k_{\omega_1 - 2\omega_2}|}{k_{\omega_1}} \quad (23)$$

A mérési eljárásnál szokásos értékek:

$$\omega_1 = 4000 \text{ Hz}$$

$$\omega_2 = 400 \text{ Hz}$$

$$v_2 = 4v_1$$

ami normalizált paraméterekkel következőnek felel meg

$$A_2 = 4A_1$$

$$R_2 = 0,1R_1$$

Vezessük be a következő jelölést a teljes kivezrlésre:

$$A_{12} = A_1 + A_2$$

Amennyiben feltételezzük, hogy $A_{12} < 0,5$ az alábbi egyenleteket kapjuk:

$$k_{\omega_1} = 1 - 0,0825 A_{12}^2 R_1^2 + 0,001802 A_{12}^4 R_1^4 + \dots \quad (25)$$

$$k_{\omega_1 \pm 2\omega_2} + k_{\omega_1 - 2\omega_2} = -\frac{2,08}{25} A_{12}^2 R_1^2 + 0,002897 A_{12}^4 R_1^4 + \dots \quad (26)$$

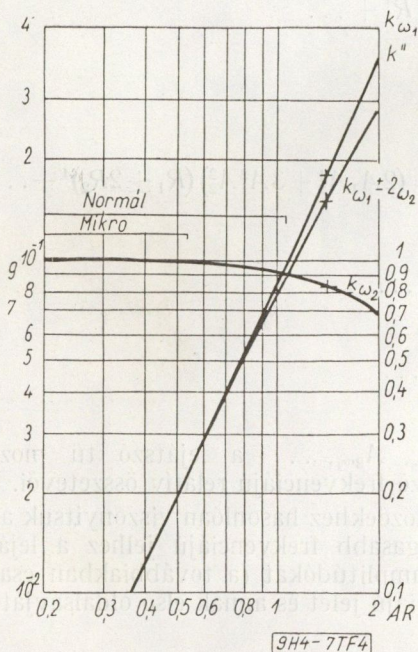
Megjegyezzük, hogy fenti egyenleteknek a lejátszó tű két pontos felfekvése által meghatározott értelmezési tartománya

$$A_1 R_1 + A_2 R_2 < \sqrt{2} \quad (27)$$

illetve

$$A_{12} R_1 < 5,06 \quad (28)$$

Az utóbbi egyenleteket a 4. ábra diagramja ábrázolja. A 3. ábra adataival ($v = v_1 + v_2$) bejelöltük a 78/perc és $33 \frac{1}{3}$ /perc fordulatszámú lemezek működési tartományát.



4. ábra

10%-nál kisebb intermodulációs torzításnál kielégítő pontossággal használható a következő összefüggés:

$$k'' \approx \frac{2,08}{25} \frac{\omega_1^2 r^2 v^2}{\pi^4 D^4 n^4} \quad (29)$$

A harmónikus és intermodulációs torzítás egybevetéséből világosan látszik, hogy a hanglemezek torzítása tetemesen meghaladja a jó elektroncsöves erősítők torzítását. Elektroakusztikai szempontból a torzítás a mechanikus hangrögzítés leggyöngébb pontja.

Játékidő

A hangvisszaadás minősége mellett a hanglemeztechnika másik és ezzel összefüggő problémája egy lemezoldal játékidője. A játékidő állandó barázdatávolsággal történő vágásnál a következő képlettel számolható:

$$T = \frac{D_1 - D_2}{2dn} \quad (30)$$

ahol d két barázda középvonala közötti távolság, n a fordulatszám, D_1 a külső, D_2 a belső barázda átmérője. Amennyiben a külső átmérőt és a barázdatávolságot adottnak tekintjük, a játékidőt a fordulatszám, vagy a belső barázda átmérőjének csökkentésével lehet növelni. Bármelyiknek a csökkentése a barázdasebességnek a csökkenésével jár együtt, ami az előzők szerint nagyobb torzítást jelent. A legnagyobb megengedett torzítás megszabja a megengedhető legkisebb barázdasebességet. A harmónikus, illetve intermodulációs torzításra levezetett (14), (29) közelítő egyenletek csak az állandóan térnek el egymástól. Jelöljük ezt c -vel. Így a következő összefüggés adható meg:

$$k = c \frac{\omega_1^2 r^2 v^2}{\pi^4 D^4 n^4} \quad (31)$$

Ez az egyenlet a torzítás és a Dn szorzat között állapít meg összefüggést. Legnagyobb torzítás a belső barázdnál van, tehát adott torzítás mellett a megengedett legkisebb barázdaátmérő

$$D_2 = \frac{\sqrt{\omega_1 r v}}{\pi n} \sqrt[4]{\frac{c}{k}} \quad (32)$$

Az így elérhető játékidő

$$T = \frac{D_1}{2dn} - \frac{\sqrt{\omega_1 r v}}{2\pi d n^2} \sqrt[4]{\frac{c}{k}} \quad (33)$$

E kifejezésnek

$$n_{\text{opt}} = \frac{2\sqrt{\omega_1 r v}}{\pi D_1} \sqrt[4]{\frac{c}{k}} \quad (34)$$

fordulatszámánál van szélső értéke. Ehhez a fordulatszámhoz tartozó maximális játékidő

$$T_{\text{max}} = \frac{\pi D_1^2}{8d \sqrt{\omega_1 r v}} \sqrt[4]{\frac{c}{k}} \quad (35)$$

Fenti optimális fordulatszámhoz és játékidőhöz (32) és (34) egyenleteket egybevetve

$$D_2 = \frac{D_1}{2} \quad (36)$$

belső barázdaátmérő tartozik. Ez utóbbi egyenlet egyszerű módszert ad annak megállapítására, hogy egy hanglemez felülete jól ki van-e használva.

A külső és belső átmérő hányadosából a kihasználás mértékét is megállapíthatjuk. A kihasználás mértékét a kihasználási tényező adja meg, amely a vizsgált hanglemez és egy optimálisan méretezett hanglemez játékidőjének a hányadosa. A két lemez lejátszó tű és barázda méretei megegyeznek és azonos a legnagyobb torzításuk. Fordulatszámuk természetesen különbözik egymástól. Fejezzük ki

(32) egyenletből a fordulatszámot és helyettesítsük (30)-ba :

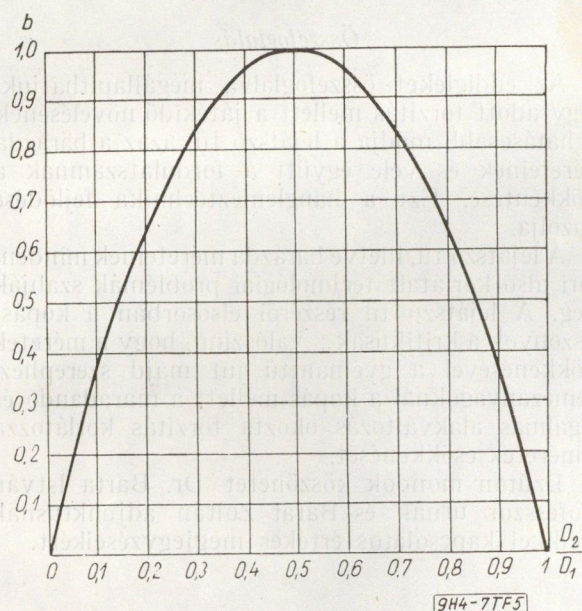
$$T = \frac{D_1 - D_2}{2d} \frac{\pi D_2}{\sqrt{\omega_1 r v}} \sqrt[4]{\frac{k}{c}} \quad (37)$$

Ezt (35)-tel osztva kapjuk a lemez kihasználási tényezőjét :

$$b = \frac{T}{T_{\max}} = \frac{D_2}{D_1} \left(1 - \frac{D_1}{D_2} \right) \quad (38)$$

A (36) és (38) összefüggések általános érvényűek, tehát a változó előtolású (extended play) lemezekre is érvényesek.

A (38) egyenlet technikai szempontból figyelembe veendő részét az 5. ábra görbéje ábrázolja. Jól látható a független változó 0,5 értékénél felépülő maximum.



5. ábrn

Szabványos lemezek adatait és az azokból számított kihasználási tényezőt az alábbi táblázat foglalja össze :

Barázda típus	Névleges lemez- átmérő, mm	n ford/perc	D ₁ mm	D ₂ mm	b
Normál	300	78	290	95	0,882
Normál	250	78	240	95	0,957
Mikro	170	45	165	108	0,903
Mikro (régi) ...	300	33 ¹ / ₃	290	140	0,999
Mikro (régi) ...	250	33 ¹ / ₃	240	140	0,973
Mikro (új)	300	33 ¹ / ₃	290	120	0,9705
Mikro (új)	250	33 ¹ / ₃	240	120	1,0

A táblázat szerint legrosszabbul a 300 mm átmérőjű 78/perc fordulatszámú lemez felülete van kihasználva. Ugyanígy barázdaméretekkel kisebb fordulatszámmal több mint 10%-kal nagyobb játék-

időt lehetne elérni $\left(\frac{1}{b} = \frac{1}{0,882} = 1,134 \right)$ anélkül, hogy a torzítás megnövekedne. Kevésbé rossz a 45/perc fordulatszámú lemez kihasználása, míg a többi lemezfajtánál legfeljebb pár százalékot tesz ki az elérhető játékidő növekedés. Ezek szerint — és ezt a későbbiek is igazolják — további megfontolásainkat az elérhető legnagyobb játékidő kifejezésével végezhetjük, hiszen az nem tér el lényegesen a valódi játékidőtől.

Újabb mikrolemez szabványok a belső barázda átmérőjét 120 mm-ben állapítják meg a régi 140mm-rel szemben. Ennek következtében 3 perccel növekedett ezen lemezek játékidője. Egyúttal azonban növekedett a torzítás is. A játékidő növekedés a 300 mm átmérőjű lemeznél 13%, a 250 mm átmérőjű lemeznél 20%, a torzítás viszont 1,83-szorosára emelkedett. Így az általunk választott sebességamplitúdónál a lemez torzítása még nem haladja meg az elfogadhatónak tartott 10% intermodulációs torzítást, azonban egyes — az általunk felvett értéknél lényegesen magasabb szinttel vágott — lemezeknél a torzítás jelentősen magasabb, ami műszaki szempontból tekintve igen kétséges teszi e változás jogosultságát. A diagramokba a régi szabvány szerint jelöltük be az adatokat.

A maximális játékidő (35) kifejezése a játékidő növelésének lehetőségeiről is felvilágosítást nyújt.

A számlálóban szereplő külső átmérő további növelése kényelmi okokból nem célszerű. A nevezőben levő barázdatávolság, sebességamplitúdó és a lejátszó tű hegyének sugara egymással összefüggő mennyiségek. Ugyanis valamennyi lemeztípusra érvényesek az alábbi közelítő összefüggések :

$$v = \omega_0 a_{\max} = a \omega_0 r \quad (39)$$

$$d = \varepsilon \cdot r \quad (40)$$

ahol

ω_0 = a frekvencia karakterisztika fordulópontja (354 Hz)

$$a \approx 1$$

$$\varepsilon \approx 4-5$$

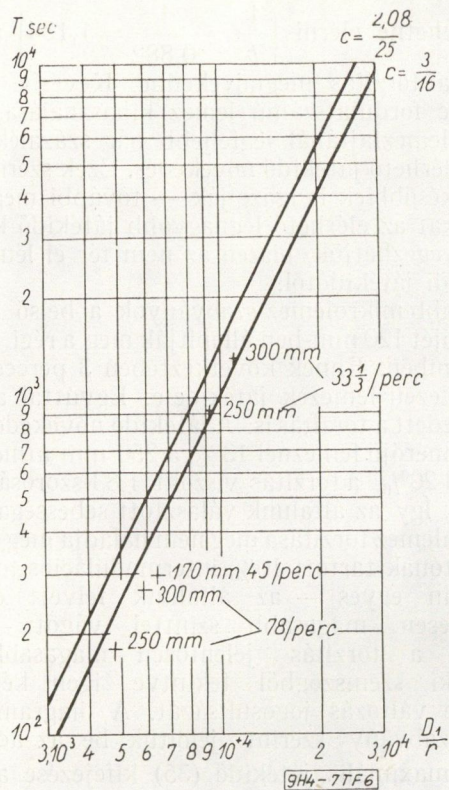
A játékidő kifejezésébe fentieket betéve

$$T_{\max} = \frac{\pi}{8 \varepsilon \sqrt{a \omega_0 \omega_1}} \sqrt[4]{\frac{k}{c}} \frac{D_1^2}{r^2} \quad (41)$$

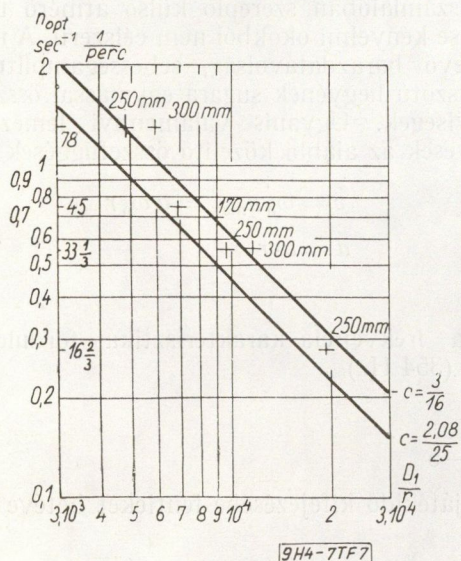
Természetesen az optimális fordulatszám összefüggésében is elvégezhetjük az előző behelyettesítéseket :

$$n_{\text{opt}} = \frac{2}{\pi} \sqrt[4]{\frac{c}{k}} \frac{r}{D_1} \quad (42)$$

Tehát a maximális játékidő a lemezátmérő és a lejátszó tű legömbölyítési sugara hányadosának négyzetével arányos.



6. ábra



7. ábra

A 6. és 7. ábra 0,1 nagyságú harmónikus, illetve intermodulációs torzítás esetén ábrázolja D_1/r függvényében az optimális fordulatszám és a maximális játékidő értékét.

A harmónikus torzítás meghatározásánál 5 000 Hz-re választottuk a mérőfrekvenciát (ω_1), mivel ennek harmadik harmónikusát (15 000 Hz) jóminőségű berendezések még átviszik. Intermodulációs torzításnál az előzőeknek megfelelően

$$\omega_1 = 4000 \text{ Hz}$$

S a többi mennyiség nagysága

$$\omega_0 = 354 \text{ Hz}$$

$$\alpha = 1$$

$$\varepsilon = 4$$

Bejelöltük a jelenleg elterjedt lemezeknek megfelelő értékeket is. Ezek több-kevesebb eltéréssel követik a függvények menetét, és igazolják a fenti gondolatmenet helyességét.

Összefoglalás

Az eddigieket összefoglalva megállapíthatjuk, hogy adott torzítás mellett a játékidő növelésének leghatásosabb módja a lejátszó tű, azaz a barázda méreteinek és vele együtt a fordulatszámnak a csökkentése. Ezt a hanglemeztechnika fejlődése igazolja.

A lejátszó tű, illetve barázda méreteinek mindenkor alsó korlátait technológiai problémák szabják meg. A lejátszó tű részéről elsősorban a kopásviszonyok a kritikusak: valószínű, hogy a méretek csökkenésével a gyémánttű jut majd szerephez. Lemezanyagoknál a kopás mellett a maradandó és rugalmas alakváltozás okozta torzítás korlátozza a méretek csökkenését.

Ezúton mondok köszönetet Dr. Barta István professzor úrnak és Barát Zoltán adjunktusnak e cikkel kapcsolatos értékes megjegyzéseikért.

IRODALOM

- [1] M. J. Di Toro: Distortion in the Reproduction of Hill- and Dale Recordings. J. S. M. P. E. Vol. 29 1937. Nov.
- [2] J. A. Pierce, F. V. Hunt: On Distortion in Sound Reproduction from Phonograph Records. J. A. S. A. Vol. 10. 1938. July.
- [3] W. D. Lewis, F. V. Hunt: A Theory of Tracing Distortion in Sound Reproduction from Phonograph Records. J. A. S. A. Vol. 12. 1941. Jan.
- [4] J. K. Hilliard: Distortion Tests by the Intermodulation Method. Proc. I. R. E. Vol. 29. 1941. Dec.
- [5] M. S. Corrington: Tracing Distortion in Phonograph Records. R. C. A. Review. Vol. 10. 1949. June.
- [6] H. E. Roys: Analysis by the two-frequency Intermodulation Method of tracing Distortion encountered in Phonograph Reproduction. R. C. A. Review. Vol. 10. 1949. June.

EGYESÜLETI HÍREK

Egyesületi taggyűlés

Az Egyesület 1958. november 17-én egyesületi taggyűlés keretében osztotta ki a jutalmakat a híradástechnikai kiállítás és konferencia előkészítőinek és rendezőinek.

Tiborc István a KGM Híradástechnikai Igazgatóság műsz. oszt. vezetője, munkaéremrendet és pénzjutalmat kapott, Baján Tibor, Balla Miklós, Izsák Miklós és Nádas Tibor a „gépípari kiváló dolgozója” kitüntetést és pénzjutalmat kaptak.

A Kohó- és Gépípari Minisztérium részéről pénzjutalomban részesültek: Antal Józsefné, Bartha Lajosné, Bíró Ferenc, Balogh Pál, Gerzon Györgyné, Hargitai Endre, Jászberényi Ferenc, Kovács János, Kozmári Dezső, Kozma Lajos, Szániel Vilmos, Szabó Zoltán, Vasa Balázs, Valkó Iván Péterné, Vada Pál, Vida Béla.

Ezen kívül a kiállítással és konferencia előkészítésével kapcsolatban többen egyesületi elismerésben és pénzjutalomban részesültek. A kiállított készülékek és műszerek legjobb tervezőinek, szerkesztőinek s konstruktöreinek Kincses István elvtárs, a Híradástechnikai Igazgatóság igazgatója a minisztérium és az egyesület nevében elismerő okleveleket nyújtott át.

Három híradástechnikai vállalat miniszteri elismerő oklevelet kapott: Belojannisz Híradástechnikai Gyar, Híradástechnikai Gépgyar és Mechanikai Laboratórium.

Néhány idézet a kiállítás emlékkönyvéből.

Dr. Münich Ferenc, Apró Antal, Incze Jenő, Frisch István, Magyar András, Péter György:

„Csak a szocializmus biztosíthatja a tudomány és technika gyors fejlődését. Ez a kiállítás ezt bizonyítja és alapot ad arra, hogy tudásainktól és technikusainktól a jövőben még többet várjunk.
Budapest, 1958. április 28.”

Csergő János:

„A magyar híradástechnikai ipar ma megnyitott kiállítása fényes bizonyítékaul szolgál az elmúlt évek során bekövetkezett fejlődésnek.

Híradástechnikai iparunk következetes harcot folytat a lemaradás felszámolásáért és a nemzetközi szint minél előbbi eléréséért. Mérnökeink, technikusaink mindinkább a munkásosztály hathatós támogatásával tesznek eleget Pártunk és a Kormány határozatának, iparáguk fejlesztését illetően.

Csak így tovább, jó úton járunk, amit kiállításunk is bizonyít.”

Budapest, 1958. április 19.”

Szovjet delegáció:

„Nagy érdeklődéssel és figyelemmel látogatjuk a Híradástechnikai Kiállítást, amely azt mutatja, hogy a magyar ipar komoly eredményeket ért el és további sikereket kívánunk.”

„... Nagy elragadtatással szemléltük a rádiókészülékeket a magyar ipar termékeit.”

Francia látogatók:

„Nagy örömről szolgál, hogy a Magyarországi utazásunk alkalmával láthattuk a kiállítást. El vagyunk ragadtatva a magyar híradástechnikai ipar fejlődésétől. Ez a látogatás meggyőzött bennünket arról, hogy az együttműködés igen hasznos.”

Német látogatók:

„Meg vagyunk lepve a különféle gyártmányoktól és a gyártmányok minőségétől, a magyar ipar produktumaitól.”

Angol látogatók:

„Nagyon hálás vagyok, hogy alkalmam volt látni a Híradástechnikai kiállítást.”

Egyiptomi látogatók:

„A kiállítás mély benyomást keltett bennünk, gratulálunk a magyar híradástechnikai iparnak és további sikereket kívánunk a jövő üzleti összeköttetés reményében.”

Az Egyesület Alkatrész Szakosztályának munkájáról.

Az Alkatrész Szakosztály munkaprogramjának középpontjában ezévből a híradástechnikai alkatrészek szabványainak megtárgyalása volt. Katona János szakosztályvezető elnökletével a szakbizottság a legfontosabb híradástechnikai alkatrész szabványok javaslatát tárgyalta meg. A szabványok elkészítése együttjárt az alkatrészek egyes jellemzőinek részletesebb vizsgálatával is. E vizsgálatokat a Minőség Ellenőrző Kutató Intézet, a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, a Távközlési Kutató Intézet és a Remix gyár végezte el a bizottság által megadott módon.

Elkészült a rétegpotencióméterek iparági szabványa és ezt követően a papirkondenzátorok iparági szabványa. Ezzel egyidejűleg a bizottság megkezdte a híradástechnikai alkatrészek klímaállósága feltételeinek megtárgyalását és ez utóbbi szabvány már figyelembevette a klímaállósági követelmények szempontjából a nemzetközi (I. E. C.) szabványtervezeteket is. Szeptember és október folyamán három értekezlet során az országos szabványok tárgyalását is elkezdte a sztriflex kondenzátorok és fénycsőgyűjtő kondenzátorok tárgyában. Ez utóbbiak tárgyalásához meghívta az iparágon kívüli szakértőket is, résztvettek a műszeripar, a Posta és az erősáram megfelelő képviselői is.

A szakosztály munkatervében szerepel még anélkül megszervezése, egyes híradástechnikai alkatrészeket érintő kérdésekben.

Az Egyesület Technológiai Szakosztálya

A szakosztály hosszú szünet után ismét megkezdte működését. Az iparág technológusai jelentős számban vettek részt az eddigi klubesteken tartott szakeladásokon, és örömmel használják fel az Egyesület nyújtotta lehetőséget arra, hogy az egymás közötti személyes kapcsolatokat felújítsák, egymás munkáit, fejlesztési eredményeit megismerjék és egymást szakmai tanácsukkal kölcsönösen segítsék. Megállapították, hogy erre most különösen nagy szükség van, mert Iparigazgatóságunk részéről ma hiányzik az az összefogó tevékenység, amellyel az ellenforradalom előtt a technológusokat iparági szinten irányította, tájékoztatta, fejlesztő tevékenységüket koordinálta. Hiányát érezzük annak a kis iparági értesítőnek is, amely, ha szerény keretek között, de mégis tájékoztatta az iparág gyártó- és termelő szakembereit az iparági szinten kiemelkedő eredményekről, a jellegzetes hibákról. Ezért a szakosztály tagjai úgy határoztak, hogy a fenti hiányosságot társadalmi munkában, a szakosztály keretein belül pótolják.

Ennek megfelelően rendszeres összejöveteleket tartanak és ezeken először tájékoztató jellegű előadás sorozatokat megismerik az iparág vállalatainál az 1956. évi technológus ankét óta elért gyártásfejlesztési eredményeket, majd ezután a valamely vállalatnál bevezetett kiemelkedő jelentőségű, új technológiai eljárások részleteibe menő szakmai ismertetésére kéri fel az iparág hozzáértő szakembereit.

Eddig a következő témákról volt előadás és vita: Kertész Ferenc, a BHG mérnöke számolt be a hidegfolytatás és hideghegesztés bevezetésével és továbbfejlesztésével kapcsolatban elért eredményekről.

Angyal László, a BHG mérnöke a műanyagok új gyártási eljárásainak fejlesztési és bevezetési eredményeit ismertette.

Vig István, a BHG főtechnológusa, a technológus szakosztály vezetője az 1956. évi technológus ankét határozataira emlékezett vissza és megállapította, hogy az akkori célkitűzések megvalósítása az ellenforradalom miatt sokat

késett, de napjainkban már jelentős részben a megvalósítás felé halad. A technológusok szakmai továbbképzését normalizációs tanfolyamok formájában az Iparigazgatóság elrendelte és az pl. a BHG-ben folyamatban van. A múltéhoz képest jelentős mértékben megvalósultak a technológusok hazai és külföldi tapasztalatcseréi, tanulmányúttjai is. Állandó műanyag tanácsadó bizottság és szaklap sajnos, még nem született, pedig ma is nagy szükség lenne rá. A forgácsmentes technológiák alkalmazása iparágazerte komoly előrehaladást mutat. Az ehhez alkalmas géptípusokat is elkezdte már gyártani a magyar gépipar, amiről a legutolsó ipari kiállításon mindenki meggyőződhetett. A hidegfolytatási eljárás bevezetése a BHG-ben, mint akkori célkitűzés, megvalósult, bár speciális gép hozzá csak jövőre kerül beállításra.

A galvanizáló mintautem a BHG-ben az akkor javasolt formában nem valósult ugyan meg, de ennél szerényebb fejlődés, korszerű vándorfürdők alkalmazásának bevezetésével azért történt és ez így is jelentős előrehaladás. A minőségvizsgáló eljárások fejlesztése területén sajnos, nem történt semmi. Az előadó ezután a BHG-ben két év alatt elért gyártásfejlesztési eredményekről és féleredményekről számolt be.

Fischer János gépészmérnök, a Telefongyár főtechnológusa a Telefongyár két éves gyártásfejlesztési eredményeit ismertette és beszámolt arról, hogy az elmúlt két évben tapasztalt meg nem mértés után a gyártásfejlesztés a jövő évben a jelek szerint az eddigieknél komolyabb támogatásra számíthat a vezető szervek részéről, mert a gyártásfejlesztési létszám komoly mértékű felfejlesztését tervezik.

MŰSZAKI ÉRTELMEZŐ SZÓTÁR

Akadémiai Kiadó

Az utolsó évtizedek rohamos technikai fejlődése következtében műszavakból és műkifejezésekből hatalmas szókincs keletkezett, mely szókincs mindennapi használata részben a pontatlan fogalommegjelölések, részben egy fogalomnak több, pontoságban nem egyenértékű műszóval való jelölése miatt, egyre nagyobb nehézségbe ütközött. Növelik a fogalomzavart a pontatlan, meg nem felelő, de a mindennapi életben egyre inkább gyökeret vert helytelen műszavak és műkifejezések. A műszaki értelmező szótár célkitűzése, hogy egyelőre fokozatosan és kötetekben megjelenve a legfontosabb műszaki tudományágak terminológiájában jelenleg tapasztalható zűrzavarnak arra leginkább hivatott neves szakemberek, országos hírű egyetemi professzorok közreműködésével véget vetne.

Eddig megjelent kötetek:

I. dr. Palotás László: Építőanyagok

II. dr. Kobács K. Pál: Általános elektrotechnika

A közeljövőben megjelenő kötetek:

III. dr. Mosonyi Emil: Hidraulika és műszaki hidrológia

IV. dr. Palotás László: Mechanika

1960-ig remélhetőleg valamennyi fontos műszaki tudományág alapvető szókincse hasonló szakavatott szerkesztők munkájának eredményeképpen feldolgozásra kerül.

Az értelmező szótárban megtalálható a tudományág valamennyi fontos fogalmára használt műszó és műkifejezés, megjegyezve esetenként, hogy melyik műszó a leginkább használatos, melyik kevésbé, melyik helytelen, ha használatos is. Az így gyűjtött műszavakhoz teljesen pontos fogalom meghatározások, definíciók járulnak, melyek valószínűen szintén sok fogalomzavar eloszlatására alkalmasak. A műszaki értelmező szótárnak további haszna, hogy segítségével az egyes műszavak és műkifejezések *idegennyelvű tudományos munkák olvasásakor is könnyen beazonosíthatók*, mert minden műszó pontos megfelelője *németül, oroszul, valamint angolul* is, a szótár végén készített abc-és regiszter segítségével könnyen megtalálható.

Az értelmező szótár kötetei a „Terra” kiadványok sorozatában fognak megjelenni.

И. Новак и Г. Фришман: Пути развития связи на дальние расстояния

Статья дает краткий обзор развития связи на дальние расстояния и применяемых и возможных систем проводной и беспроводной связи в диапазоне частот ниже 40 ГГц. Авторы делают вывод, что в ближайшем будущем для достижения уплотнения порядка тысячи цепей и впрямь будут применяться незагруженные симметричные кабели, а в случае передачи телевизионных программ или уплотнения на несколько тысяч цепей следует ожидать применения коаксиальных кабелей и широкополосных микроволновых систем. Затем дается обзор развития европейской широкополосной сети и рассматриваются главные технические и экономические вопросы, связанные с созданием и эксплуатацией коаксиально-кабельных и широкополосных микроволновых систем. Устанавливается, что микроволновая техника заняла прочное место среди современных средств техники связи и поэтому при разработке сети связи на дальние расстояния необходимо согласованно развивать прокладку микроволновых и кабельных линий.

Л. Коцка: Внедрение электроники в автоматические телефонные станции

Введение статьи дает краткий обзор развития телефонных станций. Знакомит с препятствующими росту числа абонентов и переговоров, как и распространению связи между абонентами на большие расстояния недостатками классических систем, которые привели к усовершенствованию систем, основанных на электромеханических принципах, а затем к широкому применению электронных устройств. Далее на основании приведенных литературных источников знакомит с применяемыми в современных станциях механическими и электронными устройствами, как и со схемами действия построенных из них опытных станций. Автор приходит к выводу, что потребуется еще немало времени для достижения экономического превосходства электронных станций. До этого времени, и даже после этого конкурентоспособной останется основанная на системе Кроссбар и все более усовершенствующаяся полуполупроводниковая станция. Но неотложной задачей Венгрии является организация исследовательского отдела по изучению электронных станций, чтобы в нужный момент в нашем распоряжении был соответствующий коллектив молодых инженеров.

Л. Козма: Линейные концентраторы в жилых домах, как один из способов удешевленных услуг телефонной связи.

Автор занимается с возможностями повышенной децентрализации телефонных станций и связи с этими экономическими условиями применения так называемого телефонного линейного концентратора в жилых домах. Излагает основные показатели оборудования служащие подобным целям, распространенные в заграничье и из этого выводит заключение с точки зрения эксплуатации и ухода, которые объясняют применение заграничных решений, связанные часто с большими расходами. После этого статья дает описание о линейных концентраторах в венгерских жилых домах и в общих чертах рисует те задачи, которые — по мнению автора — этой области венгерская телефонная промышленность должна исполнять.

Д-р И. Барта и Д. Шимон: Исследование возможности дальнего приема телепередач

Статья кратко знакомит с опытами кафедры Техники Связи Будапештского Политехнического Института, на основании которых проводилось исследование возможности дальнего приема телепередач. Сообщаются результаты экспериментальных приемов, проведенных в различных пунктах Венгрии и приведены иллюстрации, показывающие качество приема. Сделаны выводы по определению ожидаемых условий приема.

Г. Геккенаст: Техника и развитие магнитной звукозаписи

Автор обсуждает непосредственную магнитную звукозапись. Исследует те ограничения, которые лента, головки и лентопротяжной механизм ставят на пути дальнейшего улучшения характеристик по диапазону частот, отношению полезный сигнал/шум искажениям и колебаниям высоты звука. На основании подробного анализа всех влияющих факторов автор выделяет те конструктивные части, которые следует усовершенствовать в первую очередь. Заключительная часть занимается положением и перспективами отечественного (венгерского) производства магнитных фонограмм.

Я. Катона: Измерение емкости и коэффициента потерь конденсаторов при помощи электронно-компенсированного переменного-точного импедансного мостика

Для массового измерения емкости и коэффициента потерь конденсаторов и их сортировки точность непосредственного измерения недостаточна. Исходя из переменного-точного импедансного мостика автор разработал аппаратуру, при помощи которой чрезвычайно быстро можно производить замер и сортировку одинаковых по номиналу электролитических конденсаторов. Статья знакомит с принципом действия и устройством аппаратуры.

З. Вайда: Температурная стабилизация транзисторных усилителей

Рассмотрение температурных зависимостей транзисторов. Статическая эквивалентная схема транзистора. На основании эквивалентной схемы I_{co} — ток насыщения коллектора, a_g — статический коэффициент усиления тока и U_{cb} — напряжение эмиттер-база являются параметрами, характеризующими поведение транзистора. Температурная зависимость и разброс параметров. Методы стабилизации.

К. Тарнаи: Применение теории четырехполюсника в теории ламповых генераторов с обратной связью

Приведенный ниже анализ генераторов с обратной связью, проведенный на основании теории четырехполюсника, показывает, что колебания генераторов с обратной связью в случае квазилинейной характеристики лампы однозначно определяются средней крутизной лампы и единственным параметром четырехполюсника обратной связи — z_{21} — цепной проводимостью.

Вторая часть работы содержит вывод генераторных схем LC на основании полученных для четырехполюсника обратной связи узлов соединения, далее же определение взаимозависимостей, относящихся к условиям возбуждения и частоте колебаний двух наиболее распространенных типов генераторов RC.

К. Ипш: Покрытые полихлорвинилом кабели с эмалированными проводами и гигроскопической изоляцией жил*

Покрытые полихлорвинилом кабели с эмалированными проводами и Сотора-хлопчатобумажной и бумаго-хлопчатобумажной изоляцией жил на 800 суток погружались в водяную баню и затем исследовалось изменение их электрических характеристик. Изоляционное сопротивление осталось порядка $M\Omega$ км, диэлектрический угол потерь ухудшился, но не настолько, как в случае кабелей без эмалевого изоляционного токопроводящих жил. Покрытые полихлорвинилом кабели с эмалированными проводами и гигроскопической изоляцией жил при небольших длинах могут использоваться как стальные кабели.

* Продолжение статьи автора, опубликованной в журнале „Magyar Híradástechnika” № 10 8 (1957) 42

Э. Киш: Современные радиовещательные приемники

Серия статей о действии, принципиальном и конструкционном построении современных радиовещательных приемников появилась в четырех продолжениях. Первая публикация дает краткий обзор развития радиовещательных приемников и современного состояния техники приема УКВ—ЧМ. Вторая и третья публикации занимаются действием и устройством каскадов усилителя и смесителя УКВ. Четвертая, заключительная публикация этой серии обсуждает промежуточно-частотную усилительную часть приемников УКВ—ЧМ, дискриминатор, действующий с германиевыми диодами, ограничительную ступень и автоматическую регулировку усиления; наконец, занимается и вопросами конструкционного оформления приемников.

Й. Катона: Расчет габаритных размеров электролитических конденсаторов.

Статья знакомит нас с новым методом расчета габаритных размеров электролитических конденсаторов. Основой расчета является то, чтобы тепло производимое конденсатором давало стационарное электрическое и теплопроводное положение. Представляется возможность для вычисления допустимое максимальное проводящее тока при котором еще как раз обеспечивает стабильное положение.

Эрки В.: О способах измерения токов, происходящих из термической эмиссии сеток электронных ламп.

Измерение термического тока эмиссии управляющей сетки в первую очередь необходимо к испытанию долговечности электронных ламп, а в случае усиления мощности, и к определению предела нагрузки сетки. Так же играет важную роль это измерение при выборе удобных материалов сетки с точки зрения эмиссии сетки. Автор систематизированно знакомит нас с основными способами измерения, найденными в литературе. Излагает свои замечания на вышеуказанные и относительно их уточненность. Сообщает метод для несложного измерения тока насыщения эмиссии сетки без эффекта Шоттки. Занимается с отдельными составляющими управляющей сетки обратного тока по пути измерения с особым вниманием на составляющий термической эмиссии. Автор вносит предложение для определения характерных данных эмиссии сетки на основании характеристики термической эмиссии.

Ф. Такач: Искажение от хода иглы при проигрывании грампластинок

Усовершенствование грампластинок за последние десять лет шло по направлению достижения улучшения качества звука и продления времени проигрывания. Качество современных грампластинок зависит от искажения, вызываемого различием формы реза рекордера и проигрывающей иглы. Возникающие вследствие искажения амплитуды компонентов могут быть выражены бесконечными рядами. Статья содержит диаграммы для определения компонентов и искажения. Автор выводит зависимость между заданными размерами бороздки, искажением, а также размером пластины, обеспечивающим наибольшее время проигрывания.

I. Novák—G. Frischman: Die Entwicklungslinien der Nachrichtenübertragung auf grosse Entfernungen

Der Artikel gibt eine kurze Übersicht über die Entwicklung der Nachrichtenübertragung auf grosse Entfernungen und die im Frequenzbereich unter 40 GHz gebräuchlichen oder in Frage kommenden Leitungs- und Drahtlosen Nachrichtensysteme. Die Verfasser kommen zur Schlussfolgerung, dass in der nächsten Zukunft für tausend Stromkreise auch weiter unbelastete symmetrische Kabel verwendet werden, im Falle von Fernsehprogramm, oder einiger tausend Stromkreise aber ist die Verwendung von coaxialen Kabeln und Breitband-Mikrowellensystemen zu erwarten. Weiter wird eine Übersicht der Entwicklung des Breitbandnetzes von Europa gegeben und die wichtigsten technischen und ökonomischen Fragen der Errichtung und Inbetriebhaltung der coaxialen Kabel und Breitband-Mikrowellensysteme behandelt. Es wird festgestellt, dass die Mikrowellentechnik in der modernen Nachrichtentechnik eine grosse Rolle spielt und dass beim Ausbau des Nachrichtennetzes für grosse Entfernungen die Entwicklung der Mikro- und Kabelnlinien miteinander in Einklang stehen muss.

L. Koczka: Elektronik in automatischen Fernsprechkzentralen

In der Einleitung gibt der Artikel eine kurze Übersicht über die Entwicklung der Fernsprechkzentralen. Es werden Mängel der konventionellen Systeme angeführt, die die Vergrößerung der Teilnehmerzahl und des Betriebs, sowohl die Ausbreitung der Fernwahl der Teilnehmer hemmen, die erst zur Vervollständigung der nach elektromechanischem Prinzip funktionierenden Systeme, später zur breiten Verwendung elektronischer Bauelemente führten. Weiter werden an Hand der angeführten Veröffentlichungen die in modernen Zentralen anwendbaren mechanischen und elektronischen Bauelemente, wie auch der schematische Betrieb einiger aus diesen Bauelementen aufgebauter Versuchszentralen beschrieben. Der Verfasser stellt fest, dass es noch längere Zeit benötigt, bis die elektronischen Zentralen preislich konkurrenzfähig werden. Bis zu dieser Zeit, sogar noch länger bleibt die auf Grund des Crossbar-Systems aufgebaute und sich immer weiter vervollständigende teilelektronische Zentrale konkurrenzfähig. Jedoch muss in Ungarn dringend eine sich mit elektronischen Zentralen befassende Forschungsabteilung gegründet werden, damit uns beizeiten eine entsprechende Forschungsgarde junger Ingenieure zur Verfügung steht.

L. Kozma: Das Miethaustelefon als eine Methode der Verrbilligung des Fernsprekdienstes

Der Verfasser beschäftigt sich mit der Dezentralisationsmöglichkeit der Fernsprechnetze und mit Wirtschaftlichkeitsfragen der Miethaustelefonanlagen. Er beschreibt die Kenndaten der in Ausland verbreiteten ähnlichen Anlagen und aus diesem versucht er jene Betriebs- und Reparaturverhältnisse zu ergründen, die die oft teure Lösungen rechtfertigen. Das ungarische Miethaustelefon wird beschrieben und es werden kurz die weitere diesbezügliche Aufgaben gestreift.

Dr. I. Barta und Gy. Simon: Untersuchungen der Möglichkeiten des Empfanges von Fernsehsendern in grossen Entfernungen

Der Artikel enthält eine kurze Beschreibung der Versuche die vom Lehrstuhl für Nachrichtentechnik der Technischen Universität in Budapest zur Untersuchung der Möglichkeiten des Empfanges von Fernsehsendern in grossen Entfernungen durchgeführt wurden. Es werden die Resultate der Empfangsversuche, die in verschiedenen Punkten Ungarns durchgeführt wurden berichtet, mit Bildern die Qualität des Empfanges gezeigt und Schlussfolgerungen über die Bestimmung der zu erwartenden Empfangsverhältnisse gezogen.

G. Heckenast: Die Technik und Entwicklung der magnetischen Schallaufzeichnung

Der Autor befasst sich mit der Frage der magnetischen Schallaufzeichnung. Er untersucht jene Hindernisse, die das Band, der Kopf und die Vorrichtung zur Bewegung des Tonbandes auf dem Wege zur weiteren Verbesserung des Frequenzganges, des Geräuschstandes, der Verzerrung und der Tonhöhenchwankungen stellt. Der detaillierten Analyse aller wirkenden Faktoren folgt eine Auswertung, in der der Autor jene konstruktiven Teile hervorhebt, die in erster Linie zu entwickeln sind. Der Letzte Teil beschäftigt sich mit der gegenwärtigen und zukünftigen Lage der inländischen Magnetophonherstellung.

J. Katona: Die Messung der Kapazität und des Verlustfaktors der Kondensatoren mit Hilfe einer elektronisch ausgeglichenen Wechselstrom-Impedanzbrücke

Zur Massenmessung der Kapazität und des Verlustfaktors der Kondensatoren und ihrer Sortierung ist die direkte Messung nicht genügend genau. Der Verfasser arbeitete auf Grund der Wechselstromimpedanzbrücke eine Einrichtung aus, mit deren Hilfe im Falle bestimmter Nominalwerte ausserordentlich schnell Messungen von elektrolytischen Kondensatoren und ihre Sortierung durchgeführt werden können. Der Artikel gibt uns das Grundprinzip und die Konstruktion der Einrichtung.

Z. Vajda: Die Temperaturstabilisierung der Transistorverstärker

Die Schilderung der Temperatur-Abhängigkeiten von Transistoren. Das statische Ersatzschaltbild der Transistoren. Auf Grund des Ersatzschaltbildes sind I_{co} der Sättigungsstrom des Kollektors, a_p der statische Stromverstärkungsfaktor und U_{eb} die Emitter-Basisspannung jene Parameter, mit Hilfe deren man das Verhalten des Transistors charakterisieren kann. Die Temperaturabhängigkeit und Streuung der Parameter. Stabilisierungsmethoden.

K. Tarnay: Eine neue Methode für die Berechnung von rückgekoppelten Röhrengeneratoren

Die vorhegehend veröffentlichte, auf Grund der Vierpoltheorie durchgeführte Oszillatorenanalyse zeigt, dass bei rückgekoppelten Oszillatoren der Schwingungszustand im Falle einer quasilinearen Röhrenkennlinie durch die mittlere Steilheit der Röhre und durch einen einzigen Parameter des rückkoppelnden Vierpols — die Kettenadmittanz — eindeutig bestimmt ist.

Der zweite Teil der Abhandlung enthält die Ableitung von LC-Oszillatorschaltungen auf Grund der für den rückkoppelnden Vierpol erhaltenen Bindungen, ferner die sich auf die zwei am meisten verbreiteten RC-Oszillatortypen beziehenden Zusammenhänge zwischen der Anfachungsbedingungen und der Schwingungsfrequenz.

K. Ipolyi: Kabel mit emaillierten Leitungsdrähten, hygroskopischer Aderisolierung und PVC-Mantel*

Die mit PVC-Mantel versehenen Kabel mit Cotopa-Baumwolle- und Papier-Baumwolle-Aderisolierung wurden 80 Tage im Wasserbad gehalten und dann wurde die Änderung ihrer elektrischen Werte untersucht. Der Isolationswiderstand blieb im $M\Omega$ -km Grössenbereich, der dielektrische Verlustwinkel verschlechterte sich, jedoch nicht dermassen, wie im Falle von Kabeln, in denen die Leitungsdrähte nicht emailliert wurden. Die mit PVC-Mantel versehenen Kabel mit hygroskopischer Aderisolierung und emaillierten Leitungsdrähten können auf kürzeren Strecken als Installationskabel verwendet werden.

* Fortsetzung des in „Magyar Híradástechnika“ Nr. 8(1957)42 erschienenen Artikels.

E. Kiss: Moderne Rundfunkempfangsgeräte

Die Artikelreihe über den Betrieb, den prinzipiellen und konstruktiven Aufbau der Rundfunkempfänger erschien in vier Fortsetzungen. Die erste Veröffentlichung gibt einen kurzen Überblick über die Entwicklung der Rundfunkempfänger und über den heutigen Zustand der UKW-FM Empfangstechnik. Die zweite und dritte Veröffentlichung behandelt den Betrieb und die Konstruktion der UKW Verstärker- und Mischereinheiten der Apparate. Die vierte und letzte Publikation dieser Artikelreihe behandelt den Mittelfrequenz-Verstärkerteil der UKW-FM Empfänger, den mit Germaniumdioden funktionierenden Verhältnissdetektor, die Begrenzung und automatische Verstärkungsregelung, endlich werden auch die Fragen des konstruktiven Aufbaues der Apparate behandelt.

J. Katona: Die Dimensionierung von Elektrolytkondensatoren

Die Abhandlung enthält eine neue Dimensionierungsmethode der Elektrolytkondensatoren. Die Grundlage der Methode ist folgendes: Die im Kondensator entstehende Wärme und die abgegebene Wärme sollen unter den verschiedensten Betriebsbedingungen stationären elektrischen und thermischen Zustand erzeugen. Es lässt sich jener maximal zulässiger Rückstrom berechnen, bei dem noch eben die Stabilität möglich ist.

V. Ereky: Die Messmethoden der termischen Gitteremission von Elektronenröhren

Die Bestimmung des thermischen Emissionsstromes des Steuergitters ist erstens bei der Lebensdauerbestimmung der Elektronenröhren, in weiteren zur Bestimmung der Belastbarkeit des Steuergitters — im Falle der Leistungsverstärkung notwendig. Auch bei der Auswahl gitteremissionsmässig günstiger Gitterstoffe spielt das Kenntniss des thermischen Emissionsstoffes eine wichtige Rolle. Der Verfasser beschreibt die wichtigsten Messmethoden, die in der Fachliteratur bekannt sind. Er teilt mit seine diesbezügliche Bemerkungen und die Verfeinerungsmöglichkeiten dieser. Er bringt eine einfache Methode zur Messung des Schottky-Effektlosen Gitteremissionsättigungsstromes. Er beschäftigt sich mit der Trennung durch Messen der Komponenten des umgekehrten Steuergitterstromes, besonders des thermischen Emissionskomponentes. Auf Grund der thermischen Emissionskurve des Steuergitters ermittelt die gitteremissionskarakterisierende Kennwerte. Auch einige Messergebnisse werden als Beispiel mitgeteilt.

F. Takács: Folgeverzerrung bei Schallplattenwidergabe

Die Entwicklung der Schallplatten ist in den letzten zehn Jahren auf die Verbesserung der Tonqualität und die Verlängerung der Abspielzeit gerichtet. Die Qualität der modernen Schallplatten hängt von der durch den Formunterschied der Schneide- und Abtastnadel hervorgerufenen Folgeverzerrung ab. Die infolge der Verzerrung entstehende Komponentenamplitude kann durch unendliche Reihen angegeben werden. Der Artikel enthält Diagramme zur Bestimmung der Komponenten und der Verzerrung. Der Verfasser leitet die Beziehung zwischen dem gegebenen Rillenmass und der Verzerrung, wie auch dem Plattenmass, das die grösste Abspielzeit sichert, ab.

I. Novák—G. Frischmann: Trends of Long-Distance Report Communication Systems

The paper presents a brief survey of the development of long-distance report communication and of the wire- and wireless communication systems used or coming into consideration in frequency range below 40 Gcps. It concludes that, in the very near future, for channels in the order of magnitude of thousands, symmetrical unloaded cables shall be used. For the TV-program or a few thousands of channels the use of coaxial cables and wide-band microwave systems may be considered. In the following a survey regarding the European wide-band networks is given and the main technical and economical problems of establishing and operating of coaxial cables and wide-band microwave systems is dealt with. It is stated, that the employing of microwave is very important as a long-distance report communication means and that the cable and microwave directions have to be developed in accordance.

L. Kozma: Apartment-House Telephone as a Way for Reducing the Expenses of Telephone Service

Possibilities of increased decentralization of the centres of telephone networks are discussed and at the hand of these problems the economy conditions of the application of the so-called apartment-house telephone are examined. The main characteristics of similar establishments installed abroad are described and conclusions are drawn to operation and maintenance viewpoints justifying the sometimes high expenses of the said establishments. After that the situation in this country is pondered and the task to be performed by the country's telephone industry (according to the author's opinion) is outlined.

L. Koczka: Electronics are increasing in the automatic telephone exchanges

The introduction gives a brief survey of the development of the telephone exchanges. An account is given on those insufficiencies of the classical systems, which are in the way of the increase of the subscribers, number and of traffic, as well as of subscribers' long distance dialling, which first lead to the perfection of systems working on the principle of mechanics and further to the employing of electronic pieces. After this the paper describes on the basis of recited literature the mechanical and electronic pieces which are to be used in the up-to-date exchanges. It also describes the schematic function of some trial exchanges built up on above mentioned components. At the end it concludes, that to develop electronic exchanges for the purposes of commercial competition, still needs a long time. In the mean time and also furtheron, the semi-electronic exchange based on the cross-bar system and gradually improved, remains competitive. It is an urgent national duty to establish a research section dealing with electronic exchanges, so that there shall be in good time a suitable research staff of our young engineers at our disposal.

J. Katona: Rating of Electrolytic Capacitors

A new method of rating is disclosed for electrolytic capacitors. The calculations are based on stationary electrical and thermal conditions resulting from the balance of the heat generated in and extracted from the capacitor with different operating conditions. The maximum admissible leakage current with which stable operating conditions can be still maintained can be calculated.

I. Barta—Gy. Simon: Study of Long-Distance Television Receptions

The paper gives a short survey of those experiments made by the Institute of Telecommunication of the Technical University of Budapest on the basis of which they researched the reception possibility of the TV-transmitters of long distance. The authors present the results of reception investigations made in different parts of Hungary and illustrates the quality of reception with pictures. Conclusions are made for the statement of expected reception conditions.

G. Heckenast: Technique and Development of Magnetic Sound Recording

The author discusses the magnetic sound recording, investigating restrictions posed by the tape, heads and driving mechanism in the way of further improvement of frequency-band, signal/noise ration, distortion, wow and flutter. The detailed analysis of all active components is followed by an evaluation in which those structural parts are indicated, which are most worthy to be developed. The final part discusses present and future of magnetofon manufacturing in Hungary.

J. Katona: Capacity and Lossfactor Measurements of Capacitors in Electronically Balanced Alternating Current Impedance Bridge

Direct measurements of capacity and lossfactors is not sufficiently precise for the mass measurements and for the selection of capacitors. Starting from the alternating current impedance bridge, the author developed an equipment by which measurement and selection of electrolytic capacitors about determined nominal values can be carried out extremely quickly. The paper describes the fundamental basis and construction of the equipment.

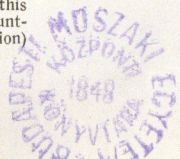
Z. Vajda: Temperature Stability of Transistor Amplifiers

Temperature dependence of transistors. The static equivalent circuit of transistors. Based on the equivalent circuit the parameters characterising operation of transistors are collector saturating current I_{co} , static current amplification factor α_0 and base emitter voltage U_{eb} . Temperature dependence and straying of parameters. Methods of stabilisation.

K. Ipolyi: PVC sheathed cables with hygroscopically insulated enamelled wires*

* Continuation of the author's article published in the "Magyar Híradástechnika" No. 8/1957/42.

PVC sheathed cables with cotton cotton and paper cotton insulated enamelled leads were kept in a water bath for 800 days. After, the cables were tested for changes in their electrical properties. The insulation resistance remained of the order of $M\Omega \cdot km$, the dielectric loss angle diminished than butless in the case of cables with unenamelled wires. PVC sheathed cables with enamelled and hygroscopically insulated wires may be used in shorter lengths as wall cables.



E. Kiss: Up-to-Date Broadcast Receivers

The series of papers discussing the operation, the theoretical and structural composition of the up-to-date broadcast receivers was published in four parts. The first paper gives a brief survey of the development of the broadcast receivers and of the up-to-date situation of the UHF-FM reception. The second and the third paper deals with the operation and structure of the UHF radio-frequency amplifier and mixing stage. The last paper of the series discusses the intermediate frequency amplifier of the UHF receiver, the ratio-detector operating with germanium diodes, the limitation, AGC and finally touches upon the question of the mechanical construction of receivers.

V. Ereky: Measuring Methods for Currents Due to the Thermionic Emission of the Grid of Vacuum Tubes

The measurement of the thermionic current of the control grids required in the first line in life-time tests of vacuum tubes, and in case of power amplification it is also useful in determining the rated current of the grid. It plays also an important role in selection of grid materials from emission current viewpoint. The basic methods of measurement already disclosed in the literature are discussed systematically and are commented together with their improvements. A simple method is disclosed on the measurement of saturated grid-emission current without Schottky-effect. The separation of the components of inverse control-grid current is dealt with a particular view to the component due to thermionic emission. Suggestions are given to determine the data characteristic to the grid emission on the basis of the thermionic characteristic curve of the control grid. Some results of actual measurements are presented as examples.

K. Tarnay: New Method for Design of Feedback Oscillators

The oscillator analysis, based on general network theory discussed here, shows that in the case of feedback oscillators, the oscillating condition, where the tube characteristic is quasi-linear, is uniquely defined by the average transconductance of the tube and by a single parameter of the fourterminal feedback network, the transfer admittance.

The second part of the paper contains derivations of LC oscillator circuits on the basis of the results obtained for the fourterminal feedback network, and expression for the conditions for sustained oscillation and the frequency of oscillation of two generally used RC-type oscillators.

F. Takács: Tracing Distortion by Disc Reproduction

The tendency of development of disc recording in the recent years was to obtain better quality and longer play time. The quality of the up-to-date disc recording is determined by the tracing distortion caused by the different shape of cutting and reproducing stylus. The amplitudes of components on account of distortion can be given by infinite series. The paper publishes diagrams to determine the components and the distortion. The author derives relations between given groove dimensions, distortion and disc characteristics providing longest play time.

F. Novák—G. Frischman: Les tendances de développement des télécommunications à longue distance

L'article présente un bref aperçu du développement des télécommunications à longue distance et des systèmes télécommunicatifs avec et sans fil utilisés ou pouvant être pris en considération dans la gamme de fréquence au-dessous de 40 GHz. Les auteurs tirent la conclusion que, dans le proche avenir, pour installer des circuits en ordre de mille, il faut compter avec l'adaptation des câbles symétriques non chargés tandis que pour le programme de télévision ou pour plusieurs mille de circuits avec des câbles coaxiaux et des systèmes de microonde à large bande. Puis l'article donne un aperçu sur le développement du réseau européen à canal multiple et traite les points de vue techniques et économiques les plus importants ayant une relation avec des câbles coaxiaux et des systèmes de micro-ondes à large bande. Les auteurs constatent que l'emploi des micro-ondes est très important comme un système à longue distance télécommunicatif et que les directions du câble et de la micro-ondes doivent être développées en concordance.

L. Kozma: Central téléphonique des maisons de rapport, comme une des solutions diminuant le prix du service téléphonique.

L'auteur s'occupe de la possibilité de plus en plus recherchée d'une décentralisation des centraux du réseau téléphonique, et à ce propos, des questions économiques de l'application d'un central maison de rapport. Il fait connaître les caractéristiques principales de pareilles installations étrangères en mentionnant les divers points de vue du service et de la maintenance qui pourraient justifier les solutions étrangères parfois trop coûteuses. L'article décrit ensuite le central téléphonique de maison de rapport hongrois, puis il résume les problèmes qui — selon l'auteur — devront encore être résolus par l'industrie hongroise de téléphonie.

L. Kocka: L'électronique dans les commutateurs automatiques

Dans son introduction l'article offre un bref aperçu sur le développement des centraux téléphoniques. Il fait connaître les défauts des systèmes classiques, qui entravent l'accroissement du trafic et du nombre des abonnés, ainsi que l'élargissement de l'appelle à longue distance. Ces facteurs ont conduit d'abord au perfectionnement des systèmes électromécaniques et ensuite à l'emploi étendu des pièces électroniques. À la base de la littérature qu'il énumère, l'auteur fait connaître les éléments mécaniques et électroniques pouvant être employés dans les centraux modernes, ainsi que le fonctionnement schématique de quelques centraux modèles construits sur la base de ces éléments. Enfin, il aboutit à la conclusion, que le développement des centraux électroniques nécessite encore un temps considérable pour être capable d'une concurrence commerciale. Jusqu'à ce moment et même pendant un délai plus long encore, le central semi-électronique graduellement perfectionné et basé sur le système cross-bar, sera capable de soutenir la concurrence. Mais il est un devoir national urgent que d'établir une section de recherche s'occupant des centraux électroniques et d'organiser une équipe de chercheurs parmi nos jeunes ingénieurs.

V. Ereky: Sur les méthodes de mesure des courants provenant de l'émission thermique de grille des tubes à vide

La mesure du courant d'émission thermique de la grille de commande est en premier lieu nécessaire à l'essai de la durée de vie des tubes à vide. S'il s'agit d'une amplification en puissance cette mesure vient à l'aide à la détermination de la charge admissible de la grille. Elle joue également un rôle très important au cours du choix des matériaux favorables au point de vue de l'émission de grille. L'auteur traite systématiquement les principales méthodes de mesure trouvées dans la littérature. À ce propos il fait ses remarques, ainsi qu'en relation de leur perfectionnement. Il donne une méthode pour la mesure simple du courant de saturation sans l'effet Schottky. Il s'occupe de la séparation par la voie des mesures des composants du courant inversé de grille de commande eu regard au composant d'émission thermique. Il forme une proportion relative à la détermination des données caractéristiques de l'émission de grille, prenant pour base la caractéristique de l'émission thermique de la grille. À titre d'exemple il fournit encore quelques résultats de mesure.

Dr. I. Barta—Gy. Simon: L'étude de la possibilité de réception à longue distance des émetteurs de télévision

L'article présente un bref compte rendu des expériences, de l'Institut de Télécommunication de l'Université Polytechnique à Budapest à base desquels on a examiné la possibilité de la réception à longue distance des émetteurs de télévision. L'article fait connaître les résultats des recherches de réception exécutées dans les différentes parties de la Hongrie et illustre par des tableaux la qualité de la réception. Il tire des conclusions pour fixer les conditions de réception à attendre.

G. Heckenast: La technique de l'enregistrement magnétique et son futur développement

L'auteur étudie l'enregistrement magnétique. Il examine les obstacles posés par la bande, les têtes et le mécanisme avançant la bande, obstacles qui entravent l'amélioration ultérieure de la bande de fréquence, de la relation de signal au bruit, de la distorsion et du „wow and flutter”. L'analyse détaillée de tous les facteurs agissants est suivie d'une appréciation, détaillant les parties de constructions qui mériteraient le mieux d'être développées. La partie terminante s'occupe du présent et de l'avenir de la production nationale des appareils d'enregistrement magnétique.

J. Katona: Dimensionnement des condensateurs électrolytiques

L'article décrit une nouvelle méthode de dimensionnement des condensateurs électrolytiques. L'auteur prend pour base des calculs que la chaleur née dans le condensateur et celle diffusée par lui doivent arriver à un état stationnaire électrique et calorifique dans différentes circonstances de service. On peut calculer le courant de conduction assurant encore l'état stable.

J. Katona: La mesure de la capacité et du constant de perte dans le pont d'impédance à courant alternatif balancé électroniquement

Pour mesurer la capacité et le constant de perte des condensateurs, c'est-à-dire pour faire leur triage en séries la, mesure directe n'est pas suffisamment exacte. Partant du pont d'impédance à courant alternatif l'auteur a développé une installation, avec l'aide de laquelle la mesure et le triage des condensateurs électrolytiques autour d'une valeur nominale peuvent être effectués infiniment vite. L'article fait connaître les bases de principe et la construction de l'installation.

Z. Vajda: La stabilité des amplificateurs à transistor de la température

La fluctuation thermique des transistors. L'équivalent du circuit statique des transistors. Basé sur l'équivalent de circuit, les paramètres aptes à caractériser le fonctionnement des transistors sont le courant de saturation du collecteur I_{co} , le facteur de l'amplification statique a_g et le voltage de l'émetteur à la base U_{eb} . La dépendance thermique et dispersion des paramètres. Méthodes de la stabilisation.

K. Tarnay: Nouvelle méthode pour le mèsurage des oscilateurs à contre-réaction

L'analyse présentée, exécutée sur un oscillateur à base de la théorie des réseaux démontre que, pour un oscillateur à contre-réaction où le caractéristique du tube est quasi-linéaire, la condition d'oscillation est définie sans équivoque par la transconductance moyenne du tube et par l'unique paramètre du réseau quadripolaire, qui est l'admittance de transfert.

La seconde partie de l'étude contient la dérivation des circuits des oscillateurs LC à base des résultats obtenus pour les réseaux quadripolaires. Elle contient en outre les expressions concernant les conditions d'oscillation et la fréquence de l'oscillation de deux types d'oscillateurs RC d'un emploi courant.

K. Ipolyi: Câbles revêtus de PVC avec conducteurs émaillés et hydroscopiquement isolés*

*Suite de l'article de l'auteur publié dans „Magyar Híradástechnika” No. 8(1957)42.

Câbles revêtus de PVC à conducteur émaillé et isolé avec du coton cotopa et du papier de coton étaient émergés dans un bain d'eau pendant 800 jours. Après, leurs caractéristiques électriques étaient examinés. La résistance d'isolation restait de l'ordre de $M\Omega$ -km, l'angle de perte diélectrique s'alterait mais beaucoup moins que celui obtenu en câbles à conducteur non émaillé. Les câbles revêtus de PVC à conducteur émaillé et hydroscopiquement isolé, peuvent être employés comme câbles muraux dans les longueurs courtes.

téristiques électriques étaient examinés. La résistance d'isolation restait de l'ordre de $M\Omega$ -km, l'angle de perte diélectrique s'alterait mais beaucoup moins que celui obtenu en câbles à conducteur non émaillé. Les câbles revêtus de PVC à conducteur émaillé et hydroscopiquement isolé, peuvent être employés comme câbles muraux dans les longueurs courtes.

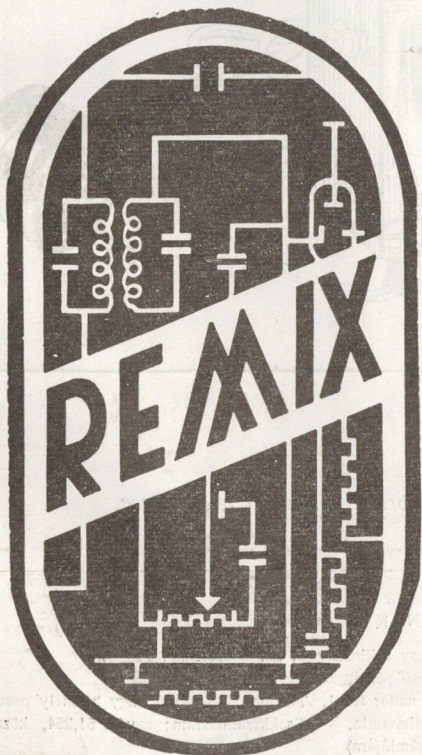
E. Kiss: Récepteurs radiophoniques modernes

La série d'articles concernant le fonctionnement et la construction des récepteurs radiophoniques modernes était publiée en quatre parties. Le premier article présente un bref aperçu du développement des récepteurs radiophoniques et de la situation actuelle de la technique de la réception OUC-MF. La deuxième et la troisième partie s'occupent de l'opération de l'étage amplificateur-mélangeur OUC. La quatrième et en même temps dernière partie de la série d'articles traite de la partie amplificatrice des fréquences moyennes du récepteur OUC-FM, les „ratio-detectors” opérant avec des diodes à germanium, la limitation et l'AAC. Enfin l'auteur fait des réflexions sur la question de la construction des appareils.

F. Takács: La distorsion dans la reproduction par disques

Dans les temps derniers le développement des disques a pris la tendance d'atteindre une meilleur qualité de sons et un temps de jeu plus long. La qualité de la disque moderne est définie par la distorsion causée par la différence entre les profils des aiguilles d'enregistrement et de la reproduction. L'amplitude des composants causée par la distorsion peut être exprimée par des séries infinies. Pour les buts de la définition des composants et de la distorsion, l'article présente des diagrammes. L'auteur fait une liaison entre les mesures de sillon, la distorsion, ainsi que les mesures de disques offrant le temps le plus long de jeu.

Korszerű nyomtatottáramköri és tranzistoráramköri alkatrészekkel biztosítjuk a magyar híradástechnika fejlődését!



szubminiatur kristályszenréteg ellenállás
nagyterhelhetőségű bórkarbon ellenállás
hidegzománc burkolatú huzallellenállás
miniatur kapcsolós rétegpotencióméter
tranzistoráramköri rétegpotencióméter
nyomtatottáramköri beállítható rétegpotencióméter
tranzistoráramköri elektrolit kondenzátor
miniatur fémezett papírkondenzátor
nyomtatottáramköri epoxy-gyantás kondenzátor
nyomtatottáramköri RC tagok
nyomtatottáramköri műanyagburkolatú
csillámkondenzátor

REMIX

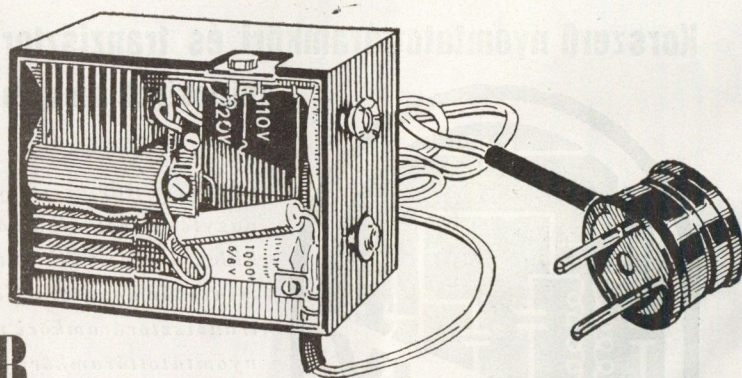
RÁDIÓTECHNIKAI VÁLLALAT
BUDAPEST, X., PATAKI ISTVÁN TÉR 20.

FONTOS KÖZLEMÉNY

A TERTA-TÁSKARÁDIÓVAL KAPCSOLATBAN.

A TERTA táskarádió-adapter alkalmazásával a teleses készülék 110 és 220 Voltos hálózatra is csatlakoztatható. A TERTA táskarádió tulajdonosok az adapterrel a korábbi telephasználat lehetőségének megtartása mellett egy második hálózati készülékkel is rendelkeznek. A hálózati adapter ára : 285.—Ft. Szaküzletekben már kapható.

TELEFONGYÁR



Lapunk legközelebbi száma 1959. 1. sz. jelzéssel 1959 február hónapban jelenik meg.

MAGYAR HIRADÁSTECHNIKA

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

Felelős kiadó: Solt Sándor — Megjelent 1180 példányban

Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hirlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850.) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 15.— Ft., egész évre 30.— Ft. Egyes szám ára: 5.— Ft. megjelenik kéthavonta. — Csekk számlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 (vagy átutalás a MNB 47. sz. sz. folyószámlájára)

47000/58 — Akadémiai Nyomda, Gerliczy u. 2. — Felelős vezető: Bernát György

Rádiókerámiai alkatrészek

FERRIT GYÁRTMÁNYOK

KERÁMIAI KONDENZÁTOROK

KERÁMIAI BEHANGOLÓ

KONDENZÁTOROK

TELEVIZIÓ-

ÉS RÁDIÓKERÁMIAI ALKATRÉSZEK

GYÁRTJA ÉS FORGALOMBA HOZZA:

KŐBÁNYAI PORCELÁNGYÁR

BUDAPEST, X., TÁRNA UTCA 4 · TELEFON: 148-512

TUNGSRAM

GERMÁNIUM DIÓDA

Általános adatok:

Kivitel: Pontérintkezős

Súly: cca. 1 gr

Kivezetés: Ónozott rézhuzal $\varnothing$ 0.6 mm

Jelölés: Kristály (katód) oldalon festett csik

Elektromos adatok:

Max. záróirányú feszültség 50 V

Max. terhelő áram 30 mA

Max. áram mérési céloknál 20 mA

Hőmérséklet tartomány $-30 - +50$ °C

Kapacitás < 1 pF

Típus	I _{elő} min		I _{záró} max
	+1 V (mA)	-10V (μA)	-50 V (μA)
GD1	1	250	1000
GD2A	2	50	300
GD2B	2	100	500
GD2C	2	250	1000
GD5A	5	50	300
GD5B	5	100	500
GD5C	5	250	1000
GD10A	10	50	300
GD10B	10	100	500
GD10C	10	250	1000

