

V. T. JVL.

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 impedanciahidban	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 hanglemezejátszásnál	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 frekvenciatartományban használatos vagy figyelembevehető vezeték- és vezeték nélküli hírközlő rendszerekről. Azt a következtetést vonja le, hogy a legközelebbi jövőben ezres nagyságrendű áramkörök létesítésére továbbra is a terheletlen szimmetrikus kábelek, televízió program, vagy néhány ezer áramkör létesítésére pedig a koaxiális kábelek és szélessávú mikrohullámú rendszerek alkalmazásával kell számolni. Ezután áttekintést ad az európai szélessávú hálózat fejlődéséről és tárgyalja a koaxiális kábelek és szélessávú mikrohullámú rendszerek létesítésével és üzemeltetésével kapcsolatos főbb műszaki és gazdasági szempontokat. Megállapítja, hogy a mikrohullámú technika ma már a híradástechnika 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 évtizedekben világszerte nagy fejlődést mutat, amit a hírközlési 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 távolsági beszélgetések számának évi növekedése 8—10%.

A távolsági forgalom viszonylag erősebb növekedése a jövőben is várható, különösen, ha tekintetbe vesszük az ipari automatizálás távlati igényeit, mely egymástól távolfekvő ipartelemek, energiatelemek, üzemanyag- és nyersanyagelőhelyek, raktárak között igényel információkat, vagy parancsokat továbbító összeköttetéseket. Ehhez a helyközi összeköttetések olyan mennyiségére lesz szükség, amilyen áramkörszámot ma csak a helyi hálózatokban ismerünk. Az igények kielégítésénél a vezetékes és vezeték nélküli átviteli rendszerek igen jól kiegészítik egymást, különösen, ha a mind szélesebb körben jelentkező televíziós átviteli igényeket is a távbeszélőhálózat fejlesztésével összhangban kívánjuk kielégíteni. A fejlődés azonban nemcsak az egyre nagyobb frekvenciák tartománya 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 megoldásokról. Ezt követően foglalkozunk a televízió átvitelre és többszáz távbeszélőcsatorna létesítésére egyaránt alkalmas szélessávú mikrohullámú rend-

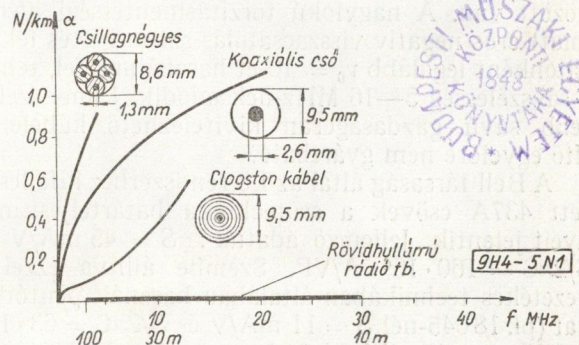
szerek és a koaxiális kábelek létesítésével és üzemeltetésével kapcsolatos egyes műszaki és gazdasági kérdésekkel, különös tekintettel arra, hogy rövidesen Magyarország is bekapcsolódik a nemzetközi televízió hálózatba és nagyszámú, új, korszerű nemzetközi távbeszélő áramkör létesítésére kerül sor.

2. A frekvenciatartományok alkalmazási lehetőségei

Vizsgálatainkat elsősorban a CCI ajánlása szerinti 300—3400 Hz átviteli sáv szélességű, tehát egyoldalsávú átvitelt feltételezve csatornánként 4000 Hz-et igénylő távbeszélő áramkörökre vonatkoztatjuk. Először a hosszú-, közép- és rövidhullámú, majd az ultrarövidhullámú, végül a mikrohullámú frekvencia tartomány átviteli rendszereivel foglalkozunk.

2.1. Hosszú-, közép- és rövidhullámú frekvenciatartomány

Az 1. ábra vízszintes tengelyén a 0—40 MHz közötti frekvenciasávot, függőleges tengelyén pedig 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 átmérőjű szimmetrikus páros terheletlen kábel km-kénti csillapításértéke a 60-csatornás üzemnek megfelelő 252 kHz-nél 0,35 N körül van. A stiroflex szigetelésű 1,3 mm átmérőjű kábelek ezt a csillapítást 550 kHz-nél érik el, ezért a szokásos 18 km erősítőmező hosszánál 120 csatornás üzem létesítésére alkalmasak.

A CCI ajánlása szerinti koaxiális kábeleket jelenleg általában csak távbeszélő üzemre használják és

* A Tárcaügyi Híradástechnikai Tanács megbízásából 1958. áprilisban készült tanulmány.

rajtuk, 9 km-es erősítőszóttással, 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 sávzélesség (B) szorzata minden cső típusra állandó. A $\nu_0 B = \frac{S}{2\pi C}$ kifejezés — melynek dimenziója frekvencia — a cső S meredekségétől, valamint a cső és a huzalozás C összkapacitásától függ.

Körszerű 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 sávzélesség 5—16 MHz-nek adódik. Ennél szélesebb sávú gazdaságosan kivitelezhető kábelerősítő 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 oldalsávós üzemben a frekvenciasáv kiterjesztésénél is ugyanolyan jól használható — és erős linearizálást biztosít.

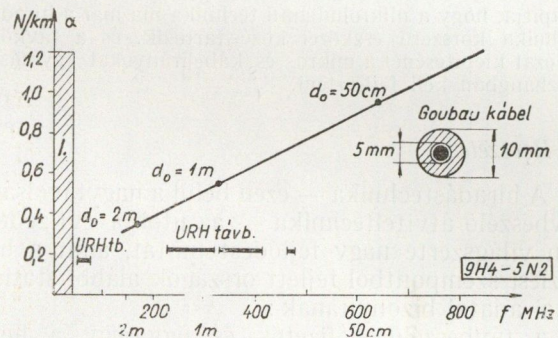
Mikrohullámú rendszereknél az ott alkalmazott modulációs eljárás következtében az erősítő lineartásával szemben kisebb követelményeket kell támasztani, ezért megelégedhetünk $\nu_0 = 3$ foko-

zaterősítéssel, tehát ugyanazon csövekkel 30 MHz középfrekvenciás sávzélesség 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 összeköttetések 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 egyoldalsávós 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. Mindamelllett 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 szigetelőhátrtyák folytonosságának biztosítása.

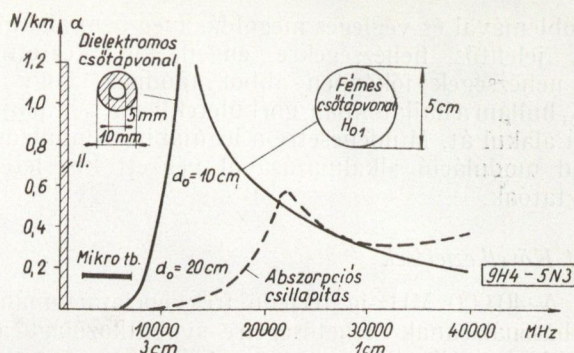
viSSZavezető csövet elhagyjuk. Az áram visszavezetése a vezetőt körülvevő szigetelő rétegben (dielektrikumban) az eltolási áram révén történik, de az energia kis része a szigetelt vezeték környezetébe is kijut. Az úgynevezett határátmérő (d_0) annak a körnek a sugarát adja meg, amelyen belül vezetődik 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 távvezetékirányok oszlopaiba 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 szám-ban 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 sávzélesség MHz	Sávzélesség irányonként MHz	Modulációs rendszer	Sávzélesség 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-

sített 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 áramkörti 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 vívőáramú áramköröket és így egy kábel elfektetésével a nyomvonalmenti göckörzeti áramkörti 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 rendszereknél a nagy csatornaszámú csoportok megcsapolása sokkal ritkábban (50–60 km) történhet meg és a göckörzeti 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, közpállomások 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 közpállomás 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 tartályok sem kerülhetők 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 hálózaté.

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.

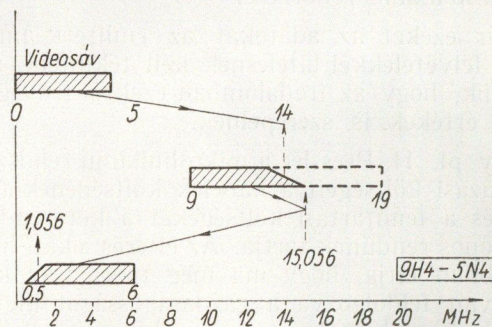
Ennek okát az alábbiakból érthetjük meg:

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 sávzélessége 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 helyezük 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 visszatáplálással 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).

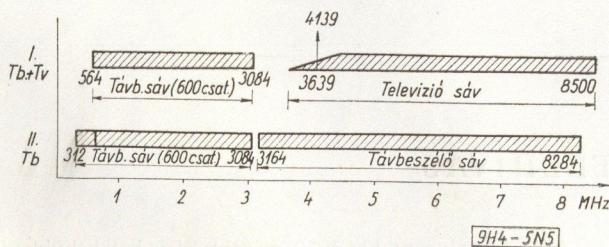
A 9 km-es osztás 4 MHz-nél kereken 5 N csillapítást jelent, míg televízió átvitelénél előálló 6 MHz-en a csillapítás kb. 6 N. A távbeszélőüzemre eddig használt kábeleken tehát a televízió program átvitele változtatás nélkül nem oldható meg. Vagy újfajta erősítőket kell alkalmazni 6 N feletti erősítéssel, 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 átvitelénél 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 többszáz 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 csövön 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. üzemnél a „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 kábelen 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 kábelen könnyebb sokcsatornás távbeszélő üzemet vinni, mint televíziót, ez utóbbinál megkövetelt nagyfokú linearitás miatt. A mikrohullámú rendszereknél éppen fordítva van, a televízió átvitelénél nagy linearitási nehézség nem lép fel, de az alkalmazott frekvencia-moduláció miatt a sokcsatornás távbeszélő átvitelénél 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 tervbevétték 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 műsorközzvetítő 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 táviró 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 továbbfejleszhető, 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 pályázatokat 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

KOCZKA LÁSZLÓ

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 kereskedelmileg 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 gépkapcsolású 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 áramerőségek miatt a gépet vezérlő jelfogók érintkezői nagy áramsűrűséggel dolgoznak s így jelentékeny elhasználódásnak vannak kitéve. A gépek érzékenyek a feszültségingadozásokra 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 jelfogókének. 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 megrágitják 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 idő*nek 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 nyalábot 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 részben 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. Mechanizmusa egyszerű, nagyszámú kefeszerelvény mozgására 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 felatálót 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 hajítását 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-tekercest párhuzamosan kapcsolja. Így az indító és fékező folyamat rugalmas, ütésmentes. A kefeszerkezet mozgatása a rotor tengellyel kapcsolódó fogaskerek útján történik. A gép 100 ívpont kapacitású, amely eltolt kefékkel képezhető 200 ívpontosra. 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

$$\frac{100}{140} = 0,7 \text{ sec, ami közel}$$

háromszorosa a 11 pontos léptetőgépes előválasztó kapcsolási idejének $\left(\frac{10}{40} = 0,25 \text{ sec}\right)$. Tehát híváskeresőként alkalmazva gazdaságos ugyan, de kapcsolási ideje jóval nagyobb. Viszont csoportválasztóként való alkalmazása nagyon előnyös mert beállítási sebessége közel négyszerese az emelő-forgó választógépeknek. 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 tekerces mozgat. Ha a vízszintes és függőleges mezőben 1—1 tekercest 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 (egy-egy 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) *Üvegsöves jelfogók* [5]. Jelenleg nincsen még olyan elektronikus alkatrész amely, a beszéderek átkapcsolásánál a fémes érintkezővel egyenértékű lenne. Ezért olyan üvegsöves jelfogót terveztek, amely a szokványos jelfogó fémes érintkezőjét megtartja, de annak majdnem minden hátrányát elkerüli. Az üvegsöves jelfogóknál a nemesfém érintkezőjű rugók a külső légtől elzárt evakuált vagy gázzal töltött üvegsövebe vannak forrasztva. Egyik kiviteli módozatnál az üvegsöve két egymással szembe állított permalloy nyelv van egyik végén beforrasztva. Az üvegső hidrogénnal van töltve. A nyelvek nyugalmi helyzetükben néhány tízed mm távolságban vannak egymástól. A nyelveket egy tekerces koaxiálisan veszi 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 üvegsöves jelfogókkal képzett koordinátamező célszerűen használható. Ennek 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 s az üzembiztonságot csökkenti.

b) *Egyenirányítók.* Fűtött katódú, gázzal vagy higanygőzzel töltött csövek kapcsolástechnikai célra csak legtrikább esetben használatosak, mert a fűtőtelijsítmény lerontja a gazdaságosságot. A szelén és rézoxidul egyenirányítókát 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 (visszarám) 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.

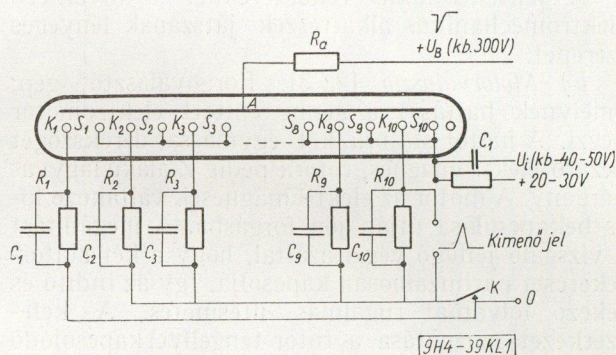
Diódát nagy gyújtófeszültsége (kb. 300 V) miatt a kapcsolástechnikában általában nem alkalmaznak. A gyújtófeszültség csökkentése egy — a katód közelében elhelyezett — *segédelektrodával* érhető el. A segédelektrodára helyezett aránylag kis feszültség (kb. 70–80 V) közte és a katód között olyan kisülő 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 energiaszükségletet 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 melegszenek. 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.

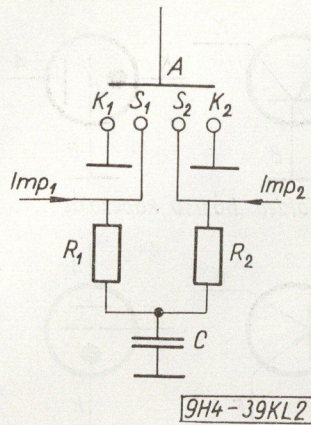


1. ábra

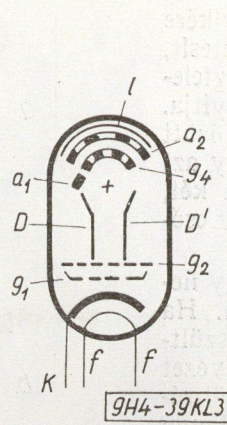
Tegyük fel, hogy K_2 katód és A anód között már kísülés áll fenn. Érkezzék a segédelektrodacsoport kivételére negatív feszültség-impulzus ($U_i = -50$ V), akkor a segédelektrodák és anód között a feszültség felemelkedik. Most a kísülés a K_2 katódról a vele szomszédos S_2 segédkatódra ugrik át, miközben 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 fókátódok 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 feszültségesegek 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.

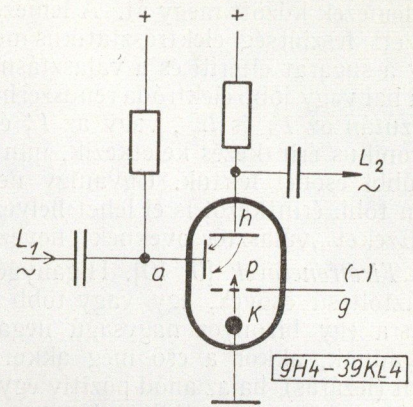
Vannak olyan számláló csövek, amelyeknél a katódok között két segédelektroda van elhelyezve amelynek lehetővé teszik, hogy a cső előre és hátra is tudjon számlolni. A 2. ábra mutat egy ilyen kapcsolást. Tegyük fel, hogy A és K_1 között között parázsfényű kísülés áll fenn és az 1. számú



2. ábra



3. ábra



4. ábra

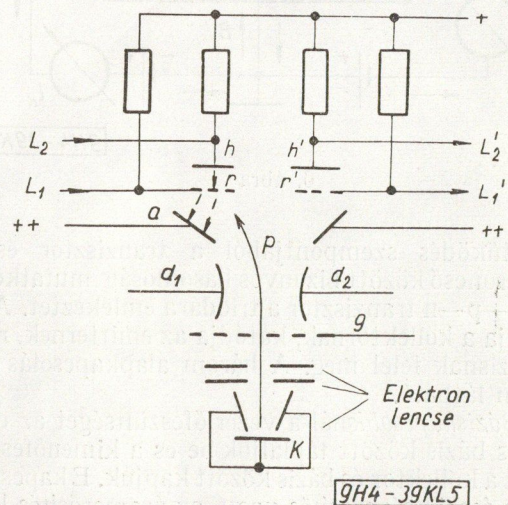
bemenetre negatív impulzus jut (Imp. 1). Ekkor az S_1 segédkatód veszi át a kisülést, majd az R_1C időkonstans miatt késleltetve jut a kisülés az S_2 -re. Az impulzus lecsengése után a K_2 veszi át a kisülést. Az ellenkező irányú számlálás az impulzusoknak Imp. 2 bemenetre való hozzávezetésével valósul 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 elektronsövek, amelyek a d) alatti számlálócsövekkel hasonlíthatók össze. A kapcsolócső célja elektronikus érintkezés létrehozása. Ez a szekundéremissió segítségével történik (4. ábra). A katódról emittált primélektroáram (p) a h elektródára talál, amelyen pozitív feszültség van. Ha a h elektróda úgy van kiképezve, hogy szekundélektrokat nagy mértékben képes kibocsátani és ha az a elektródán

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 sávugár a d_1 és d_2

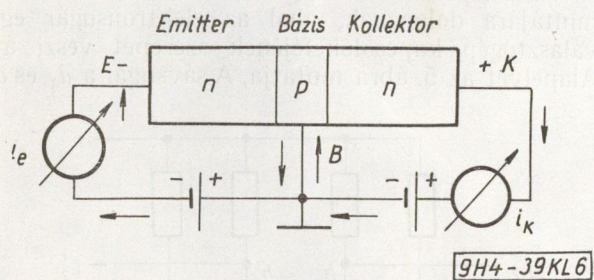


5. ábra.

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 rácscsalra 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 rácscsal feszültséget 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 rácscsal feszültség emelésével történik.

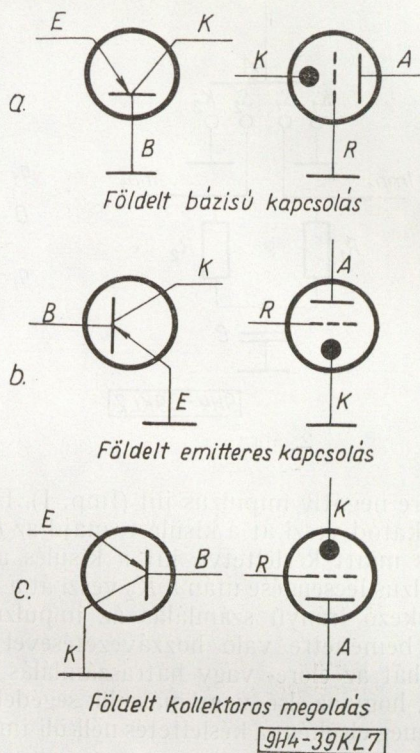
g) *Tranzisztorok* [1, 11, 12]. A tús tranzisztort, a technikai fejlődés túlhaladta, a távbeszélő technikában való alkalmazása nem jön számításba. A rétegtranzisztort sematikusan a 6. ábra mutatja. Ha az emitterkörbe áramot (i_e) vezetünk, akkor a kollektorkörben majdnem ugyanakkora erősségű áramot (i_k) 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, katódja az emitternek, rácscsa 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

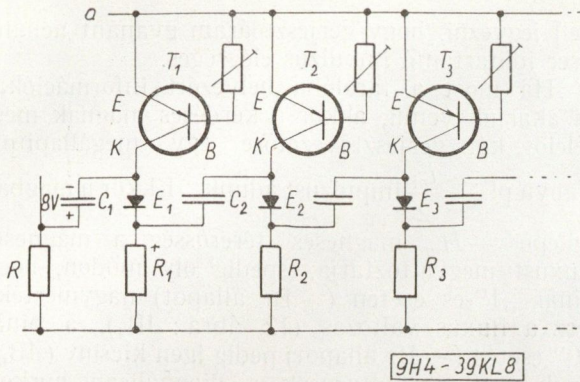
bemeneti ellenállás néhány száz ohm, a kimeneti ellenállás néhány tízezer ohm.

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 alkalmasá

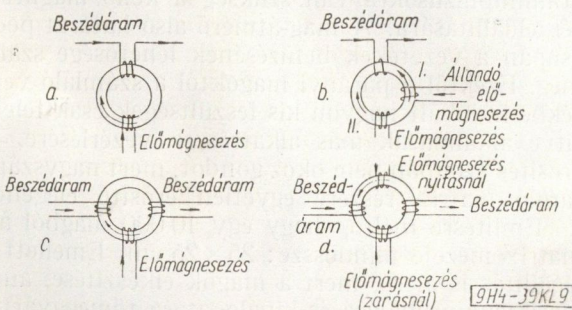


8. ábra

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 -öt 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 elesik a parázscsőek 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.

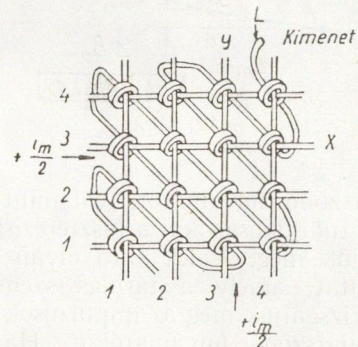
h) Mágneses alkatrészek [1]. Hívószámok tárolását, kapcsolások vezérlését és felépítését, továbbá beszédvívó erek átkapcsolását különleges mágneses alkatrészekkel is meg lehet oldani. A működés elve a zártvasmagú mágnesanyag permeabilitásváltozásán, tehát a hiszterézis hurok egyes pontjainak megfelelő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



9. ábra

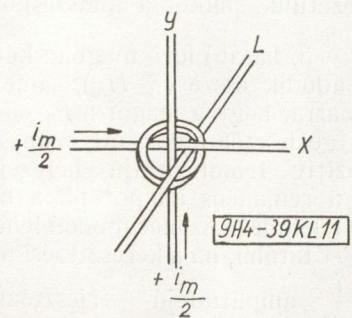
(1) *Beszéderek mágneses átkapcsolása.* A 9. ábra négy átkapcsolási módot mutat be. Ha a 9a ábra szerinti kapcsolásnál az előmágnesezési tekercsbe olyan egyenáramot vezetünk, amely a zárt magot közelítőleg telíti, akkor a permeabilitás közel jut a levegőéhez ($\mu = 1$). Ebben az esetben kicsi lesz a 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 átvivótekercsen, 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



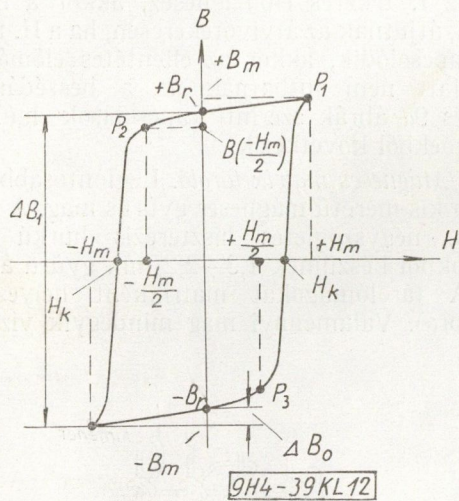
10. ábra

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 elhelyezésével 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 vezetõbe ellenkező irányú áramot adunk. Ennek hatására a magban keletkező fluxus-változás a diagonálisan hurkolt számláló vezetõben 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 hiszterézisgörbét mutat, amely a tárolás szempontjainak megfelel. Vizsgáljuk meg az impulzusok hatására a magban lejátszódó folyamatokat. Ha a matrix valamelyik vízszintes vezetõjébe bizonyos nagyságú $\left(\text{pl.} + \frac{i_m}{2}\right)$ áramot vezetünk, akkor a keletkezett télerõsség a magokat mágnesezi. Ez a magokban keltett télerõsség (12. ábra: $+\frac{H_m}{2}$) azonban nem elég erõs ahhoz, hogy a mag remanens állapotát megváltoztassa. Ha azonban egyidejűleg az egyik függõleges vezetõbe is ugyanolyan erõségű áramot $\left(+\frac{i_m}{2}\right)$ vezetünk, akkor a metszéspontban (10. ábra 3. sor —3. hasáb) levő magban két egybevágó télerõsség adódik össze ($+H_m$), amely már elegendõ erõs arra, hogy a magot a P_1 pontig mágnesesse és a gerjesztõáramok 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 keresztelési pontban levő magot a $-\frac{i_m}{2}$ amplitudójú gerjesztõáramokkal a negatív remanenciájú helyzetbe ($-Br$) hozzuk. Meg

kell jegyezni, hogy gerjesztõáram gyanánt néhány μsec idõtartamú impulzus elégséges.

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

fellépõ $-H_m$ mágneses télerõsség 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 vezetõben feszültséget indukálnak. A magban lejátszódó folyamatok (12. ábra) választ adnak a mag anyagától kívánt jósági követelményekre.

(1) A kiadott feszültségimpulzusokat annál jobban 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 télerõsség függvénye, tehát van egy maximuma, amely egy bizonyos H_m optimális értéknél áll elõ, 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, illetõleg 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 folyam változása és vele arányosan a kimenõ feszültség is.

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

citív erõnél (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 huroknál nagy fluxusváltozást s így téves impulzusadást eredményeznének.

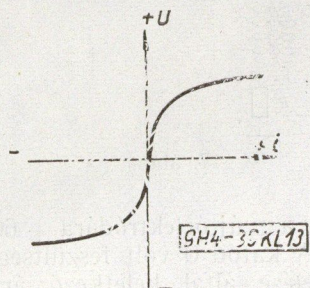
A vázolt mûködési mód és felépítés mellett kis-méretû magokat lehet elõnyösen alkalmazni. Mivel kisebb a mag átmérõ, annál rövidebb az erõvonalak útja a magban, tehát annál kisebb amplitudójú áramimpulzusokra van szükség a kellõ mágneses-tér elõállítására. A mag-átmérõ alsó határát pedig csupán a vezetõk befûzésének lehetõsége szabja meg. Ezeketõl a parányi magoktól a számláló vezetõbe indukált nagyon kis feszültségek csak felerõsítve alkalmasak más alkatrészek vezérlésére. Az erõsítés azonban nem okoz gondot, mert nagyszámú tároló matrix részére egyetlen erõsítõ elegendõ.

Említésre méltó, hogy egy 10 000 magból álló matrix mezeje mindössze: 25×25 cm. Emellett az elõállítás is olcsó, mert a magok elkészítése, automatikus kipróbálása és kiválogatása tömeggyártási módszerekkel végezhetõ. Üzemi elõnye pedig az,

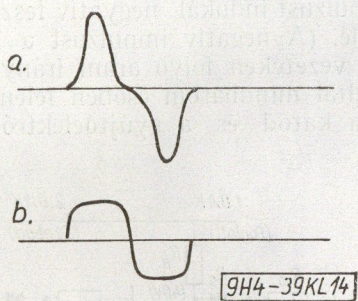
hogy az információk tárolásához nem kell tartóerő, továbbá a tárolás és számlálás csak néhány μsec időt vesz igénybe.

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



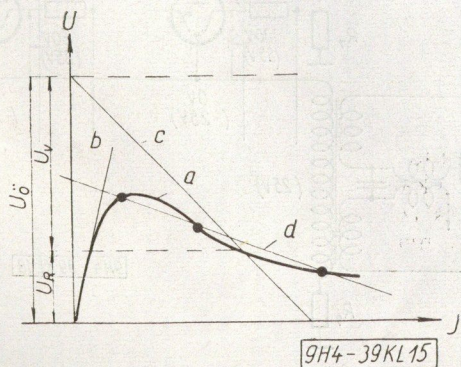
13. ábra



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. M.nél 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

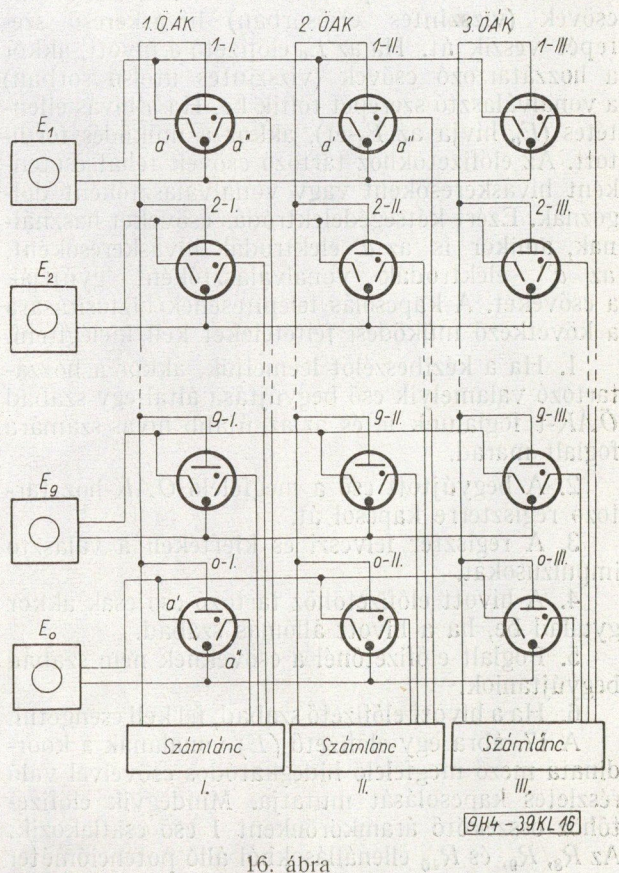


15. ábra

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” egyeneses mutatja. Az áram növelésével az ellenállás csökken s a feszültségesebb 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-egyenes (c) az „a” görbét csak egy pontban metszi (U_r és I_r 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.

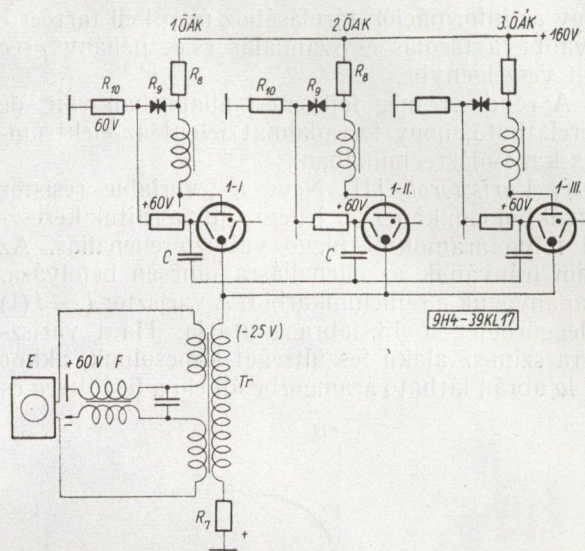
a) Philips-féle elektronikus választóberendezés 10 előfizető részére [1, 8]. Ebbe a laboratóriumi központba 10 előfizető kapcsolható szokványos előfizetői készülékkel. Három összekötő áramkör (ÖÁK) van 3 egyidejű kapcsolásra. Valamennyi kapcsolási folyamat vezérlésére, valamint a beszéderek kapcsolására is hidegkatódos csöveket használ. A berendezésben 92 cső van, melyekből 62 egységélektrodás, 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 keresztlemezés 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.

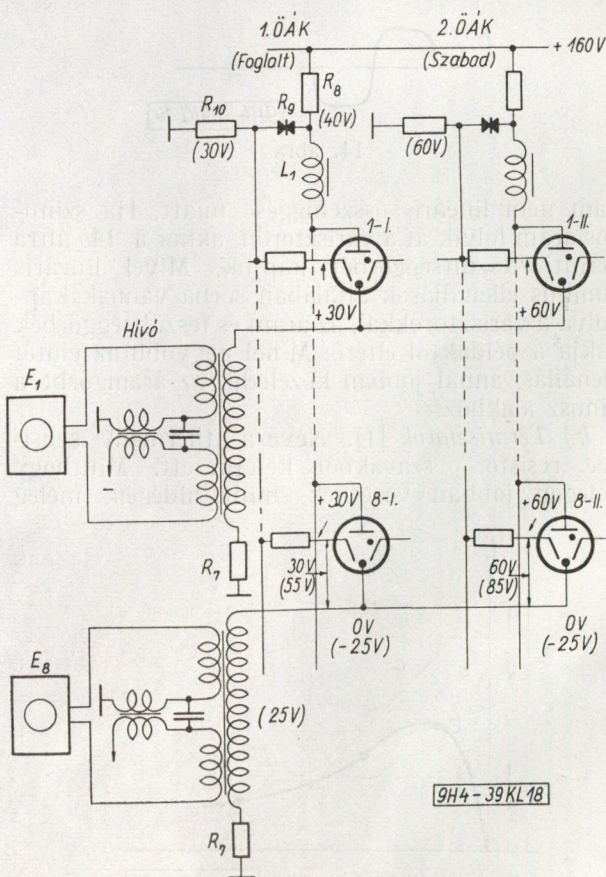
1. Ha a kézibeszélőt leemeljük, akkor a hozzátartozó valamelyik cső begyűjtása által egy szabad ÖÁK-t foglalunk le és az az újabb hívás számára foglalt marad.
2. A begyűjtött cső a megfelelő ÖÁK-hoz tartozó regiszterre kapcsol át.
3. A regiszter felveszi és kiértékeli a választó impulzusokat.
4. A hívott 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

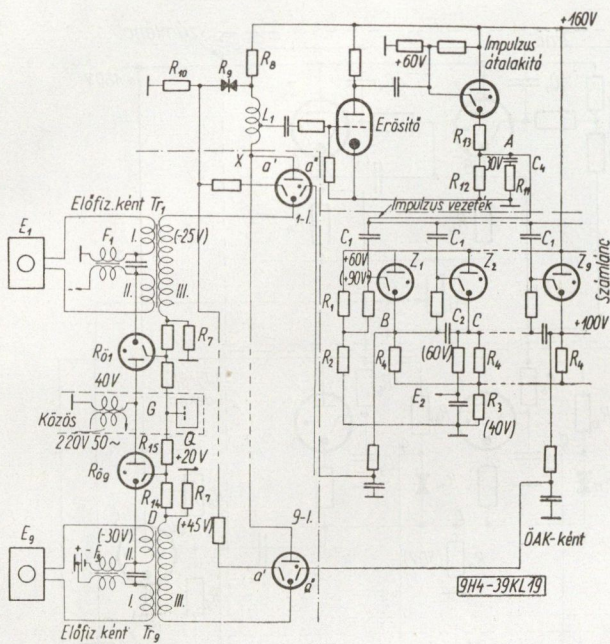


17. ábra

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



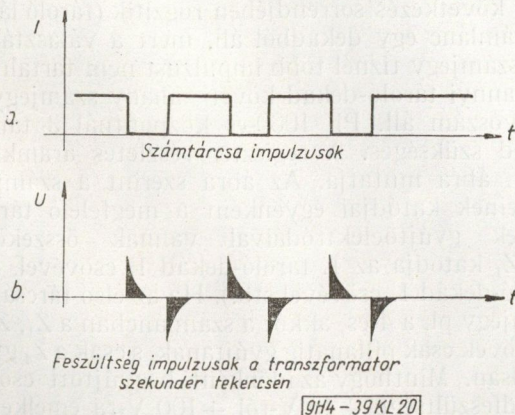
18. ábra



19. ábra

60 V-ról 85 V-ra. Ha tehát mind a három ÖÁK szabad, akkor a három cső bármelyike begyűjthat. Tegyük fel, hogy a 2. ÖÁK 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. ÖÁK csövei nem tudnak begyűjtani. De még mindig fennállana a begyűjtás lehetősége az alatt az idő alatt, amely a segédelektroda begyűjtásától 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 ÖÁK 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 ÖÁK vannak feltüntetve. Tegyük fel, hogy az 1. ÖÁK 1—I csövet az E_1 előfizető foglalta le. Az 1—I csövön 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} -en 30 V-ra csökken. Tehát az 1. ÖÁK 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 gyűjthat be.

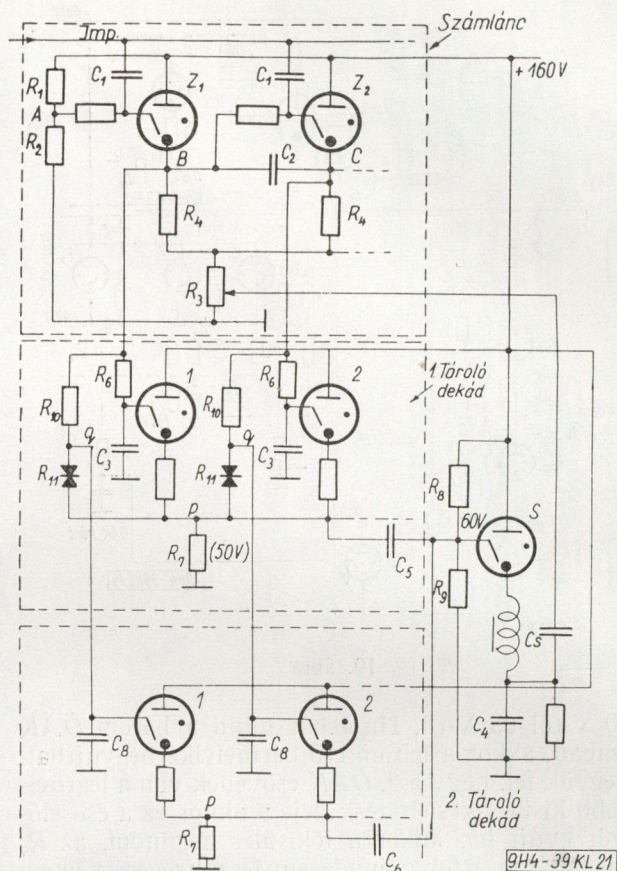
A kapcsolás felépítésének egyéb részleteit a 19. ábrából ismerhetjük meg. Ha E_1 felemeli a hallgatót, akkor a -25 V hívóimpulzus az ismert módon begyűjtja egyik szabad ÖÁK csövet (pl. 1—I). A számtárcsa lefutásakor az előfizetői vonal impulzusszerűen megszakad (20a ábra). A transzformátor szekundár 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 csövén átfolyó anódáram a kisülés fenntartására szükséges minimális érték alá csökken és a cső kiolt.

Kövessük most az impulzus vezetékén át a számlánca adott impulzusok útját (19. ábra). Nyugalmi állapotban a számlálólánc Z_1 csővének gyűjtőelektrodján + 60 V előfeszültség van, amely R_1 — R_2 potencióméterről van levéve. A cső még nem gyűjthat. 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 kisüléskor 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 gyűjtve 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—1 cső a' gyújtóelektródájára amely most a vonalválasztó szerepét játssza. A 9—1 cső begyújt, miáltal a beszélőrek átkapcsolása megtörtént (19. ábrában vastagon kihúzott vonalak). Most a hívott E_9 előfizetőt fel kell csengetni. A csengető áramot a hálózatra kapcsolt transzformátor szekundér tekerce (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—1 cső begyújtott, akkor a D pont feszültsége az R_7 ellenálláson előálló feszültséges 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 fojtótekercesen 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 ritmikuságáról 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 kézibeszélője 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—1 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. tekercesin 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 eltörlődik, miáltal a 9—1 cső anódárama is változó lesz. Ez az áramváltozás a T_{r9} transzformátor III. tekerceséről az I. és II. tekercsbe 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 következő 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 áramkörét 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 pillanatra 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-dekádban 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 segédelektroda feszültsége csak egy impulzusperiódus idejét meghaladó idő alatt érje el a gyűjtőfeszültség értékét. Ezáltal csak az 1. tároló-dekád 4-ik csöve gyűjt be, minthogy a számlánc Z_4 csöve is gyűjtve maradt. A 2. tároló-dekád első csöve 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. csöve begyűjtött, 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 segédelektrodájának az R_8-R_9 potencióméterről levett 60 V-os előfeszültségét a gyűjtőfeszültség fölé emeli, s a cső begyűjt. A cső gyűjtésével a rezgőkör lőkést 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 számlálócsővek 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 reteszélése azáltal történik, hogy a p ponton, és ezáltal a be nem gyűjtött csövek katódján is 50 V feszültség van, tehát a számlálócsővekről jövő feszültségugrások nem elegendőek az 1. dekád csöveinek begyűjtésére. 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 gyűjtőelektrodjaira. Ha tehát a letárcsázott második számjegy a 2-es volt, akkor a számlánc Z_2 csöve gyűjt be, s ennek katódjáról jövő feszültséglökés most már az $R_{10}-R_{11}$ potencióméteren át a 2. tároló-dekád 2. csövet gyűjtja be. (A 2. dekád 1. csöve 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-dekádokat 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 használhatóak 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 kiskapacitású 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.

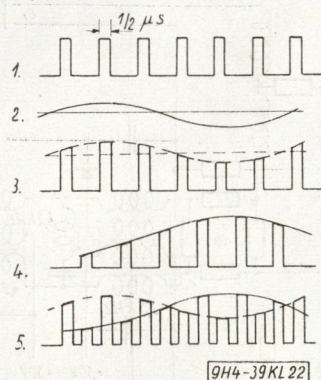
Pulzus frekvencia: a pulzus periódus reciproka értéke.

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

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

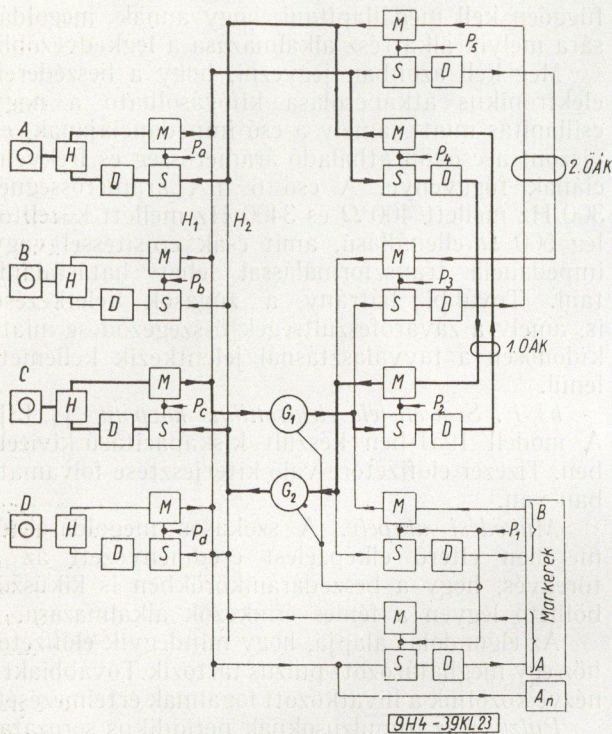
Pulzussorozat frekvencia: a pulzussorozat periódus reciproka értéke.

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



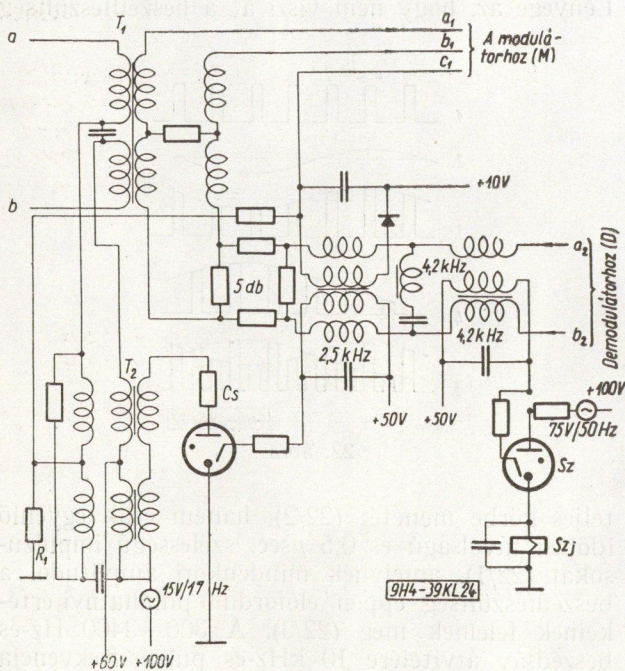
22. ábra

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



23. ábra

(két impulzus távolsága) 100 μ sec. Ha tehát fázisban 1 μ sec-al eltolt pulzusokat alkalmazunk (22/4), akkor a két impulzustávolság (100 μ sec.) között 100 pulzus helyezhető el, azaz közös vezetéken egyidejűleg 100 beszélgetés bonyolítható le (pl. a 22/5 ábrán az egyidejű két imp. sorozat). A megvalósított berendezésben a pulzusperiódust 99 μ sec-ra választották (az impulzusadó egyszerűsítése céljából), tehát 99 pulzus áll rendelkezésre, aminek megfelelően a berendezéshez 99 előfizető csatlakozhat.



24. ábra.

A központ kapcsolási diagramja a 23. ábrán látható. (Az ábrázolás egyvonalas, tehát egy vonal két vezetéket jelent). A készülék (pl. A) kéthuzalosan csatlakozik a központhoz, ahol egy hibrid áramkör (H) alakítja át négyhuzalossá (H_1 és H_2). A mikrofontól indított beszédáram egy modulátorba (M) kerül, amely a központilag közös impulzusgenerátorból hozzávezetett, s az előfizetőkre kiosztott pulzusokat ($P_a \dots P_d$) a beszéd feszültségnek megfelelően modulálja, s küldi a közös H_1 vonal felé, amelyhez az A_n analízátor csatlakozik. Ellenkező irányban egy pulzusszűrő (S) gondoskodik arról, hogy a H_2 vonalon érkező pulzusok közül csak azt engedje át a hallgató felé, amelyik az előfizető számára ki van osztva. Ezt a pulzust egy demodulátor (D) beszéd feszültségre alakítja vissza. Minthogy mindegyik előfizető egy meghatározott pulzust küld és csak ezt a pulzust fogadhatja, a központban olyan összekötőáramkörre (ÖÁK) van szükség, amely a hívótól kimenő pulzust a vele összekötött (hívott) előfizetőhöz tartozó pulzussá átalakítja. Ha pl. A előfizetőt C-vel kötjük össze (L: a 23. ábra vastagon kihúzott része), akkor az A-tól jövő P_a pulzusokat egy ÖÁK átalakítja P_c pulzusokká, amelyeket a C előfizető fogadni tud és megfordítva ($P_4 = P_a$; $P_2 = P_c$).

A kapcsolás vázlatos ismertetése előtt, érdekesége miatt, bemutatjuk a hibridtekercses előfizetői csatlakozó áramkör teljes kapcsolását (24. ábra). A szokványos készülék az a és b vonalágakhoz csatlakozik. Az a_1-b_1 a központon belüli kimenő, az a_2-b_2 a bejövő beszédvezetékek, míg a c_1 ág a modulátorhoz (M) vezet, s annak tartóköre. Mikor az előfizető felemeli kézibeszélőjét, áramkör záródik: +60 V, T_2 és T_1 transzformátorok, b-a vonalhurok, T_1 és T_2 , R_1 ellenállás, föld. Az R_1 -en előálló feszültségés következtében a +10 V-os jelölőfeszültség jut a c_1 ágra, mire a modulátor üzembe kerül. Ugyanez az előfizetői csatlakozó áramkör gondoskodik az előfizető felcsengetéséről és a beszélgetés számlálásáról. Az indítás az ÖÁK-ból történik. Csengetés céljából az ÖÁK 2,5 kHz-szűrt frekvenciát küld a Cs parázscső gyújtóelektródjára, amelynek anódfeszültsége +100 V egyenfeszültségből és egy szuperponált 75 V/17 Hz váltakozófeszültségből áll. A Cs cső ekkor begyújt, de nyomban kialszik, amikor a csengető feszültség minden negatív felhullámánál az anódfeszültség a kioltó feszültség értékére süllyed. A pozitív felhullámok alatt csengetőáram folyik az előfizetői készüléken át a T_2 útján. A számlálóimpulzusok átvitele 4,2 kHz frekvenciával történik. Ez szűrőn át kerül egy hidegkatódos cső (Sz) gyújtóelektródjára, amelynek katódkörébe az előfizetői számlálójelző (Szj) van kapcsolva. Az Sz csőnek a számláló impulzus végén ki kell aludnia, azért az anódfeszültségre váltakozó feszültség (75 V/50 Hz) van szuperponálva. Az a_2-b_2 beszéderekre kapcsolt 4,2 kHz-es szűrőkör megakadályozza, hogy a számlálót az előfizetői beszéd-frekvenciák tévesen működtessék.

A kapcsolás felépítése (23. ábra). Amikor az A előfizető felemeli kézibeszélőjét, a modulátor (M) az A előfizetőt jellemző P_a pulzust a H_1 közös kimenő vonalra adja, amelyhez az A_n analízátor csatlakozik

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 kapuáramkörre 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 analizátornak, 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.

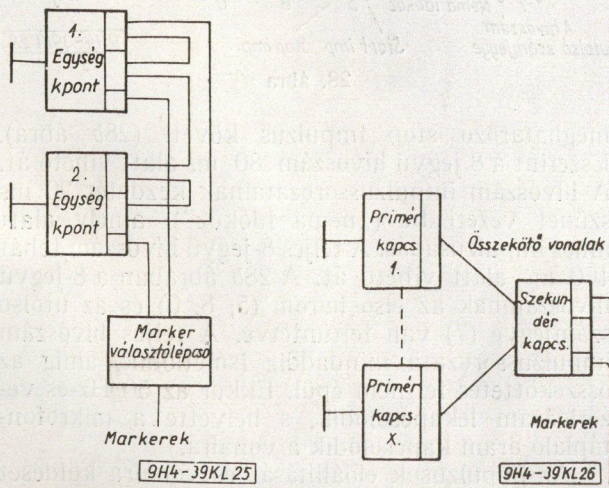
További bővítésnél második választófokozatot kell bevezetni (26. ábra). Egyik fokozat az ún. primérkapcsolókból áll, azaz 99 előfizetőre kiépített egység központokból. A másik fokozat az ún. szekunderkapcsoló, amely ugyanúgy van felépítve,

mint a primérkapcsoló. A primérkapcsolóktól összekötővonalak vezetnek a szekunderkapcsolóhoz. Pl. Az 1. sz. primérkapcsolóhoz tartozó előfizető hívására analizátor 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.

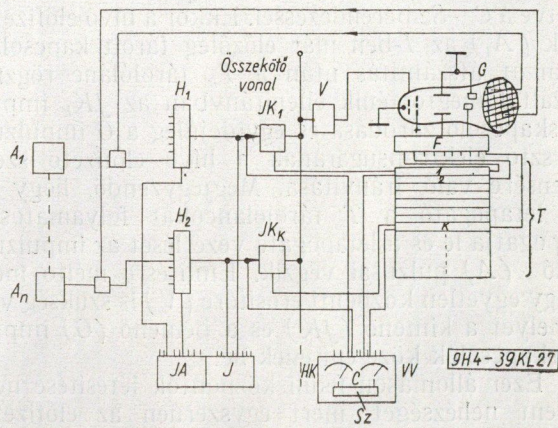
c) Siemens—Halske-féle elektronikus központ [1]. Az 1951—1952 évekből eredő három szabadalom, amelyek az alkatrészek számának alapos csökkentésével jelzik a tökéletesítés útját. Működésük alapelve az angol F. Scowen rendszerhez hasonlít, megoldásuk módszere azonban alapvető különbséget mutat. Míg az angol rendszerrel 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 rendszerrel gyakorlatilag 99 előfizető volt a központba kapcsolható. 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 rendszerrel 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-



25. ábra

26. ábra



27. ábra

lakozik. A *HK*-nek alapállása van, amelyből akkor indul ki, amikor az előfizető hív. A *HK* léptetését a vele összekapcsolt impulzusadó (*JA*) végzi és a hívó előfizető vonalán állítja meg. A *HK* megtett lépéseit a vele összekapcsolt impulzus számláló (*I*) számolja, s ezzel a hívó előfizető kapcsolási számát is tárolja (identifikálás). A *HK*-től kimenő vonalak az impulzuskapcsolóhoz (*JK*) vezetnek, amelyekből csak annyi szükséges, amennyi az egyidejű beszélgetések száma (1000 előfizetőnél kb. 120). A bemenő beszédutat az impulzuselosztócső (*G*) közvetlenül kapcsolja át. Ez Braun-féle cső, amelynek nagyfelületű ernyőjén annyi egymástól szigetelt szegmens van ($a_1 \dots a_n$), mint ahány az előfizetők száma. Mindegyik előfizető két meghatározott terelőértékkel van jellemezve. Ha az ezeknek megfelelő két terelőfeszültség a cső két terelőlapjára kapcsolódik, akkor ezek az elektronsugarat a hívott előfizetőhöz tartozó szegmensre irányítják.

A kapcsolat felépítése a következő. Ha az A_1 előfizető hív, akkor a csoportjához tartozó valamelyik szabad híváskeresőhöz (pl. H_1) kapcsolódik. Az *J* identifikálja a hívó kapcsolási számát és tárolja azt a későbbi ellenkező irányú kapcsolat számára. Egyidejűleg egy kapcsolóberendezést (*C—Sz*) foglal le, amely híváskeresőből (*KH*), átszámítóból (*Sz*) és vonalválasztóból (*VV*) áll. Csak kevés ilyen berendezés szükséges, mert az összeköttetés létrehozása után felszabadul. Itt meg kell jegyezni, hogy a H_1 híváskereső az JK_1 kimenő impulzuskapcsolóval, ez viszont T_1 tárolólánccal fixen van összekötve. (A *T* tároló annyi láncból áll, mint az egyidejű beszélgetések, azaz pulzusok száma). Amikor a *C—Sz* kapcsolóberendezésben a *HK* a hívó vonalára állt, a *VV* a T_1 tárolóláncot keresi meg, mert ennek kell a hívott előfizető kétjegyűre átszámított kapcsolási számát tárolnia. Ez fogja ugyanis az *F* letapogató útján egyidejűleg az JK_1 kapcsolót működtetni és az elektronsugarakat a *G* cső ernyőjének a hívott előfizetőhöz tartozó szegmenseire irányítani. Amikor tehát a hívó vonala a H_1 híváskeresőn át egyrészt *J* impulzusátlóra, másrészt a *C—Sz* berendezésre kapcsolódott, az előfizető bűgőhangot kap és tárcsáz. A hívott számot átszámítás (*Sz*) után a T_1 tárolólánc rögzíti. A csengetőáram a hívott A_n előfizető csoportjához tartozó egyik szabad híváskeresőt (pl. H_k) foglalja le. A H_k szintén össze van kötve a *C—Sz* berendezéssel. Ekkor a hívó előfizetőnek (A_1) az *I*-ben már előzőleg tárolt kapcsolási számát átszámítás után a T_k tárolólánc rögzíti. Ezáltal megtörténik ellenirányban az JK_k impulzuskapcsoló záródása és egyidejűleg a *G* impulzuselosztó elektronsugarának a hívó előfizető szegmensére való irányítása. Megjegyzendő, hogy az *F* letapogató a *T* tárolólánccal folyamatosan tapogatja le és a letapogató vezérlését az impulzusadó (*A*) pulzusai végzik. Említésre méltó még, hogy egyetlen központi erősítőre (*V*) is szükség van amelyet a kimenő (*JK*) és a bemenő (*G*) impulzuskapcsolók közé építenek be.

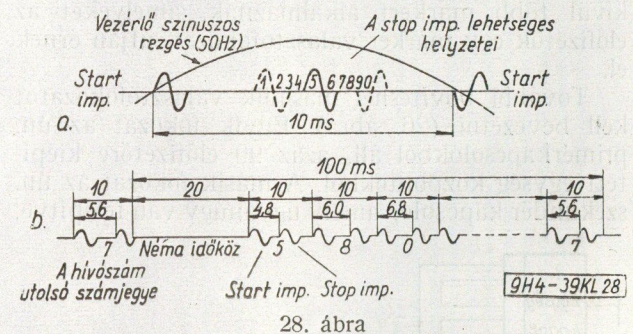
Ezer állomáscsn felüli központok létesítése nem jelent nehézséget, mert egyszerűen az előfizetői vonalak helyébe összekötő vonalakat kell kapcsolni.

d) A Bell laboratórium WSES típusú félelektronikus központja [1]. A rendszer részben elektronikus, mert a beszélőerek átkapcsolásán kívül a vonaláramkörökben és az előfizetői készülékekben is gyorsműködésű üvegcsőves jelfogókat alkalmaz. A kísérleti központ célja csupán az volt, hogy az elektronikus alkatrészek alkalmazására ismereteket lehessen szerezni. Elsődleges szempont volt, hogy egyetlen vezérlő szerv legyen képes valamennyi összeköttetés felépítésére, továbbá, hogy ennek foglaltsági ideje független legyen az előfizető hívószám beállítási tevékenységétől.

Különleges készüléket alkalmaz, amelynek mellő részén vízszintes tengely körül forgatható 8 szám-tárcsaszerű szerkezet van egymás mellé helyezve. Mindegyik tárcsán a 10 számjegyeknek (1—0) megfelelő 10 bevágás van, amellyel a hívószám beállítható. A beállítás alkalmával egyúttal megtörtént a hívószám mechanikus úton való tárolása (a beállított tárcsák helyzetének megfelelően érintkezők záródnak). Amikor a hívó — a 8 tárcsa beállítása után — felemeli a hallgatót, a központból 50 Hz-es váltakozóáram kapcsolódik a vonalra és ez vezérli a készülékből kimenő impulzusokat. Mindegyik számjegyet két impulzus, a start (indító) és stop (befejező) impulzus időbeli távolsága határozza meg. Pl. az 1-es számot az 3,2 msec távolság jelenti. A többi számot az alábbi táblázat mutatja.

szám értéke	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
időtávolság (ms)	3,2	3,6	4,0	4,4	4,8	5,2	5,6	6,0	6,4	6,8

A hívószám kapcsolásának alapelvét a 28a—b. ábra mutatja. Az 50 Hz-es vezérlőáram félperiódusának ideje, azaz 10 ms. alatt történik egy-egy számjegy átvitele (28a ábra). Egy számjegy start impulzusát 10 ms múlva követi a következő számjegyé. A start impulzust a számjegy értéket időben



28. ábra

meghatározó stop impulzus követi (28b ábra). Eszerint a 8 jegyű hívószám 80 ms alatt vihető át. A hívószám impulzussorozatának kezdetét 20 ms szünet vezeti be („néma időköz”), amely alatt nincs impulzusadás. A teljes 8-jegyű hívószám tehát 100 ms alatt vihető át. A 28b ábrában a 8-jegyű hívószámnak az első három (5, 8, 0) és az utolsó számjegye (7) van feltüntetve. A teljes hívószám impulzussorozata mindaddig ismétlődik, amíg az összeköttetés fel nem épül. Ekkor az 50 Hz-es vezérlőáram lekapcsolódik, s helyette a mikrofontápláló áram kapcsolódik a vonalra.

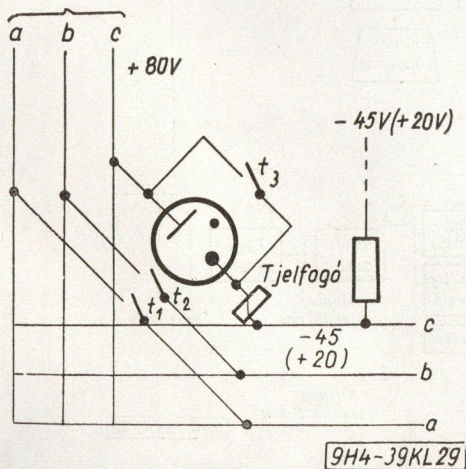
Az impulzusok előállítását és vonalra küldését a készülékbe épített impulzustermelő-készlet,

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-impulzust 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 félszériusára 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 oldalán az előfizetői vonalak, másik oldalán 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 hídegkatódos 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 rövidrezárja. 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-

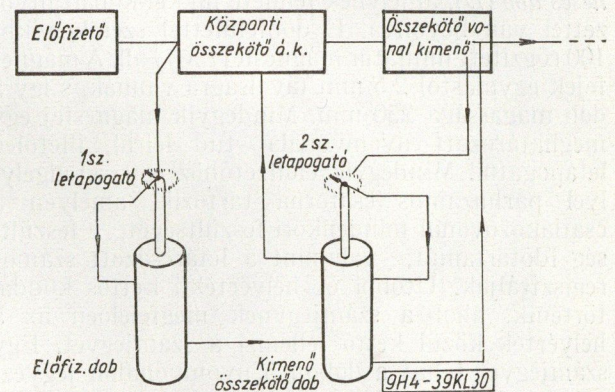


29. ábra

fizetői készülék bonyolult és drága; emellett csak nyolcszámjegyű hívásra alkalmas. Előnye a kapcsolás gyors felépítése. Mérések szerint a kézi-beszélő felemelésétől a hívott felszengetésig 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 modell 27 előfizető és 12 összekötő vonal befogására. 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”).

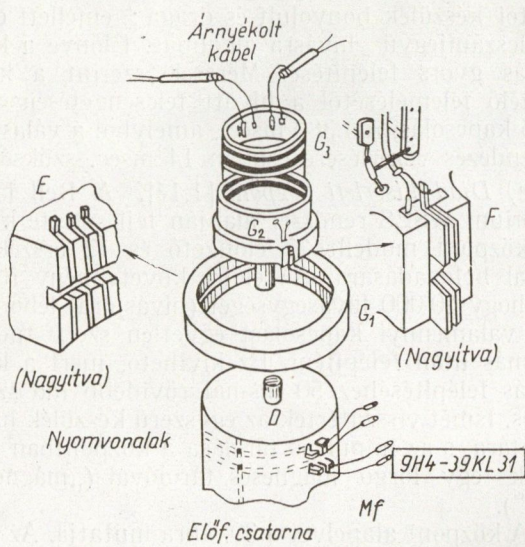
A központ alapelvét a 30. ábra mutatja. Az előfizető vonala egy keretre és egyidejűleg az „előfizetői dobra” csatlakozik, amelynek befogadó-



30. ábra

képessége max. 1080 előfizető. A dob a tárcsázott számot egy letapogatót át felveszi és a dobra felírja. Az első három számjegy, 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-*



31. ábra

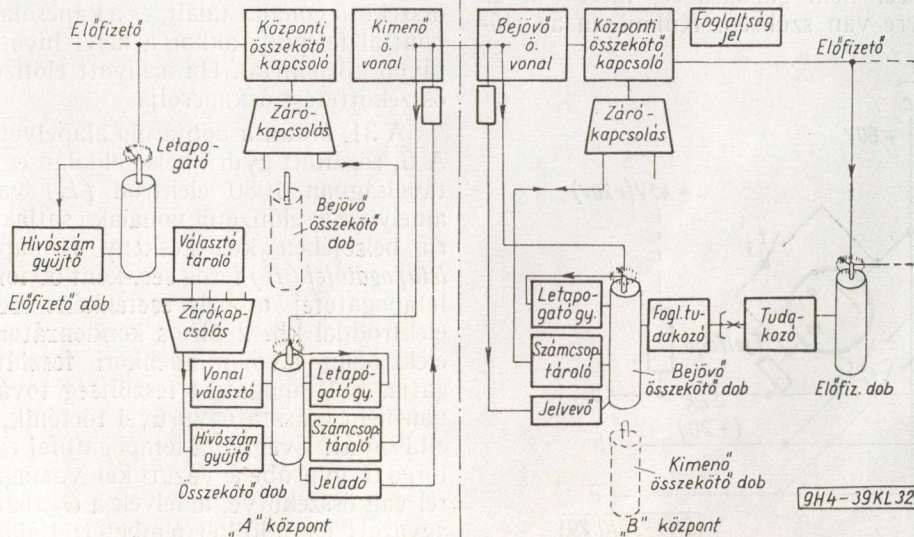
neses dob (D), amelynek felülete nikkel-kobalt ötvözetrel van bevonva. E dobfelülettel szemben kb. 100 rögzített miniatűr mágnesfej (M_f) áll. A mágnes fejek egymástól 2,5 mm távolságra vannak, s így a dob magassága 250 mm. Mindegyik mágnesfej egy meghatározott nyomvonalat tud leírni, illetőleg letapogatni. Mindegyik előfizetőhöz egy, a tengelyvel párhuzamos csatorna tartozik, amelyen a csatlakozóvonal mindenkor 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 vezetékét 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 központi hívó számot a választótároló átmenetileg rögzíti. Innen a vonalválasztó-hoz, majd az összekötődobhoz jut a mágnesfejekon keresztül. Az összekötődobon mindegyik kimenő vonalhoz egy csatorna van hozzárendelve, 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 központi hívó 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 számcsoport tárolóba 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

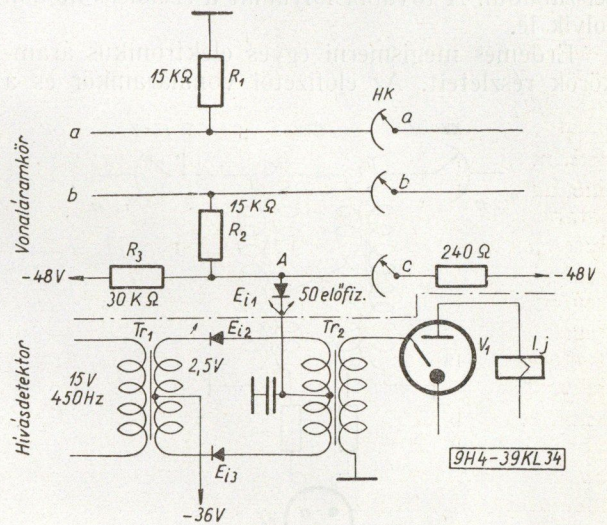
bejövőösszekötő dob letapogatója észreveszi és a dobra feljegyzi. Innen a *jelvevő* a bejövő vonalra kapcsolódik és kisfrekvenciás jelet ad a hívó központ jeladójának a választás megkezdésére. A jeladó átadja a hívott szám kódjeleit, amelyeket a *jelvevő* a bejövő összekötődobnak a bejövővonalhoz tartozó 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 *számesoport tároló* indítást ad a beszédutak átkapcsolására. Az előfizető csengetést 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 „száraznyelves” érintkezőt tartalmaz, közös tekercsbe helyezve. Az érintkezők üvegsőbe 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 rendszernél 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 vezetékre. További előny jelentkezik a beszédutak különböző fokozatú átkapcsolásánál. Ugyanis a crossbar rendszernél minden összekötő szervet össze kell kötni a markerrel. A DIAD rendszernél 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 összekötöttes folyamatot szakaszosan engedik lefolyni, s a hibás alkatrészt megállapítan. Egyébként ugyanis a folyamatok gyors lefolyása úgyszólván lehetetlenné tenné a hibakeresést.

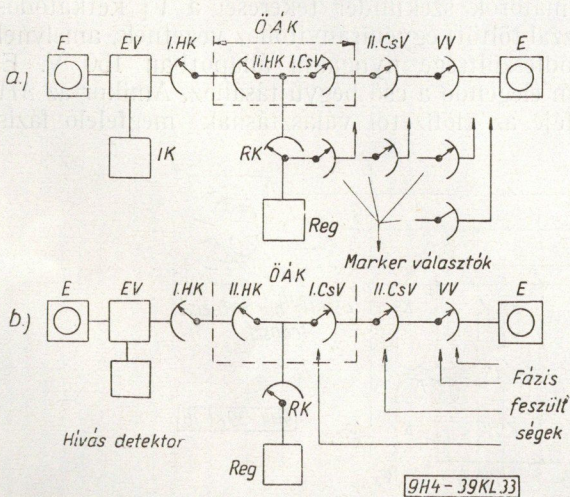


34. ábra

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 rendszernél (33a ábra) az előfizető (*E*) hívására az előfizetői vonaláramkör (*EV*) működteti az indítóáramkört (*IK*), mire az *IHK* 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.

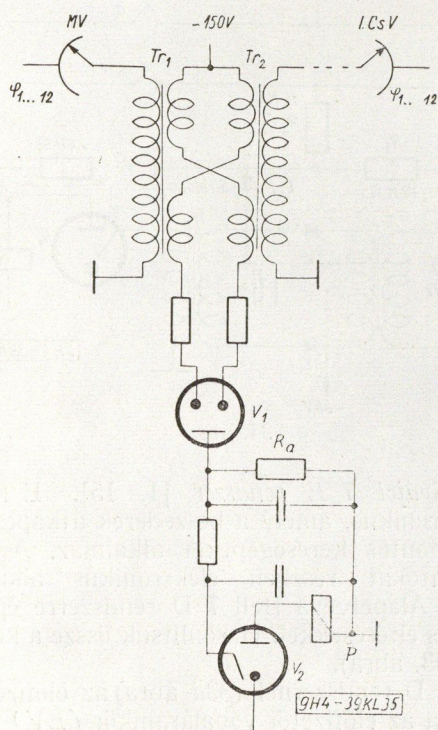
A 7 E rendszernél (33b ábra) az indítóáramkört a *hívásdetektor* pótolja. Nyilakkal jelezzük, hogy a kijelölést most marker helyett fázisfeszültségek végzik. Ha az előfizető hív, akkor egy statikus



33. ábra

(jelfogónélküli) előfizetői áramkörön át (l. később) a hívásdetektor érzékeli a hívást, amely a hívás-keresőket indítja. Egy hívás-detektor 50 előfizetőt szolgál ki. A regiszter a 7 D rendszerhez hasonlóan csatlakozik az ŐÁK-höz, de kijelöléséről a hívás-detektor 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

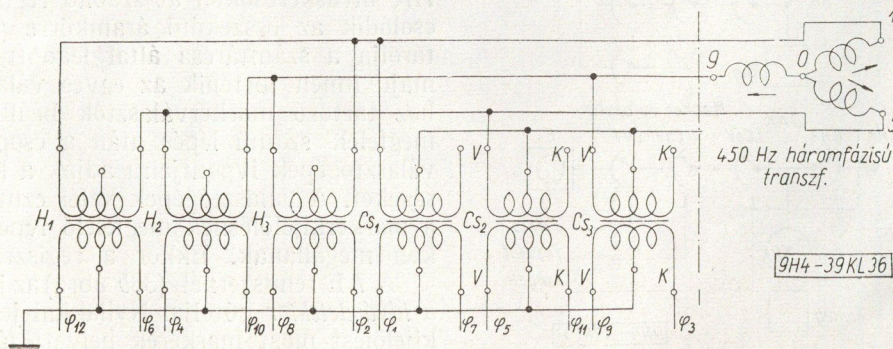


35. ábra

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 jobboldalán a —48 V üzemi feszültség van (A pont feszültsége —48 V), mert az előfizetői hurok nyitott, tehát a 12 V-os feszültségkülönbség az egyenirányítón a záróirányban hat. A T_{r1} szekundértekerésén levő 2,5 V váltakozó feszültség az egyenirányítón 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 jobboldalán lecsökkenett 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} szekundértekerésre átvitt feszültséggel a V_1 hidegkatódos csövet begyűjtja. Az anódkörben meghúzó indítójelfogó (I_j) a hívás-keresőket 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 hívás-kereső 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 tekercsői 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

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 kereszttrudas (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 közvetett vezérlésű rendszerénél, ahol az összeköttetések gyors felépítése a vezérlő és beállító áramkörök számának lényeges csökkenését teszi lehetővé. Pl. a transzlátorok és markerek számát crossbar rendszerénél (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 rendszerénél ez az érték 1—2⁰/₁₀₀-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 érhetőek 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 díjszabásjegyzőknek 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 kereszttrudas rendszerre alapított és fokozatosan tökéletesített félelektronikus központ. Arra a felmerülő kérdésre, hogy a rohamos fejlődés mai keresztmetszetében érdemes-e nálunk kereszttrudas, illetőleg azon alapuló félelektronikus központok fejlesztésével, gyártásával és

üzemeltetésével foglalkozni, csak igenlő feleletet lehet adni.

Természetesen már a mának legidősebb és legégetőbb 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] *Mehlis*: 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. apr.)
- [14] *Brewer—Hecht*: A Telephone Switching Network stb. Bell System Technical Journal. (1955. márc.)
- [15] *Haffter*: 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 — Nyomatott áramkör — Gyantás és különleges töltetű, valamint töltet nélküli forrasztó huzalok

EGYÉB GYÁRTMÁNYOK:

Horgany és alumínium hengerelt termék — Alumínium tetőfedő 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 bérházteléfono 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 határfoka 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 árosszehasonlítást 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 áramkörsoportoknak is, vannak külön ún. mechanikások 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 nagyközpontok 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 lépésenként 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 „Vorwähler” áramkör szükséges. A 40-es évek körül terveztek egy 2 vonalas, 10 előfizetős berendezést helyi telep-
szel (amelyet a központból töltenek), 10 külön számláló jelfogóval és a berendezés a „bérházi” végen 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 alapdíjat 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

különbösen hiába várahoztak 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.

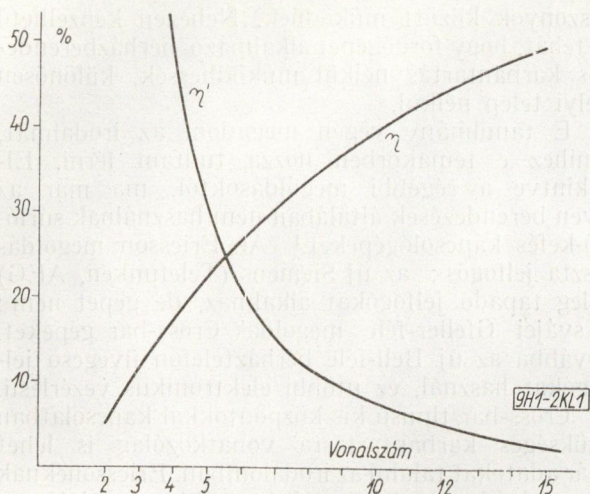
Jelenlegi megoldások

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 görbéből 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 vonalal 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.

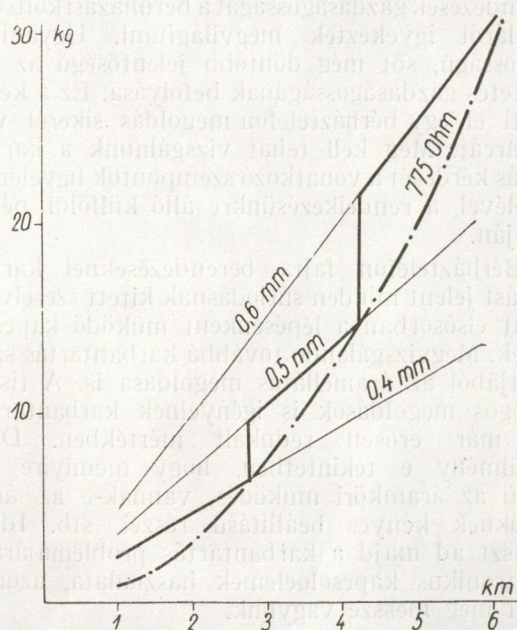
Van még egy pont, amit az ilyen számításoknál nem szoktak tárgyilagosan figyelembe venni. Ez pedig az a körülmény, hogy az előfizetői vonal ára a vonal hosszával nem lineárisan nő. Egy 3 km-es vonal ára nem fele egy 6 km-es árának, hanem kevesebb.

Egy előfizetői vonal értékét megközelítőleg a vezetékben 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 távolságrészsúly görbe ideálisan a 2. ábra szerint alakulna. Kb 800 ohmos előfizetői hurkot tételezve fel (tartalékolni 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 görbékből 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 kábelrel még valahogy össze lehet hasonlítani, de amikor kapcsológépeket, jelfogókat és egyéb szerelvényeket kell kábelekkel 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 üzemi költség 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 működhessen, 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 félvényenként 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 ellenőrző hívások ezreit kezdeményezni csak azért, hogy esetleg egy hibát elcsúszjanak, 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 dominál a karbantartás csökkentésének kérdése, jellemző, hogy a külső berendezésben a mostoha klimatikus viszonyokra való hivatkozással nem alkalmaztak száraz egyenirányítókát, 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 áramkörüi, mind kivitelezési szempontból.

A karbantartásra ugyancsak erősen kihat az áramkörüi 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 készítették 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, vonalanként $16 + 1 = 17$). 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 áramkörüi megoldást érhetünk el lépésenként működő kapcsológép alkalmazásával, azonban ilyen gépet működtetni a vonalon keresztül a központ telepével csak minőségi engedmények árán lehet.

Adott tekerceselési 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 paramétereit nem érintik, az elektronikus vezérlés lesz. A legújabban ismertett 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 (tömegcikkeknek) 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 szolgáltat.

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 bérháttelefon megoldások

Hazánkban már a 30-as évek elején történtek próbálkozások bérháttelefon típus bevezetésére, azonban minden siker nélkül. A Magyar Posta 1954-ben versenypályázatot írt ki bérháttelefon 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. Működtetése — a versenypályázati feltételeknek megfelelően — a központból, ennek telepével, a vonalon át történik. A berendezés súrlódókeféjű gépet alkalmaz. Eltekintve a kapcsológéppel szemben támasztható aggályoktól, Gál József a bérhátberendezés 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 bérháttelefon, 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 bérháttelefonberendezéssel — igen értékes tapasztalatokra tehetnénk szert.

A külföldi irodalomból az tűnik ki, hogy bérháttelefon berendezések iránt még telefonellátottság terén fejlett országokban is igen nagy az érdeklődés, ennél fogva nekünk is foglalkoznunk kell e problémával továbbra is. Kívánatos 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 bérháttelefonnal kapcsolatban, mi a helyzet, mit várnak e területen és mik az eddigi tapasztalataik. Személyes érintkezés során elmondottak sokkal többet érnek, mint az általában propaganda ízű irodalmi cikkek.

Amennyiben egy Cross-bar elvű kapcsológéphez jutunk, akkor leghelyesebb lenne az amúgy is tervbe vett alközpontsorozattal egyidejűleg a bérháttelefont 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 lépésenként 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 bérhátberendezés 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 hangrészsel 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 (Ballemfang) 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.

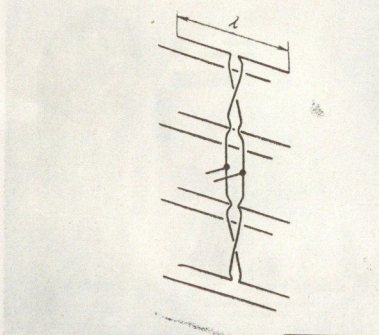
1. A horizont szélén fekvő direkt sugárással, vagy sporadikus szóródás útján vehető televízió adóállomások megfigyelése.

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 négyemeles Yagi-antennával, antennaerősítő beiktatásával nem sikerült vételt elérni. Ezután sarokreflektoros dipol-antennával kísérleteztünk és a kb. fél órás műorból 5 percig szinkronizálható, de alig élvezhető képeket kaptunk. A képből és hangban 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.

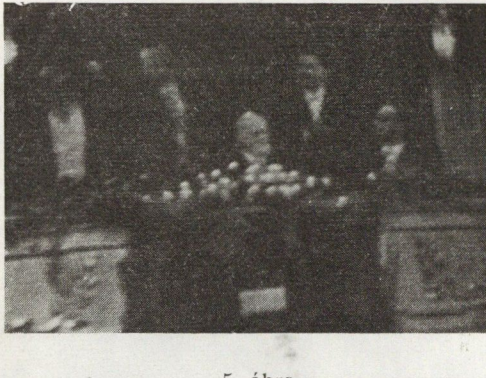
Szombathely, 1955. szeptember 14. A vett adóállomás: Graz 4/0,8 kW antennateljesítmény, körsugárzó antenna 1420 m tengerszint feletti magasságban. Az adóállomás távolsága 105 km, a vevőantenna négy emeletes, reflektoros egész-hullámú

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.

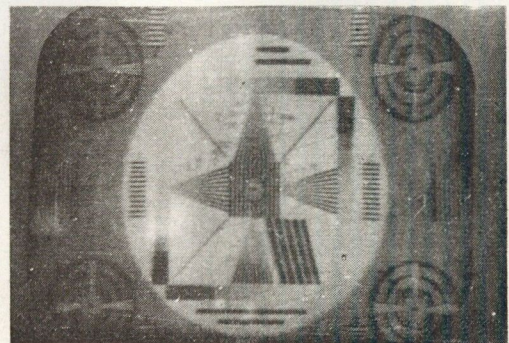
Sopron, 1955. november 5. A vett adóállomás Wien 5/1 kW antennateljesítménnyel. Távolság 60 km. Vevőantennánk 4 emeletes egész-hullámú dipolokból készült reflektoros antenna volt 25 m magasságban 30 m-es levezető kábellel, közbe antennaerősítőt iktattunk be. A kép zajmentes jó minőségű volt (4—5. ábra). 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 átjátszóadó 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

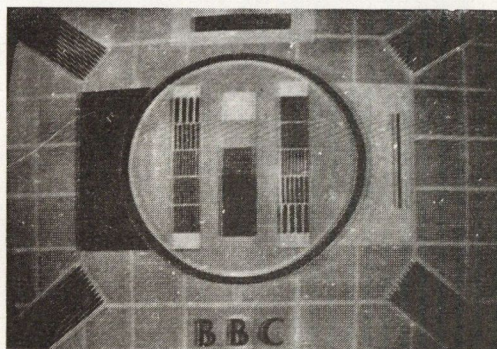
bild) a legyező 300 sorig jól szétnyílt (8. ábra). A video jelet vizsgálva 4:1 jel/zaj viszonyt mérünk.

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.

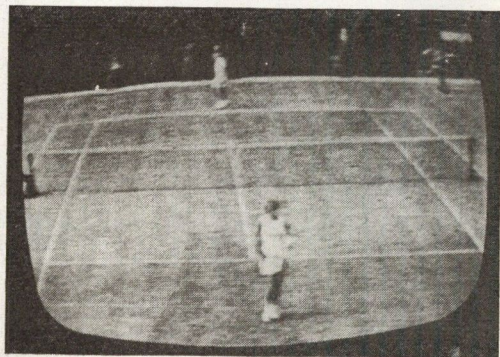
Dobogókőn a harmadik megfigyelési periódus 1956. október 10-én kezdődött és 15-ig tartott. A vétel valamivel gyengébb volt az előzőnél, de még mindig élvezhető, fadingmentes képeket kaptunk. Október 13-án 19,45-kor a pekingi Opera bécsi vendégszereplésének, október 14-én 14,15-kor pedig az osztrák—magyar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

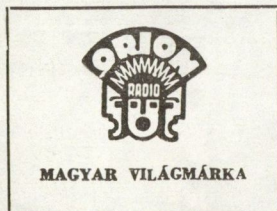
A cikkben ismertetett vételi kísérletekben a Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszéken Bíró István tudományos kutató, Takács Ferenc és Ferenczy Pál tanársegédek vettek részt. A Dobogókőn végzett közvetítési kísérletben a Hadmérnöki Karról Szokolai György adjunktus is részt vett és közreműködött a Postakísérleti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

ORION TELEVIZIÓ

AT 501 *Superrendszerű, kétcsatornás, nagy érzékenysé-
gű 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 típusúval 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 mozgatását végző mechanizmus a frekvenciásáv, 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 magnetofonyártás 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 egyeduralmódóvá 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 barázdásűrűségű „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 hanglemezek 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 műsorrallátott 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 hanglemezek 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 fejanyagok 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 kialakulásához 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 hangrögztítésnél jelentkezik — a műsoridő-egységre eső szalagköb-tartalom csökkentése a minőség változatlanul való megtartása, illetve kismértékű javítása mellett. A másik követelmény a képrögztítésnél 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 $17 \text{ cm}^3/\text{perc}$ volt, addig ma — a laboratóriumi eredményeket is figyelembe véve — ugyanaz a minőség $0,265 \text{ cm}^3/\text{perc}$ 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 \varnothing 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 mozgatását végző mechanizmus

1. a frekvenciasáv,
 2. a jel/zaj viszony,
 3. a torzítás és
 4. a hangmagasságingadozás
- 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 önlemágneseződése

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

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

$s = a$ rész szélessége

$\lambda = a$ felvett jel hullámhossza

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

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

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

$b = a$ szalag szélessége

$\delta = a$ résferdeség szöge

$\lambda = a$ 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

$\lambda = a$ felvett jel hullámhossza

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

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 hangrögztítésnél 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 hangmagasság ingadozás (nyávogás) kizárólag mechanikai okokra vezethető vissza. Az egyes okok az alábbiak:

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

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

ahol

e = az excentricitás

d = a forgó alkatrész átmérője.

b) a forgó alkatrészek — elsősorban a motorok — egy fordulaton belüli szögsebesség ingadozása. 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 rezgése.

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 vákuumgőzölgetés 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 hártvány 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 érzékenységét 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 gyártástechnológiailag 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 vitemedéséből, 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 szalaggyárat. 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 acetilcellulozénak. Így lehetőség nyílt sokkal vékonyabb hordozók készítésére. A legújabb szalagok vastagsága 26μ , a régebbi 50μ -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 légnedvességtartalom 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. Ferrocube) és egyéb speciális ötvözeteket. (pl. Hymu). A fejanyagok 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 magnetofon-technika egyik alaptörvényének tekinthetjük azt, hogy a lehető legjobb jel/zaj viszony elérése érdekében a csúcshintet mindig a megengedhető legnagyobb torzításhoz kell megszabni.

a) A jelenleg elérhető jel/zaj viszony — a teljes rendszert tekintve — korszerű szalagok használata 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 μV lehet, vagy más szavakkal az átlagos effektív zajszintnek —130 dB-nek kell lennie. Tekintettel arra, hogy a jelenlegi jó csöveknél 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 cm/s-nál 35 μs , 19,05 cm/s-nál 100 μs , 9,5 cm/s-nál 200 μs . 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 időállódnak 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 időállódnak 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 amplitudójával arányos. Éppen ezért nem túlzottan zavaró, sok esetben csak gyakorlati füllel hallható zajnak, az eredeti hangot azonban mindig észrevehetően meghamisítja. Lényegesen kellemetlenebb, ha a modulációs zaj valamilyen gyártástechnológiai, vagy üzemeltetési okból kifolyólag 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 határhoz 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 csúcshatárnak, 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 törlőfejek alkalmazása lehetőséget biztosít arra, hogy egyetlen oszcillátor állítsa elő a 100 kc/s, vagy ennél nagyobb frekvenciájú törlő- 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 amplitudójával arányos

n = a sebesség-ingadozás frekvenciája és

$k = 1, 2, 3$ s. i. t. egész számok.

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

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

áll a Bessel függvények által meghatározott összefüggésben. 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- és 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 tengelycsonkjá 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 lendítő-megben 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 változatlanul akarjuk tartani — nagyobb teljesítményű motor szükséges. A kisebb sebességű gépeknél ezek a problémák különösen előtérbe kerülnek, s mint a fentiekben kitéjük, 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 dörzskerekek 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 csökkenthető, ha minél kevesebb álló vezető elem surlódik a szalag, a szalag rugalmassági modulusza 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 magnetofonyártás jelene és perspektívája

A magnetofonyártás kis anyagszükséglete és nagy munkagényessége 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 komszermagnetofon 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 átkapcsolható, 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 árkatóriába tartozik, és minőségi jellemzőiben megfelelő. Hasonlóképpen az olcsóbb árkatóriába 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 prototípusált 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 Vállalathoz 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 magnetofonyártás 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 magnetofonyártásnál 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 fejgyártás pedig nem megoldhatatlan probléma. A technológia megmondolt kikísérletezése és gyártásközbeni pontos betartása, a lelkiismeretes ellenőrzés feltétlenül eredményt hoz, amit bizonyítanak a ML.-ban gyártott kifogástalan minőségű stúdiófejek. A fejgyártáshoz 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 örvendetes, 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 széleskörű 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. Figyelmen 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. Guckenbug : 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 előnyeire, 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 hőmérsékletfüggésén 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 négypólus, 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 szemléletmódban 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 „hővisszaacsatolási 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.

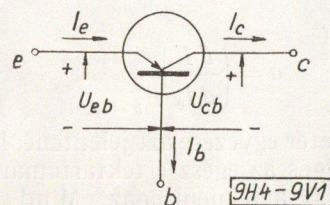
A dinamikus paraméterek változása a tranzisztoros erősítőfokozat külső váltóáramú jellemzőinek, a kimenő- és bemenőimpedanciának, áram-, feszültség- és teljesítményerősítésnek változását vonja maga után.

A továbbiakban csak a statikus jellemzők viselkedésével, hőfokfüggőségük mértékével és a hőfokfüggőség mérsékelésének 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 hőmérsékletfüggését 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 ellenszatolás adja, mely, mint ismeretes a négypólus adatokat nagy mértékben függetleníti a benne szereplő nemlineáris elem tulajdonságaitól.

1. A tranzisztor statikus helyettesítő kapcsolása

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

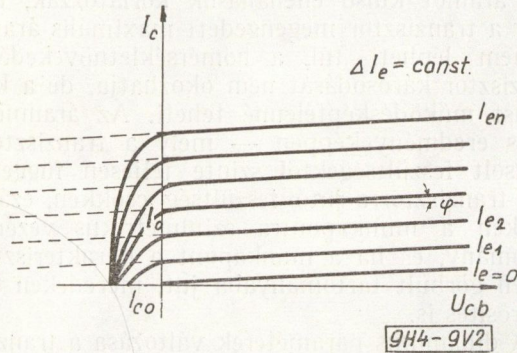


1. ábra. A számításokban szereplő áramok és feszültségek értelmezése. P-n-p tranzisztoroknál nyilván $U_{eb} < 0$.

az áram és feszültségirányok értelemszerű megválasztásával.

a) Kollektor kör

A 2. ábrán látható, egy, a szemléletesség kedvéért eltorzított kollektor körű karakterisztikaszereg. Ezek a görbék az egész számbajövő feszült-



2. ábra. A kollektor-bázis körű 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

$$\frac{1}{r_{22}} = \text{tg } \varphi = \left(\frac{dI_c}{dU_{cb}} \right)_{I_e = \text{const}}$$

miel az I_e paraméter egyenlő változásai egyforma I_c változásokat vonnak maguk után, valamint mivel $I_e = 0$ -nál $I_c = I_{c0}$, így

$$I_0 = \alpha_g I_e + I_{c0}$$

azaz

$$I_c = -\frac{U_{cb}}{r_{22}} + \alpha_g I_e + I_{c0}$$

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

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

Itt I_{c0} 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

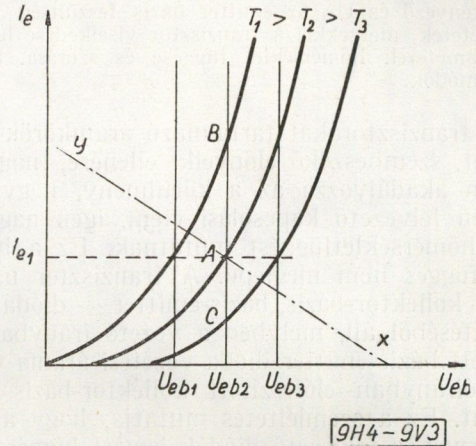
$$\alpha = \left(\frac{dI_c}{dI_e} \right)_{U_{cb} = \text{const}}$$

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.

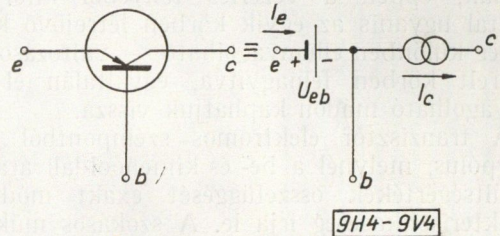
b) Emitter kör

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

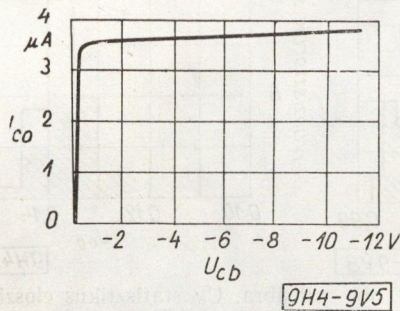
Növekvő hőmérséklet esetén az $I_e(U_{eb})$ görbék balra tolódnak, azonos feszültséghez nagyobb áram tartozik.

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 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 emmitterkört 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_{cb} 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_{cb} 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.

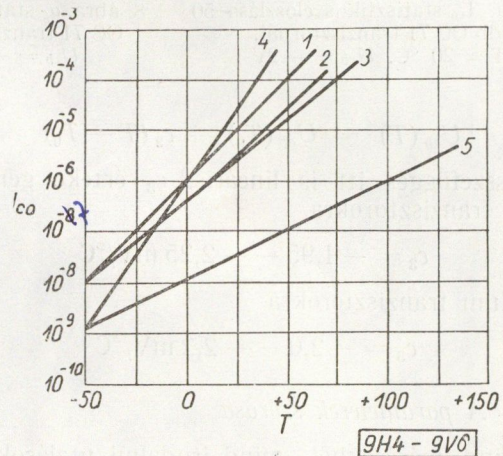
2. Az U_{cb} , I_{c0} és α_g paraméterek hőmérsékletfüggése

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/°C [2], 0,065—0,095/°C [1], 0,05/°C [3] és 0,11/°C [4] értékeket adják meg. A legalacsonyabb 0,05/°C érték régi General Electric tranzisztorokra megadott adat, míg a 0,11/°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/°C a mérések c_1 0,04—0,05/°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
 - 2. OC 71 p-n-p
 - 3. TF 65 p-n-p
 - 4. elméleti görbe
 - 5. 903 p-n-p
- } germánium tranzisztorok
} szilícium tranzisztorok

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:

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

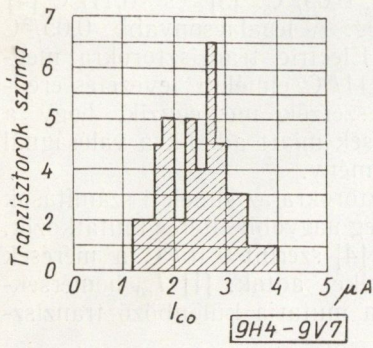
azaz α_g a hőmérséklettel lineárisan függ össze. A c_2 állandó értéke germánium tranzisztorokra

$$c_2 = 0,008 - 0,015/°C$$

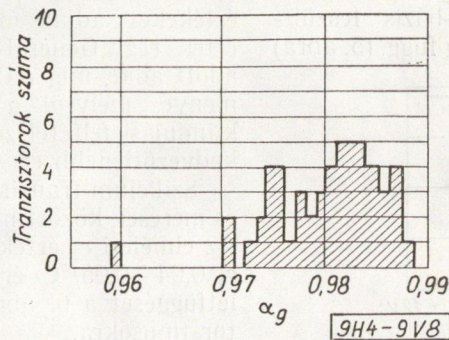
szilícium tranzisztorokra

$$c_2 = 0,0035/°C$$

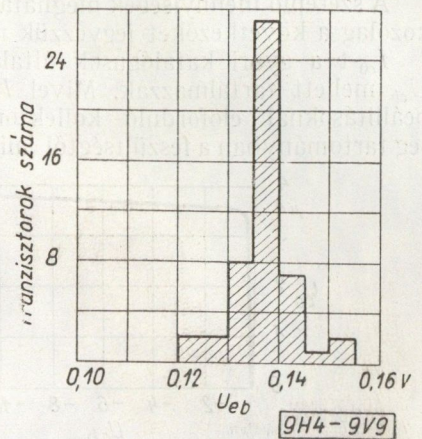
c) A fent elmondottak vonatkoznak U_{cb} -re is. Guggenbühl és Schneider szerint



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 ellensatoláson 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 ábrákon bemutatjuk, 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:

- a) egyenáramú ellensatolás
- b) kompenzáció.

a) Mint már megjegyeztük, az ellensatolás az az eszköz, mellyel egy aktív négy pólus tulajdonságai a benne levő nemlineáris elem tulajdonságaitól nagymértékben függetleníthetők. Az ellensatolást 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 működtetés) 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 ellensatolás. 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 üzemeink 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-, Kinetik. 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 — hálózatelmélet alapján végzett oszcillátoranalízis kimutatja, hogy visszacsatolt oszcillátorok rezgési állapota kvázilineáris csőkarakterisztika esetén a cső átlagos meredekségével és a visszacsatoló négy-pólus egyetlen paraméterével — a lánccadmittanciával — egyértelműen meghatározható.

A tanulmány második része a visszacsatoló négy-pólusra 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 berezgési feltételt a cső meredekségének és a visszacsatoló négy-pólus egyetlen paraméterének, lánccvetésének felhasználásával származtatjuk [2].

II. Visszacsatolt elektroncsöves oszcillátor berezgési feltétele

A visszacsatolás elve alapján működő oszcillátoroknál az oszcillátorcső anódkörében fellépő feszültséget egy négy-póluson keresztül visszavezetjük a rácra, és ezzel az anódaáramot vezéreljük. A cső anódfeszültségének és anódaáramának hányadosa — a vezérelt cső által képviselt impedancia — a cső és a négy-pólus paramétereitől függ. A következő vizsgálatban feltételezzük, hogy a cső rácárammentesen vezérelhető, a rácskör bemenő impedanciáját a visszacsatoló négy-pólus szekunderoldalába vonjuk be. Az 1. ábrán látható általános oszcillátorkapcsolásban a négy-pólust lánccarakterisztikája 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 lánccadmattszál jellemezzük:

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

Rácsárammentes vezérlés esetén $i_r = 0$

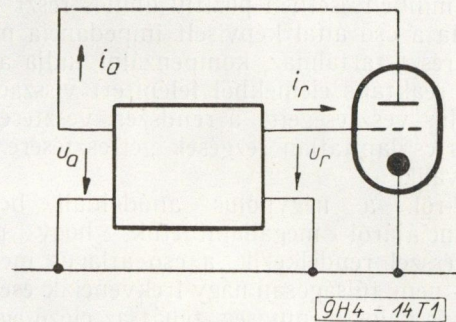
$$u_a = P u_r$$

$$i_a = G u_r$$

Így a négy-pólus anóddalán mérhető impedancia

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

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



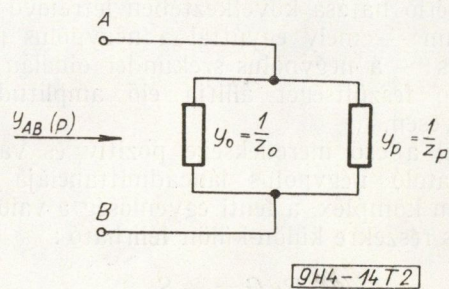
1. ábra. Általános oszcillátorkapcsolás

$$i_a = S u_r$$

Ezek alapján a cső által képviselt impedancia

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

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



2. ábra. Helyettesítő áramkör

A két impedanciát párhuzamosan kapcsolva az eredő két-pólus 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 dicséretben 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 négy-pólus 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 négy-pólus veszteségeit, a rendszer veszteségmentessé és csillapítatlan rezgések gerjesztésére alkalmassá válik.

P/G -ről, a négy-pólus 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 négy-pólus primer láncáttétele (P) negatív: a visszacsatoló kör bemenetére adott feszültség a négy-pólus 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 négy-pólus primer árama is — a négy-pólus szekunder oldalán az őt létrehozó feszültséget állítja elő amplitudó- és fázishelyesen.

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

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

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

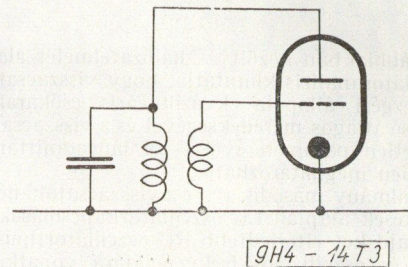
Figyelembevéve azt, hogy az átlagos meredekség amplitudófüggő [7], a valós részre felírt egyenlőség amplitudót meghatározó összefüggésként, a képzetes részre felírt egyenlőség pedig frekvenciát meghatározó összefüggésként használható fel.

III. Visszacsatolt LC oszcillátorok

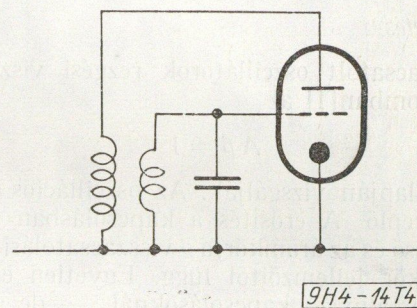
A negatív láncátvitel (P) legegyszerűbben egy transzformátorral valósítható meg, mely megfelelő menetiányok esetén a primer oldalra kapcsolt feszültséggel ellentétes fázisú szekunder feszültséget ad. Attól függően, hogy a frekvenciát meghatározó hangolókapacitás hol helyezkedik el, a hangolt

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

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



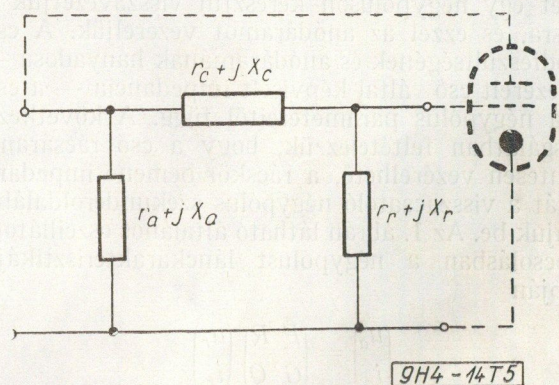
3. ábra. Hangolt anódkörű oszcillátor



4. ábra. Hangolt rácskörű oszcillátor

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

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



5. ábra. Visszacsatoló négy-pólus

A láncadmittancia akkor tiszta valós, ha

$$X_a + X_c + X_r = 0$$

és akkor negatív, ha

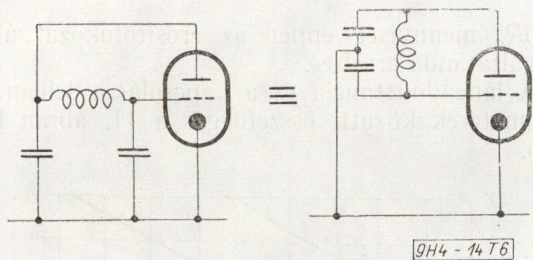
$$X_a X_r > 0$$

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.

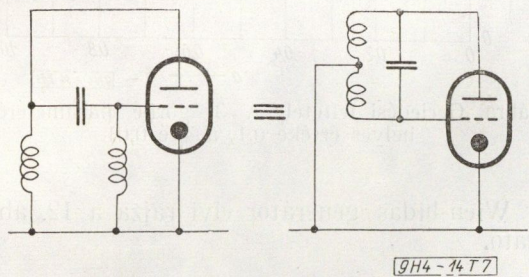
Mindezek alapján további oszcillátorkapcsolásokhoz jutunk:

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



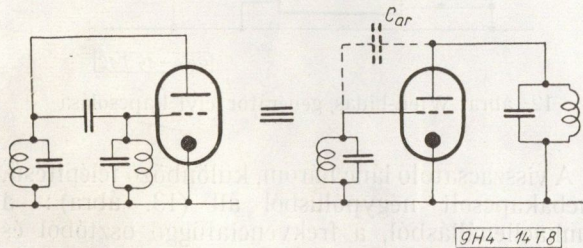
6. ábra. Colpitts oszcillátor

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

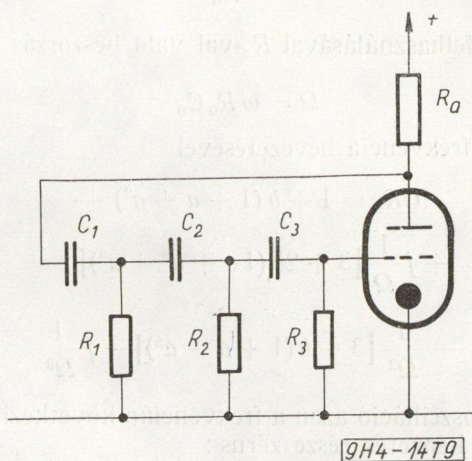
IV. RC oszcillátorok

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:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_0 & X_1 &= X_0 \\ R_2 &= \frac{1}{a} R_0 & X_2 &= \frac{1}{a} X_0 \\ R_3 &= \frac{1}{a^2} R_0 & X_3 &= \frac{1}{a^2} X_0 \end{aligned}$$

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

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

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 anódmunkaellenálláshoz csatlakozó 3 fázistoló tag láncadmittanciája a

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

jelölés felhasználásával R_a -val való beszorzás után az

$$\Omega = \omega R_o C_o$$

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

$$b = 0$$

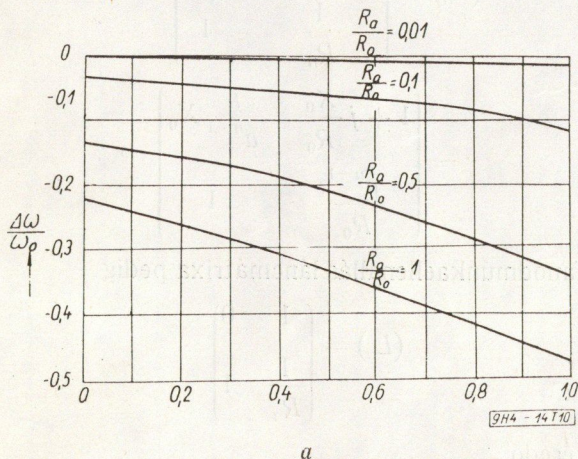
akkor a relatív frekvencia

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

vagyis

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3} R_o C_o}$$

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



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

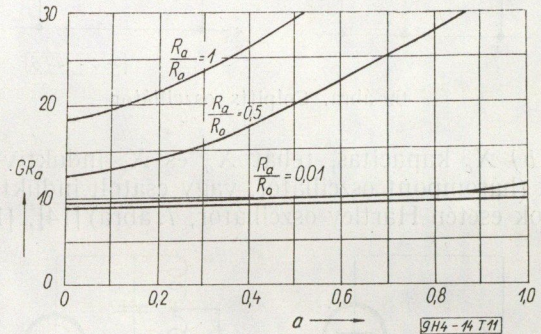
kapcsolásra jellemző paraméterek függvényében a 10. ábrán látható.

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

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

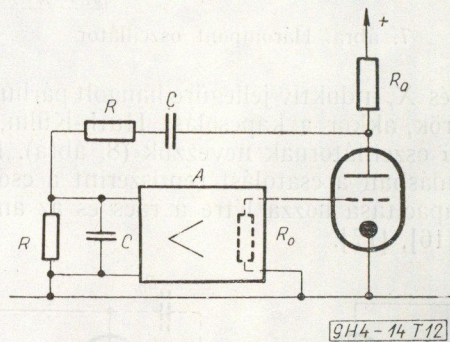
A GR_a mennyiség éppen az erősítőfokozat által szolgáltató erősítés.

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



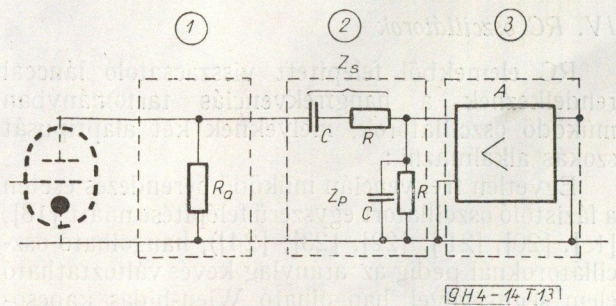
11. ábra. Gerjedési feltétel. A 3. görbe parameterének helyes értéke 0,1, a 4.-é 0,01

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



12. ábra. Wien-hidas generátor elvi kapcsolása

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



13. ábra. Wien hidas generátor visszacsatoló lánc

A munkaellenállásnak, mint négypólusnak 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

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

Az eredő láncmátrix elemeinek meghatározása után a három láncbakapcsolt négypólus 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

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

miel 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

$$\Omega_0 = 1$$

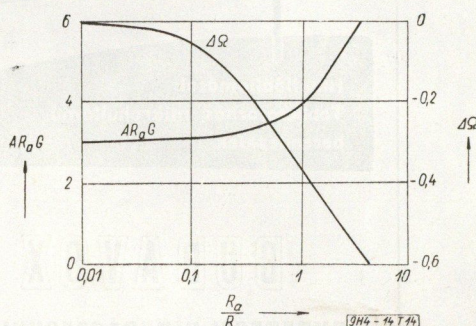
relatív frekvenciától való eltérés

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

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.

The advertisement for BUDAVOX features several technical diagrams illustrating antenna and radio equipment. At the top, a diagram shows a horizontal antenna system with two vertical support structures, labeled 'BUDAVOX'. Below this, a diagram depicts a curved antenna structure with a vertical mast and two horizontal arms, labeled 'Telefonkészülékek', 'CB és LB kapcsolótáblák', and 'Automata telefonközpontok'. In the middle, a diagram shows a vertical mast with a horizontal arm, labeled 'Ismétlőállomások', 'Többcsatornás, mikrohullámú berendezések'. To the right, a tall, lattice-structured antenna tower is shown. Below the tower, a diagram illustrates a curved antenna structure with a vertical mast and two horizontal arms, labeled 'Rövid- és középhullámú adóállomások', 'Hordozható és beépített adó-vevő berendezések'. At the bottom, a diagram shows a curved antenna structure with a vertical mast and two horizontal arms, labeled 'Átviteltechnikai mérőműszerek', 'Nagyfrekvenciájú generátorok'. The word 'BUDAVOX' is written in large, stylized letters across the middle of the advertisement.

BUDAVOX

BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT
BUDAPEST, VII., TANÁCS KÖRÚT 3/a
TELEFON: 426-549. - TÁVIRAT: BUDAVOX, BUDAPEST

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 stationer 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 maradé 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 stationer villamos és hőállapotot biztosítson, hogy a kondenzátorban káros, maradé változások a különböző üzemeltetési viszonyok mellett se keletkez-hessenek. 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, miniatűrízált kivitelű kondenzátoroknál áll fenn.

Határozzuk meg a hőstabilitás és a hőlabilitás feltételeit. Ehhez mindenekelőtt 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:

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

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.)

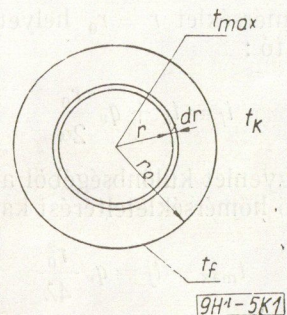
A kondenzátor kapacitása és veszteségi tényezője is hőmérsékletfüggő. Jelentékenyebb változásokat azonban csak a szobahőmérséklet alatti hőfoktartományban észlelhetünk. A szobahőmérséklet felett C kis mértékben emelkedik, $\operatorname{tg} \delta$ pedig kissé csökken. E két utóbbi hőmérsékletfüggés 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 melegét. Hanyagoljuk el a kondenzátor házának és a tekercsház közötti térnek a szerepét, sőt a tekercs két homloklapfelületének 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/cm · sec. C° és a henger felületéről a környező közegbe irányuló hőátadás tényezője a 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:

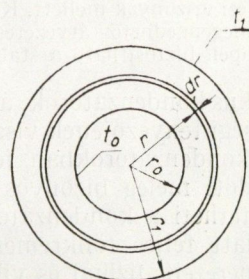
$$t_f = t_k + q_v \frac{r_0}{2\alpha} \quad (12)$$

(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 csövön

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 méreteknek 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

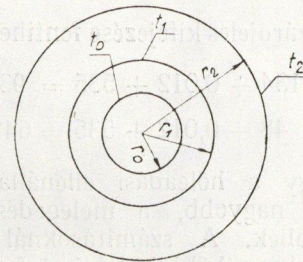
γ tényező függőleges esetben $331 \cdot 10^{-6}$
vízszintes " $346 \cdot 10^{-6}$

$t_f - t_k$ 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:

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

$$a_{\text{viz.}} = 593 \cdot 10^{-6} \text{ Watt/cm}^2, \text{ sec. C}^\circ$$

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:

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

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

(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:

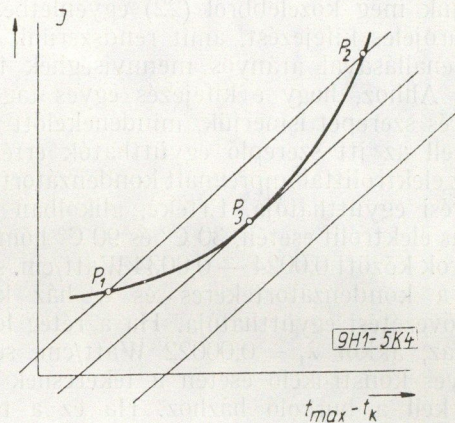
$$I = a(t_{\text{max}} - t_k) - c \quad (30)$$

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 metszéspon, hőegyensúly sincs. Ez a kondenzátorra nézve a tönkremenést, a hőmegfűtést 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 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, amelyenél a hőegyensúly még éppen fenntartható. Az adott méretekkel és villamos állandókkal bíró kondenzátorok tehát melegezés szempontjából akkor fognak üzembiztosan működni, ha a megengedett legnagyobb átvezetési áram kisebb, mint $I_{k\max}$.

Fenti számításból az is látható, hogyha egy kondenzátor geometriai méreteit csökkenteni kívánjuk, akkor a fejlődő hőmennyiségét is le kell szorítani. Ha (1) egyenletet szemügyre vesszük, akkor láthatjuk, hogy adott üzemi feszültségű és kapacitású kondenzátor melegezését a veszteségi tényező és az átvezetési áram leszorításával csökkenthetjük.

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 legtöbbször papirosbetétben van impregnálva és bizonyos ellenállásnövekedést jelent a papiros rostjainak diafragma-ellenállása is. Az elektrolitellenállás csökkentésének több körülmény szab határt. Ha nagyobb disszociációs állandójú középérs vagy erősebb elektrolitot alkalmazunk, növekszik a réteg és az anódfém oldódása, megszűnik a teljes záróhatás, a kondenzátor kapacitása instabillá válik, élettartama erősen lecsökken. Ugyanakkor csökken az elektrolit szikrázási feszültsége is, ami ha az üzemi feszültségnél kisebb, lehetetlenné teszi a kondenzátor üzemeltetését. Az elektrolitellenállás csökkentésének tehát határai vannak. Kiseb mértékű veszteségi tényező csökkentés érhető el a betétanyag diafragma-ellenállásának leszorításával. Erre több lehetőség van. Az egyik, az impregnálási módszer javítása az elektrolitnak a betétanyag pórusaiba való jobb behatolása révén. (Vákuumimpregnálás, impregnálás centrifugálással stb.)

Javulás érhető el az elektrolit kapilláritásának növelése útján is kapilláris adalékok adagolásával is. Csökkenthető a veszteségi ellenállás a betétanyag pórusainak növelése útján. Pl. a papiros helyett vászon, vagy selyembetét alkalmazásával. Ez azonban legtöbbször költségemelkedést okoz. Meg kell jegyezni, hogy mind ezen a fenti módszerek csak igen korlátolt lehetőséget biztosítanak a kondenzátor melegezésének csökkentésére.

Nagyobbak a lehetőségek az átvezetési áram csökkentésére. Az alumíniumanód ötvözött szennyezéseinek az elektrolit és a felhasznált alkatrészek 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 „leformálódnak”. A bekapcsolás után a kondenzátor újra formálódik és tulajdonságaitól függően rövidebb-hosszabb idő után olyan átvezetési áramot mutat, amelynek további változása már elhanyagolhatóan 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 összehasonlítása. A kondenzátorok adatai: 160/175 V, $C = 16 \mu F$, $tg \delta = 0,05$, $d = 1,65 \text{ cm}$, $l = 4,8 \text{ cm}$, $U = 144 \text{ volt}$, $U_1 \cdot \text{eff} = 11,4 \text{ volt eff. (50 Hz)}$.

Vizsgálati körülmények	Számított maximális átvezetési áram $I'_{k\max}, \mu A$	Mért átvezetési áram $I \mu A$		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 stabilan működött
		190	620	stabil-működés	500 órán át figyelve stabilan működött
		245	855	hőmegfűtés	6,5 óra után tönkrement
		280	1050	hőmegfűtés	2¼ óra után tönkrement
Elhelyezés : függőleges ; lapra szerelve. Környezeti hőmérséklet: 60 C°	2340	480	1650	stabil-működés	500 órán át figyelve stabilan működött
		610	2050	stabil-működés	500 órán át figyelve stabilan működött
		850	2850	hőmegfűtés	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 visszszámíthatjuk. Az alábbiakban egy példa mutatja be fenti számítás alkalmazását.

Vizsgáljuk meg stabilitás szempontjából a következő adatokkal bíró kondenzátort:

Üzemi csúcsfeszültség: 160/175 Volt

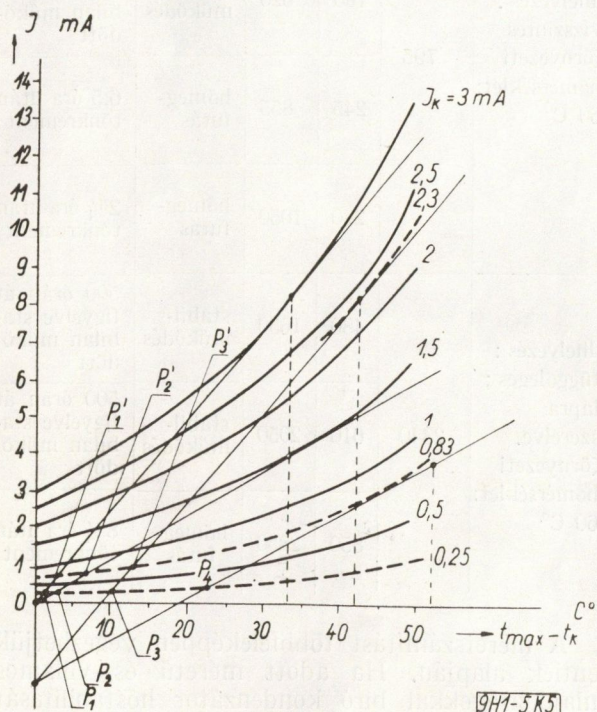
$$\begin{aligned} C &= 16 \mu\text{F} \\ \text{tg} \delta &= 0,05 \\ I_k &= 0,25 \text{ mA} \\ U &= 144 \text{ volt} \\ U_{1\text{eff}} &= 11,4 \text{ volt (50 per.)} \\ d &= 1,65 \text{ cm} \\ l &= 4,8 \text{ cm} \end{aligned}$$

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 hőtadási tényező (23) egyenlet szerint

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

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

$$\begin{aligned} a_{\text{viz.}} &= 1,16 \cdot 10^{-4} \\ c &= 22,6 \cdot 10^{-4} \end{aligned}$$

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):

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

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

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

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

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

(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 $0,25 \text{ mA}$ -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 $0,83 \text{ mA}$ -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: Elektroliticeszkije kondenzatori. Moszkva, 1954.
- [2] M. A. Mihejev: A hőtadás gyakorlati számításának alapjai. Budapest, 1956.
- [3] W. MacAdams: Heat Transmission. London, 1942.

Elektroncsövek rácásának termikus emissziójából eredő áramok mérési módszereiről

EREKY VILMOS
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

A vezérlőrác termikus emissziós áramának mérése az elektroncsövek élettartamának vizsgálatához, teljesítményerősítés esetén pedig a rác 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 finomításokra vonatkozó észrevételeit. Módszert közül a Schottky-hatás nélküli rácsemissziós telítési áram egyszerű mérésére. Foglalkozik a fordított vezérlőrácáram összetevőinek mérés útján történő szétválasztásával, különös tekintettel a termikus emissziós összetevőre. Javaslatot tesz a rácsemisszióra jellemző adatok meghatározására a vezérlőrác termikus emissziós jelleggörbéje alapján. Példaképpen néhány mérési eredményt is bemutat.

1. Bevezetés

Elektroncsövek rácásán, vagy rácain — mint ismeretes — termikus, illetve szekundér elektronemisszió léphet fel. Az előbbit a rác 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.

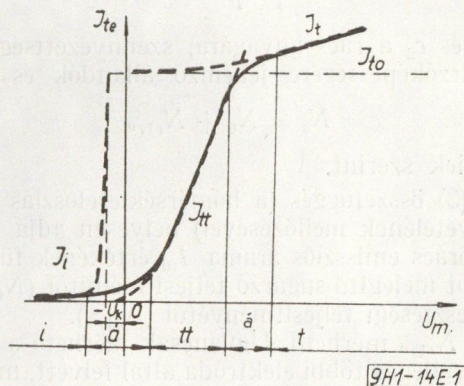
Az alábbiakban kizárólag az elektroncsövek vezérlőrácásának termikus emissziójából eredő áramok mérési módszereivel foglalkozunk, különös tekintettel az adócsövekre, majd néhány mérési eredményt közlünk a mérési módszerekhez kapcsolódó példaként. Méréseink eredményeit csak annyiban használjuk fel, amennyiben 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 rác terhelhetőségének megismerése, amely fontos katalógus adat. Ennek is rendszerint a rác 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 rác termikus emissziójának mérése ilyenkor a technológiai kutatást segíti.

2. A mérésekkel kapcsolatos elvi szempontok

A rác termikus emissziós áramát úgy mérjük, hogy valamely mérőfeszültségforrás felhasználásával a rácot 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 — α átmeneti tartományok — I_{t0} térerősség hatás nélküli telítési áram — U_k kontakt potenciál

A termikusan emittáló elektróda (esetünkben a vezérlőrác) 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

ség, vagy a mérőfeszültség U_m [V] következményeként létrejövő térerősség hatás miatt:

$$I_t = I_{t0} \cdot e^{k \cdot \frac{V U_m}{T}} \text{ [A]} \quad (2)$$

k az elektródák méreteitől, alakjától függő állandó.

Valamely cső vezérlőrácának hőmérséklete a katódtól és a többi elektródától hősugárzás útján felvett hőteljesítménytől (N_0) és teljesítményerősítő csöveknél a vezérlőrácáram okozta veszteségi teljesítménytől, ($N_{r1,v}$) függ. Nagyobb rácshőmérsékletnél, ahol számottevő termikus emisszió jön létre, termikus egyensúlyban a vezérlőrácot melegítő teljesítmény ($N_0 + N_{r1,v}$) zöme hősugárzás útján távozik.

A rác hőmérséklete ezért közelítőleg a le-sugárzott hőmennyiségből, a Stefan-Boltzmann sugárzási törvény segítségével határozható meg. (Stefan—Boltzmann sugárzási törvény: $N_s = F \cdot K \cdot (T^4 - T_k^4)$, ahol F a sugárzó felület [cm²]-ben, T és T_k a test és a környezet hőfoka [K°]-ban, K a sugárzó felületre jellemző állandó [W/°K⁴, cm²]-ben.) Ennek felhasználásával (1)-ből:

$$I_{t0} = F \cdot c_1 \cdot \sqrt{\frac{N_s}{F}} \cdot e^{-\frac{c_2}{\sqrt{N_s/F}}} \text{ [A]} \quad (3)$$

Itt c_1 és c_2 a rác anyagára, szennyezettségére és hősugárzóképeségére jellemző állandók és

$$N_s = N_0 + N_{r1,v} \quad (4)$$

a fentiek szerint.

A (3) összefüggés (a hőmérsékleteloszlás figyelembevételének mellőzésével) helyesen adja meg a vezérlőrác emissziós árama I_{t0} értékének függését a rácot melegítő sugárzó teljesítménytől (N_0) és a rác veszteségi teljesítménytől ($N_{r1,v}$).

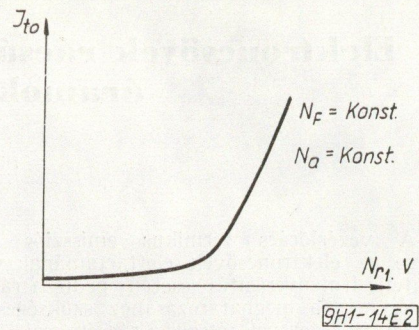
Az $N_{r1,v}$ mérhető. Ugyancsak mérhető a katód és az esetleges többi elektróda által felvett, melegeg alakuló villamos teljesítmény, de nem mérhető az ebből a vezérlőrácra sugárzott N_0 teljesítmény.

Abban az esetben, midőn vezérlőrác áram nincs és így $N_{r1,v} = 0$, kizárólag az N_0 melegíti a vezérlőrácot. Ekkor a vezérlőrác I_{t0} -ját célszerű — mivel N_0 nem mérhető — az N_0 -t létrehozó, elektromosan mérhető teljesítmények függvényének tekinteni és mérés útján megadni.

Teljesítményerősítő csöveknél, különösképpen az adócsőtechnikában, amikor $N_{r1,v} \neq 0$, célszerű I_{t0} -t az $N_{r1,v}$ vezérlő rácvesztés függvényének tekinteni és az N_0 -t létrehozó fűtőteljesítményt és a többi elektródavesztéget paraméterérték-ként felvenni. Többnyire $N_0 \ll N_{r1,v}$ s így ezt a függvényt is közelítőleg a (3) egyenlet írja le az $N_0 \ll N_{r1,v}$ tartományban. Az $N_{r1,v} = 0$ helyen $I_{t0} \neq 0$, mert $N_0 \neq 0$ (2. ábra). Méréseink eredményei a fenti megfontolásokat alátámasztják, megfelelően a 2. ábra szerinti összefüggésnek.

3. Mérési módszerek és alkalmazásuk

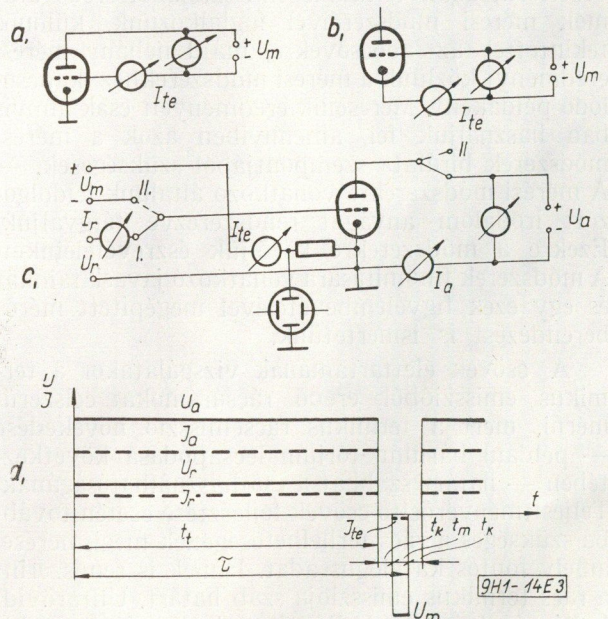
A mérési módszerek elvét triódákkal kapcsolatban írjuk le, azonban ezek értelemszerűen több-rác-os csövekre is alkalmazhatók.



2. ábra
Termikus rácsemisziós karakterisztika a rácvesztés függvényében.

I_{t0} termikus emissziós térerősség hatás nélküli telítési áram — $N_{r1,v}$ a rác veszteségi teljesítménye — N_F a katód fűtőteljesítménye — N_a az anód veszteségi teljesítménye

a) Az egyik elterjedt, az alábbiakban 1. m ó d s z e r -nek nevezett eljárás abból áll, hogy a trióda vezérlőrácát, anódját, vagy mindkettőt terheljük (a vizsgálat céljának megfelelően) ismert teljesítménnyel, pl. a 3c és d ábrában megadott módon, a hőegyensúly beálltaig. Ekkor a terhelő áramköröket gyorsan megszakítjuk és egy mérőfeszültség forrást kapcsolunk negatív polaritással a vezérlőrácra, a cső vezérlőrácsa és anódja, vagy vezérlőrácsa és katódja közé (3a és b ábrák). A mérőfeszültséggel sorba egy áramlökéscsúcsérték mérőműszert (pl. hitelesített ellenállást, hitelesített oszcilloszkóppal, lehetőleg utánvilágítós ernyővel) kapcsolunk a vezérlőrác emissziós áramának mérésére. Az átkapcsolást célszerűbben periodikus-an végezzük kb. 10⁻¹ sec. periódusidővel és megfelelő átkapcsolási idővel és mérési idővel (3 ábra). — (Ezt a mérési metódust Espersen és Rogers közvetlen módszernek nevezik [2].)



3. ábra
1. mérési módszer.

U_a terhelő anódfeszültség — U_r terhelő rác-feszültség — U_m mérőfeszültség — I_{te} vezérlőrác emissziós árama — $\tau \approx 10^{-1}$ s. periódus idő — t_t terhelési idő — $t_k \approx 3 \cdot 10^{-3}$ s. kapcsolási idő — $t_m \approx 3 \cdot 10^{-3}$ s. mérési idő

b) Abban az esetben, midőn triódáknál az anód-hősugárzástól eltekintünk és elegendő csak a rácsot terhelni, mint pl. a lég és vízhűtésű adó-csőveknél, a 2. módszer alkalmazhatjuk.

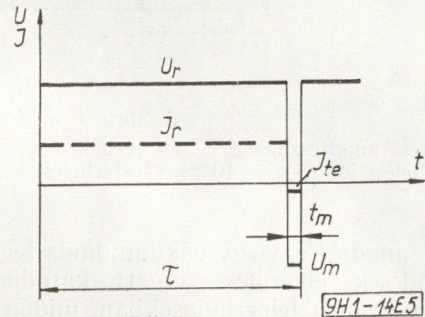
Erre a módszerre az a jellemző, hogy a rács terhelése és a rács termikus emissziójának mérése megfelelő hullámforma alkalmazásával átkapcsolás nélkül történik.

Ide tartozik a Mouromtseff és Kozanowszki által kidolgozott alapvető és szellemes kapcsolás. A kapcsolási vázlatot a 4a ábra mutatja. Az ábra szerint (Cs_v) 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 (Cs_2) higanygőz egyenirányító cső vezeti az (I_r) rácsáramot, mely a rácsot melegíti. A negatív félperiódus alatt pedig a (Cs_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 (Cs_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 rácsvesztés wattmérővel is mérhető. Ennek feszültségtekercsét (M_3), áramtekercsét pedig az (M_2) műszer helyébe kötjük. Így a teljesítményt közvetlenül és pontosabban mérhetjük. Adott rácsvesztéshez tartozó meghatározott értékű ter-

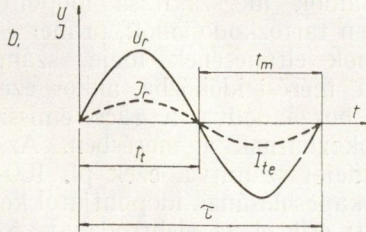
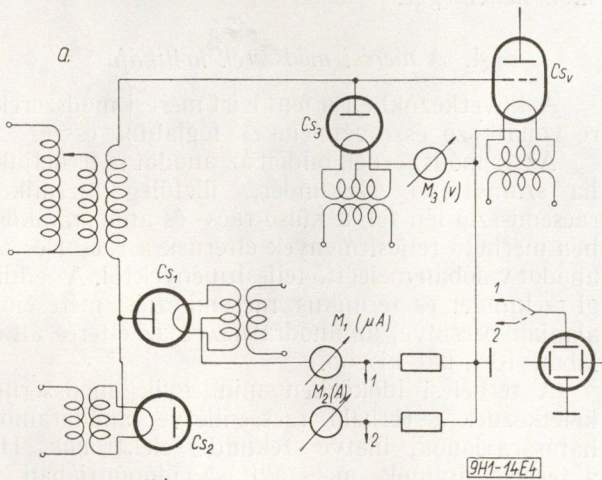
mikus emissziót ilyen módon meghatározhatjuk. (Ezt a módszert Espersen és Rogers dinamikus módszerek nevezik.)

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-hősugárzásának 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].)



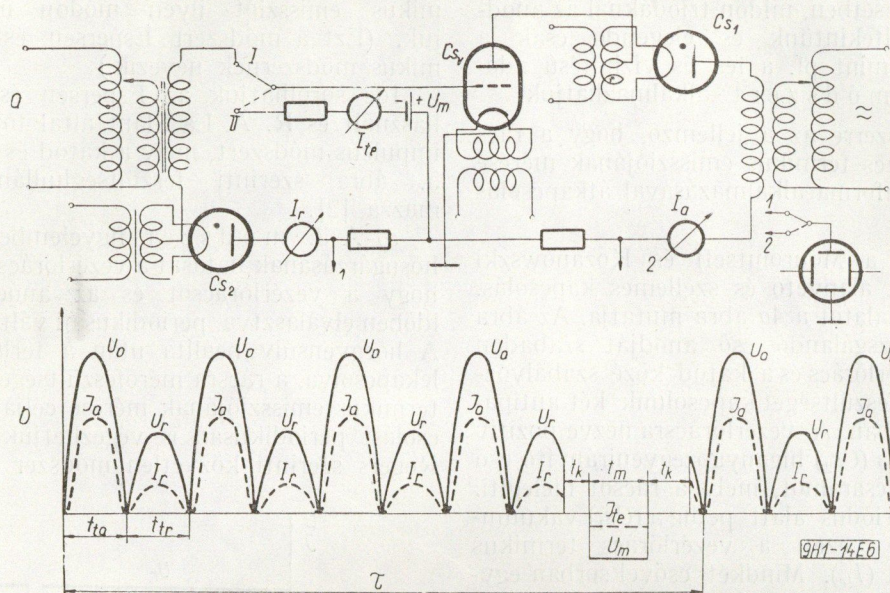
5. ábra
2. módszer (La Plant szerint)
 U_r terhelő vezérlőrács feszültség — I_r terhelő vezérlőrácsáram — U_m mérőfeszültség — I_{te} termikus emissziós rácsáram — $\tau \approx 10^{-1}$ sec. periódus idő — $t_m \approx 10^{-4}$ sec. mérési idő.



4. ábra
2. módszer (Mouromtseff és Kozanowski szerint)
 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 egyenirányítócsővekre azért van szükség, hogy a rács és az anód terhelése egymástól függetlenül legyen szabályozható. Ez úgy válik lehetővé, hogy a rács terhelésekor az anódköri egyenirányítócső az anódfeszültséget leválasztja és fordítja. Az egyenirányító csővek 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 leszja a cső anódsáramát. 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 — $t_k \approx 10^{-3}$ kapcsolási idő — $t_m \approx 10^{-3}$ s. mérési idő — I_{te} termikus emissziós rácásáram

illetve anódját egy-egy vákuumdióda segítségével, feltöltődések elkeiülése 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 higanygőzevénirányító 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 mérésakor 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.

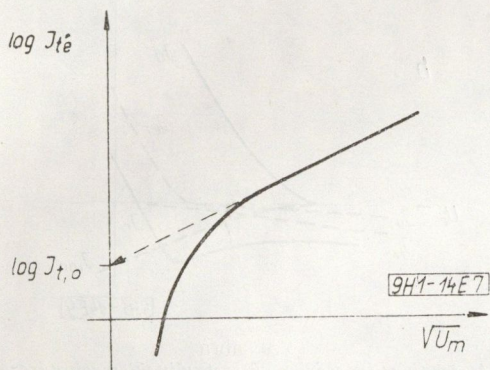
4. A mérési módszerek kritikája

A következőkben a fent leírt mérési módszerekre vonatkozó észrevételeinket foglaljuk össze.

Az 1. módszernél, midőn az anódot is terheljük, ha számottevő szekundér, illetőleg termikus rácsemiszió lép fel, a külső rác- és anódkörben mérhető teljesítmények eltérnek a rácot és az anódot valóban melegítő teljesítményektől. Az eddigi szekundér és termikus rácsemisziós méréseink alapján becslve, az anódra nézve az eltérés általában 10%-nál kisebb.

A terhelési időközben mindegyik módszernél keletkeznek a terhelő rác, illetve anódkörök 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 mérési idő 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 ionáramnak 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 idő 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_{te} termikus emissziós áram — I_{t0} Schottky-hatás nélküli telítési áram.

rát a rácnak a mérő és átkapcsolási időkben történő lehülése 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 rácsemmisszióhoz 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.

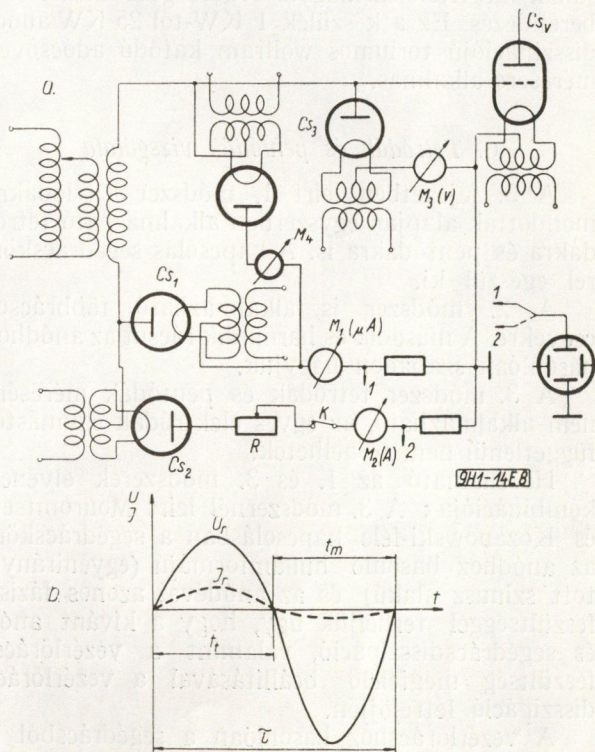
Végül mindegyik módszerrel szemben fizikai szempontból az a kifogás támasztható, hogy nem a Schottky-hatás nélküli telítési áramot méri. Így a mért emissziós áram nem független az alkalmazott mérőfeszültség nagyságától. — Ismeretes, hogy a Schottky-hatás nélküli telítési áram mérése céljából azonos rácsmegfedésnél különböző mérő-feszültséghez tartozó emissziós áramot kell mérni. Ezeket a 7. ábrában feltüntetett módon kell ábrázolni és extrapolálni a mérőfeszültség zérus érté-

* Ennek figyelembevételére Fischer Ferenc hívta fel a figyelmemet.

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 rácsemmisszió nagyságrendi különbségeket mutatnak.

A fentiekben elvi szempontból bíraltuk 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

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 tartjuk. 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 vázlattevét 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 előbit 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

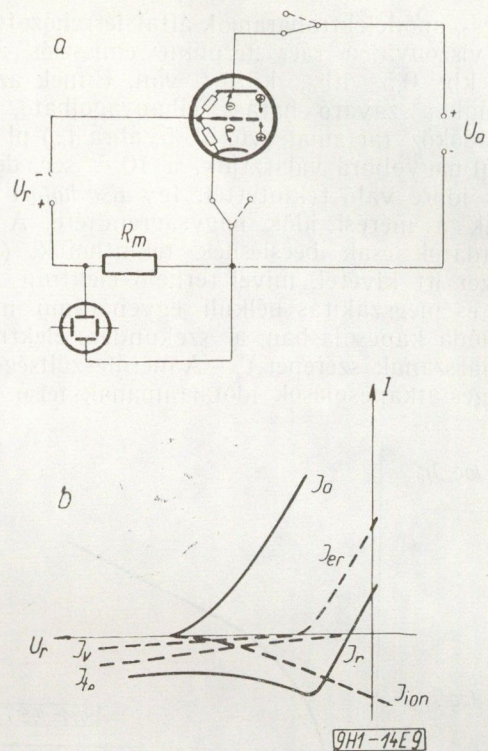
A 3. fejezetben leírt 1. módszer a triódákra mondottak alapján egyszerűen alkalmazható tetródákra és pentódákra is. A kapcsolás segédáramkörrel egészül ki.

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 létrejöhessen.

A vezérlőrácsához hasonlóan a segédáramból is indulhat szekunder emissziós áram. Ekkor a valódi hő-disszipációt a szekunder emissziós áram megméréssel és figyelembevételével lehet meghatározni. A segédáram termikus emisszióját az 1. módszer értelemeszerű alkalmazásával lehet mérni.

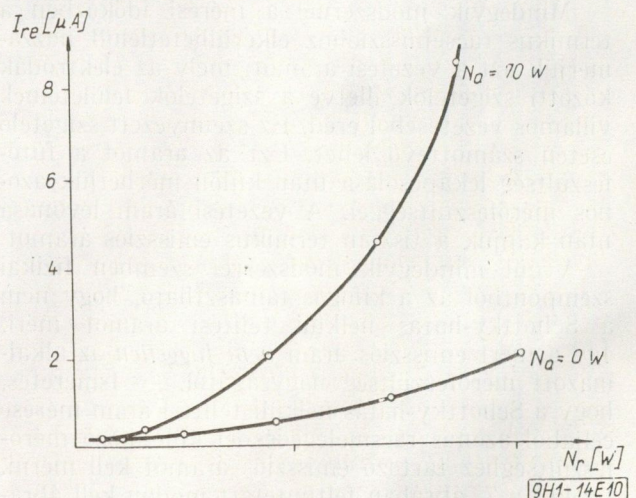


9. ábra

A fordított rácsáram összetevőinek meghatározása. I_e 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 rácsvesztés függvényében a 3. módszerrel mérve

(I_{le}) 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 vezérlőrácsához folyó elektronáramot ($I_{el,r}$). 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:

$$I_{f,r} = I_{ion} + I_{le} + I_v \quad \text{ha } I_{el,r} = 0 \quad (5)$$

A termikus emissziós és vezetési áramokat felbonthatjuk még az anód felé és a katód felé irányuló összetevőkre:

$$I_{le} = I_{le,a} + I_{le,k} \quad (6)$$

$$I_v = I_{v,a} + I_{v,k} \quad (7)$$

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

$$I_{le,a} + I_{v,a}$$

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 másodszer újból a cső anód és katódkörét. Zárjuk nyomban a katódkört, az anódkört megszakítva hagyva. A keletkező áramimpulzus, melyet oszcilloszkóppal mérünk, az

$$I_{le,k} + I_{v,k}$$

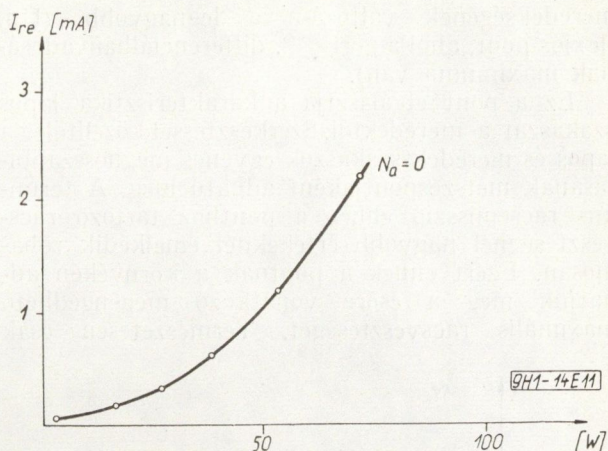
áramok összege. A fűtőfeszültség kikapcsolása után $I_{v,k}$ külön mérhető. — (A kapcsolási idők 10^{-2} sec nagyságrendűek legyenek az előző pontban végzett megfontolások alapján.)

A termikus emissziós rácsáramok és a vezetési áramok összesen négy komponensét így külön-külön meghatározhatjuk. Ebből természetesen a teljes termikus rácsáramot kiszámíthatjuk. A teljes termikus rácsáramot és vezetési áramot levonva a fordított rácsáramból, 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 rácsáram meghatározására..



11. ábra

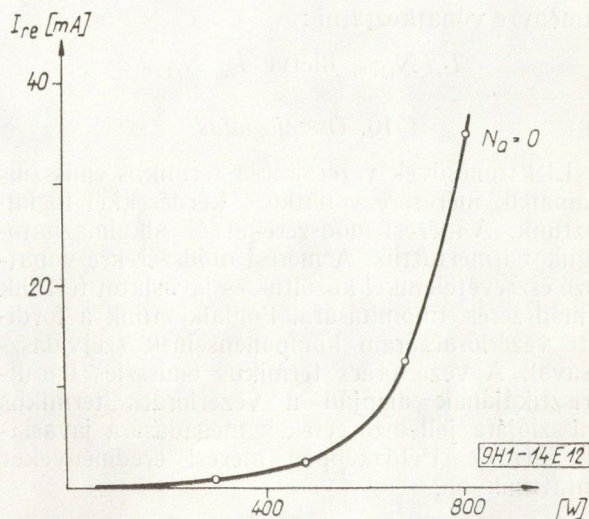
Laboratóriumban készült 1 kW anóddisszipációjú, lég-hűtéses adócső termikus rácsemmissziója a rácsvesztéses függvényében a 2. módszerrel mérve

9. A rács termikus emissziós karakterisztikájának kiértékeléséről

A 2. ábrán feltüntetett termikus emissziós rácsáramkarakteristika egyik jellegzetes pontja a zérus rácsvesztéshez tartozik. Ha itt van mérhető termikus emissziós áram, akkor ez a katód és a többi elektróda hősugárzás útján történő melegítő hatásától ered. Mivel a hősugárzás útján a vezérlőrácsra jutó teljesítmény nem mérhető, viszont a hősugárzást kibocsátó elektródákat és a katódot melegítő teljesítmény mérhető, különböző csövek összehasonlításánál célszerűnek látszik a vezérlőrács emissziós áramát a többi elektródát melegítő összes teljesítményre vonatkoztatni:

$$I_{le}/\Sigma N_v, \text{ illetve } I_{to}/\Sigma N_v$$

A karakteristika másik jellegzetes pontja a könyökpont. Erre az jellemző, hogy itt a görbe

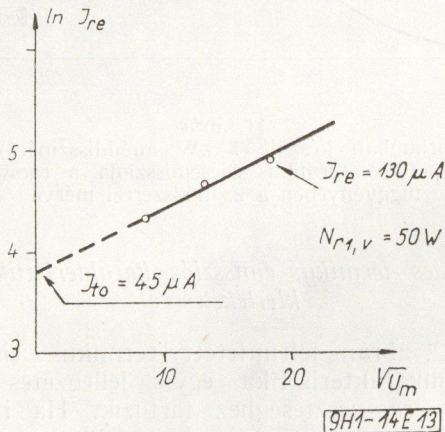


12. ábra

Sorozatgyártásban készült 20 kW anóddisszipációjú, víz-hűtéses adócső termikus rácsemmissziója a rácsvesztéses 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 rácsvesztésénél nagyobb értékeknél emelkedik rohamosan. Ezért ennek a pontnak a környékén adhatjuk meg a csőre vonatkozó megengedhető maximális rácsvesztéséget. Természetesen csak



13. ábra

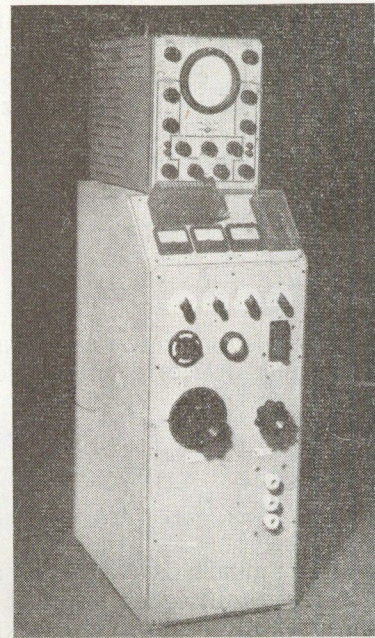
Sorozatgyártásban készült, 5 kW anóddisszipációjú, víz-hűtéses adócső termikus rácsemmissziójának függése a mérőfeszültségtől, adott rácsdisszipációnál a 8. ábra szerinti kapcsolásban mérve. $I_{to} = 45 \mu A$; a Schottky-hatás nélküli termikus emissziós rács áram 50 W rácssterhelésnél

akkor, ha más körülmény azt kisebbre nem korlátozza, mint például gázleadás, vagy a könyökponthoz tartozó rácsemmissziós áram értékének nagysága, amelynek elhanyagolhatóan kicsinynek kell lennie a katód emissziós áramához képest. Összehasonlítás céljából különböző csövek esetén a könyökponthoz tartozó termikus emissziós rácsáramot célszerű az idetartozó vezérlőrácvesztéségi 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 közöltük és javaslatot tettünk a módszerek finomítására. Foglalkoztunk a fordított vezérlőrácscsaram komponenseinek szétválasztásával. A vezérlőrácscs termikus emissziós karakterisztikájának alapján a vezérlőrácscs termikus emissziójára jellemző értékek megadására javaslatot tettünk. Példaképpen mérési eredményeket mutattunk be.



14. ábra

Termikus rácsemmisszió mérő berendezés, mely a Schottky-hatás nélküli tellítési 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 kapcsolatcs 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. Mourontseff 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

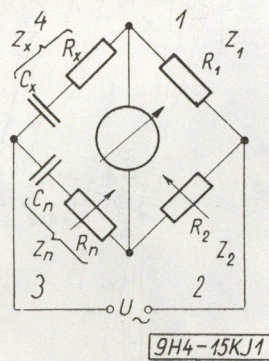
HENK KÁROLY

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

9H4-15KJ1

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:

$$C_x = C_n \frac{R_2}{R_1} \quad (2)$$

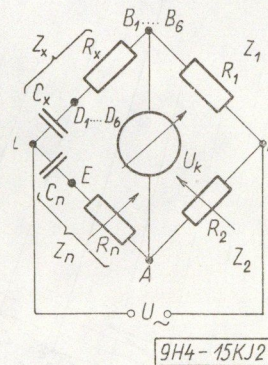
$$R_x = R_n \frac{R_1}{R_2} \quad (3)$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega C_x R_x = \omega C_n R_n \quad (4)$$

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 kiegyenlítettlen váltakozó áramú impedancia-híd vizsgálata

9H4-15KJ2

A kiegyenlítettlen híd vizsgálata

Vegyük vizsgálat alá 2. ábra szerinti kiegyenlítettlen 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:

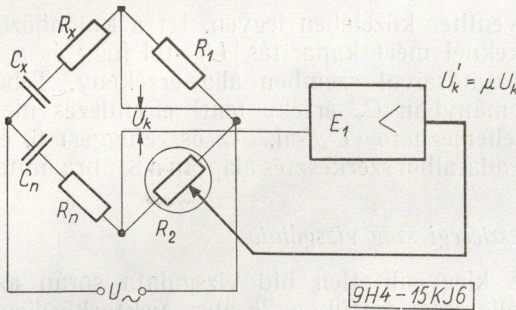
$$|U_k| = U \omega \sqrt{\frac{(R_1 R_n - R_2 R_x)^2 \omega^2 C_x^2 C_n^2 + (R_2 C_n - R_1 C_x)^2}{[1 + (R_1 + R_x)^2 \omega^2 C_x^2] [1 + (R_2 + R_n)^2 \omega^2 C_n^2]}} \quad (6)$$

lítési állapotól való kapacitáseltérés ($\pm \Delta C_x$) a be és kimenő feszültség fázisszögével pedig a veszteségi ellenálláseltérés ($\pm \Delta R_x$) indikálása lehetőségessé válhat.

A kiegyenlített impedancia-híd közelítő kiegyenlítése elektronikusan vezérelt nemlineáris hídikkal

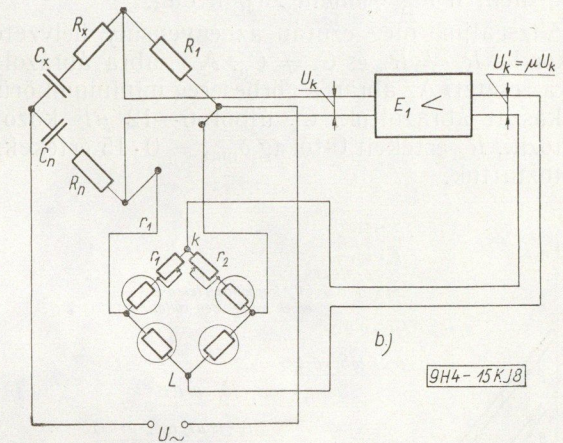
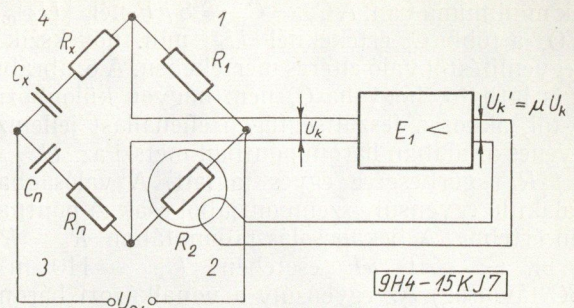
A fenti megfontolások csak bizonyos feltételek mellett, a kiegyenlítés közelében érvényesek. E feltételek megteremtését a következőképpen kísérlethetjük megközelíteni: A 2-es hídágba (R_2) helyezünk el egy feszültségfüggő ellenállást, amely bizonyos feszültségtartományban közel lineárisan változik a 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 hídikkal, 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 segédhídat 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 működését nem fogja zavarni. A híd felépítéséhez ez utóbbi megoldást választottuk, részben mert elkészítése egyszerűbb, részben mert a közvetett fűtés esetén túl nagy hőtehetetlenséggel kell számolnunk, ami az egyensúly beállítását időben eltolja, a mérést lelassítja. Bizonyos hőtehetetlenségre 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 híd tápláló feszültség (U) egy periódusának ideje, akkor (6) és (7) egyenlet érvényessége közelítőleg kiterjeszhető e tárgyalt esetre.



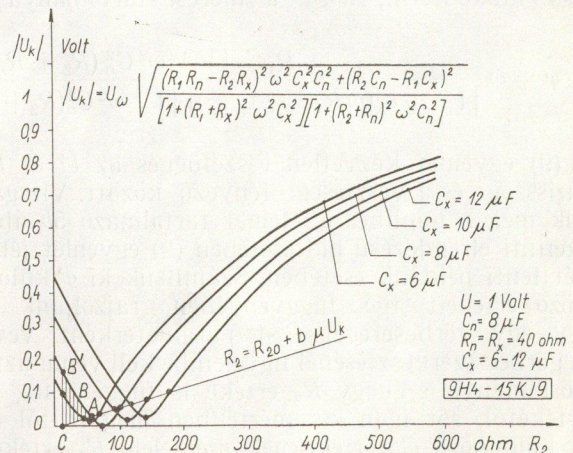
5. ábra. Váltakozó áramú impedancia-híd nemlineáris hídikkal, amelyet a híd erősített kimenő feszültsége vezérel
a) közvetett fűtésű nemlineáris ellenállással;
b) segédhídban elhelyezett nemlineáris ellenállásokkal

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

$$R_2 = R_{20} + b \mu U_k \quad (8)$$

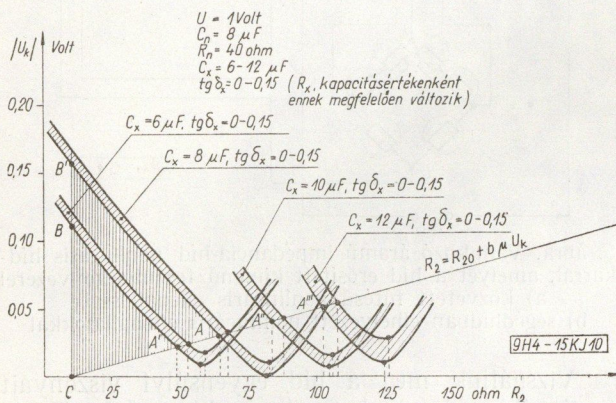
egyenletet, ahol R_{20} a $\mu \cdot U_k = 0$ esetben mért ellenállásérték, b pedig az emelkedés iránytangense. Mint a 6. ábrából látható, $|U_k| = f(R_2)$ görbék-



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 kiegyenlítettől való eltérés mértékében. A 6. ábrából az is látható, hogy ha C_x nem nagyon különbözik C_n -től, 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.



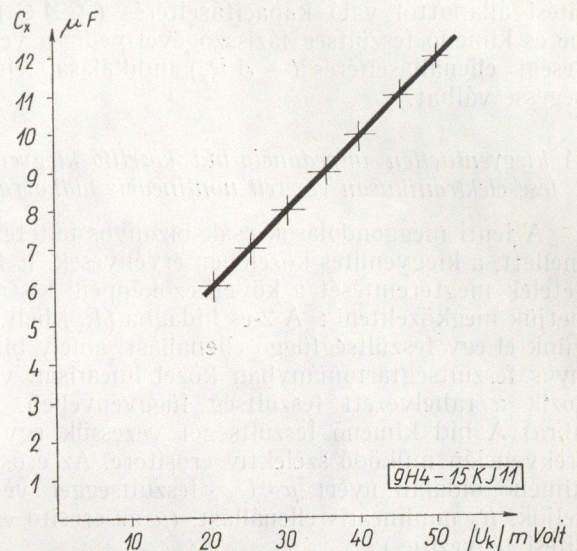
7. ábra. A híd kimenőfeszültségének változása R_2 aránykar nagyságának függvényében különböző C_x és $tg \delta_x$ értékeknél

$$R_{2\max} = \frac{tg \delta_{\max}}{\omega C_x} \text{ összefüggés alapján}$$

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 nonlineáris 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 $|U_k|$ -től 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 kiegyenlítettség 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

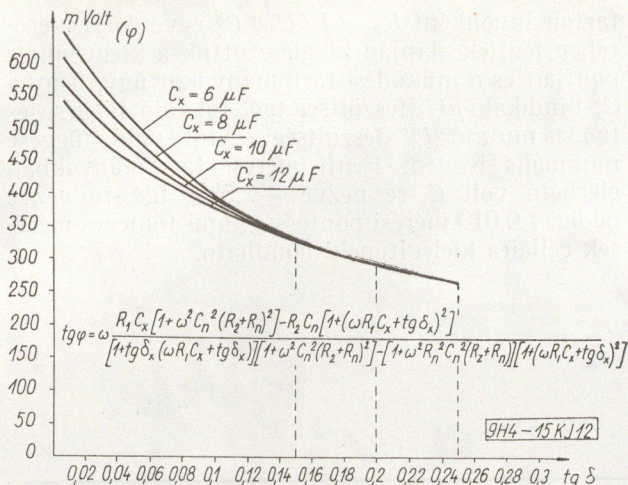
$$tg \delta_x = \omega C_x R_x \text{-től fog csak függeni.}$$

Ha (7) egyenletet átalakítjuk úgy, hogy $\omega C_x R_x$ helyébe $tg \delta_x$ -t írunk és az emeletes törtet rendezzük, kapjuk

(9) egyenlet alapján a $tg \varphi$ görbék megszerkeszthetőek. 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

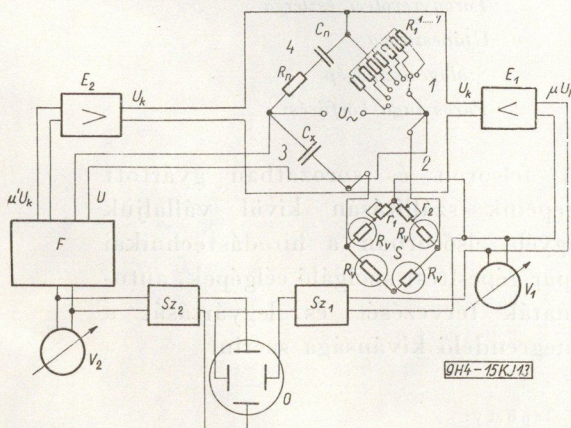
Fenti számítások és megfontolások alapján hozzáfogtunk egy 50 periódusú váltakozó áramú híd felépítéséhez, amellyel elektrolitikus kondenzátorok a KGMSZ 6379 sz. szabványa szerint mér-



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 $+50\%$ -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.

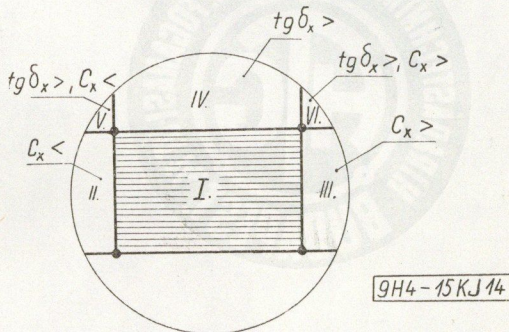
A veszteségi tényező mérésére szolgáló mérőegység a blokk-séma baloldalán helyezkedik el. $E_2, 50$ periódusú szelektív erősítő, amely a híd kimenő feszültségét (U_k) erősíti. E_2 erősítő kimenő feszültségét a híd tápfeszültségével (U) együtt egy



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.

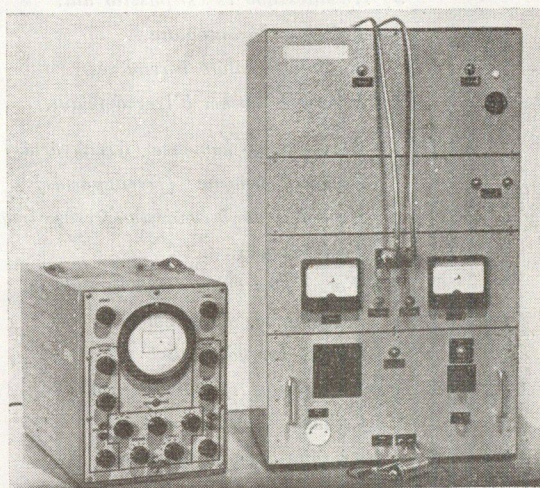
A berendezést kiegészítettük még egy mérési lehetőséggel is, ami alkalmas tömeges mérések esetén gyors szelektálásra. E_1 erősítő kimenő feszültségét egy Sz_1 egyenirányító és szűrőn átvezetve egy elektrosztatikus eltérítéssel oszcilloszkóp horizontális eltérítő lemezpárjára (X—X) vezettük. F fázisdetektor 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:

- | | |
|---|---|
| <p>I. a) <i>Határsós sortekercselőgép</i>
Keresztekereslőgép
Jelfogó tekercselőgép
Televízió eltérítőkercs csévelő
Négyorsós sortekercselőgép
Toroid (gyűrű) tekercselőgép</p> <p>b) <i>Huzalleszabó és csupasztító aut.</i>
Folialeszabó automata
Fordulatszámoló berendezés
Hengeres testeket bélyegző felaut.</p> <p>II. a) <i>Maghőkezelő kemence (ferritgyártás)</i>
Zsugorító kemence (ferritgyártás)
Keverő, mosó berendezés (ferritgyártás)
Tablettázógép</p> <p>b) <i>Forgódobos galvanizáló berendezés</i>
Zsírtalanító, mosó, öblítő és koptató berendezések</p> <p>c) <i>Vákuumimpregnáló berendezés</i>
Csillámezüstöző berendezés
Trafóimpregnáló berendezés</p> <p>III. a) <i>Műanyagfröccsöntőgép</i>
Anyá és csavargyártó automata</p> | <p>IV. a) <i>Vibrációs kézi csiszológép</i>
Alakmegmunkáló kézigép
Asztali kéziprések
Kézivezérlésű menetfűrőgép
Panell-lyukasztógép</p> <p>b) <i>Pontossági eszterga</i>
Toronyrevolver eszterga
Utáneszterga
Szalagsziszológép
Páros inga körfűrész</p> |
|---|---|

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 kivezítéséhez szükséges feszültségszintre erősíti fel.

Az FM demodulátor kivezítéséhez 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 sávzélessége, (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 sávzélessége 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 $B \cong \cong 2B_h$. 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 frekvencialökettel 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 viszonyt 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 jellegű 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 frekvencialökettel is elengedő 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. $1-2 \mu\text{V}$ bemenő feszültséggel biztosítható legyen a $8 V_{\text{eff}}$ középfrekvenciás feszültség az aránydetektor sávszűrőjének bemenő kapcsain. A közepes érzékenységgű vevőkészülékek erősítése ennél kb. egy nagyságrenddel kisebb, tehát $10-20 \mu\text{V}$ URH bemenő feszültség szükséges az aránydetektor optimális kivezrlésének 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 $1-2 \mu\text{V}$ URH bemenő feszültség esetén kb. 80—86 dB középfrekvenciás erősítés szükséges az aránydetektor optimális kivezrléséhez, míg a közepes érzékenységgű URH vevőkészülékek középfrekvenciás erősítésének 60—66 dB-nek kell lennie.

A hálózati üzemű 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 pentódat szokták felhasználni a 10,7 MHz-es középfrekvenciás jel erősítésére. Az egyes erősítő csövek között kétrezgőkörös sávszűrők 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 sávszűrő transzfer impedanciája, $Q = \sqrt{Q_p Q_s}$ a rezgőkörök közepes jósága, KQ a sávszűrő 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, $Q_0 = 90-100$ közötti rezgőkör jóságot lehet elérni. A külső csatlakozó elemek okozta csillapításokat figyelembe véve $Q = 70$ körüli közepes üzemi rezgőkör jóság biztosítható. Ha megkívánjuk, hogy csöcsere 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 sávszűrőjének 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 nagyérezkenységgű 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 nagyérezkenységgű 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 sávszűrőket 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 sávszűrők 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 működjen. 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 üzemű 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

$$\omega C_{ar1} S Z_0^2 \geq 2, \quad (39)$$

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

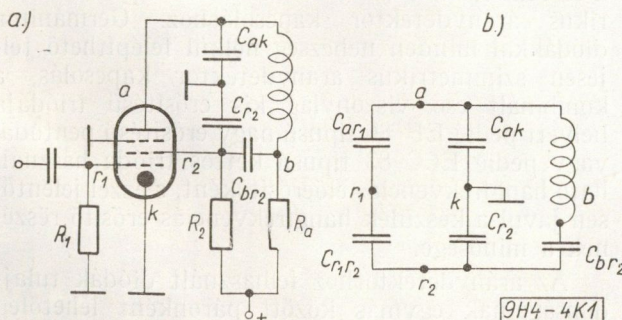
$$\omega C_{ar1} S Z_0^2 \geq 3,17 \quad (40)$$

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 csövekkel 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 segédrendszer tápfeszültségének szétválasztására szolgál. Ha az anód



10. ábra. Neutralizált középfrekvenciás erősítő fokozat
a) elvi kapcsolás,
b) a neutralizáló híd.

és a segédrendszer 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 sávzélességét 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 sávzélességének 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 vételére esetén az interferencia zavarok megszüntetésére.

A kétrezgőkörös sávszűrők szelektivitására és sávzélességére 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 érzékenyséű URH—FM vevőkben két-fokozatú 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 ugyanezt a sávzélességet a nagy érzékenyséű 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 amplitudómodulációját.

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 amplitudómodulációs zavaraival szemben nagymértékben érzéketlen, ezért a vevőkészülékekben sok esetben nincs is szükség külön limiter fokozatra. Az FM demodulációval egyidejűleg az egyenirányított jel közepes amplitudójával 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 kapcsolat 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

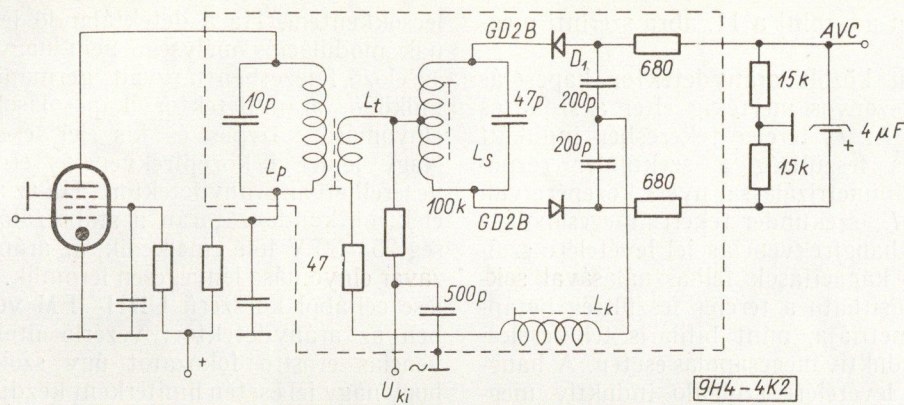
szükséges. Az FM demoduláció hatásfoka, linearitása és az AM zavarok elnyomása a beállítástól függően akkor szokott a legkedvezőbb lenni, ha az aránydetektor elektrolit kondenzátorán az egyenirányításkor kapott stabilizáló egyenfeszültség 4—6 V között van, ez kb. $8 V_{\text{eff}}$ középfrekvenciás feszültségnek felel meg az aránydetektor sávszűrőjének primer rezgőkörén. Ha az aránydetektor bemenő feszültsége kisebb, mint az optimális működéshez szükséges jel amplitudójának 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 alulfrekvencia, 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 kapcsolat, 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



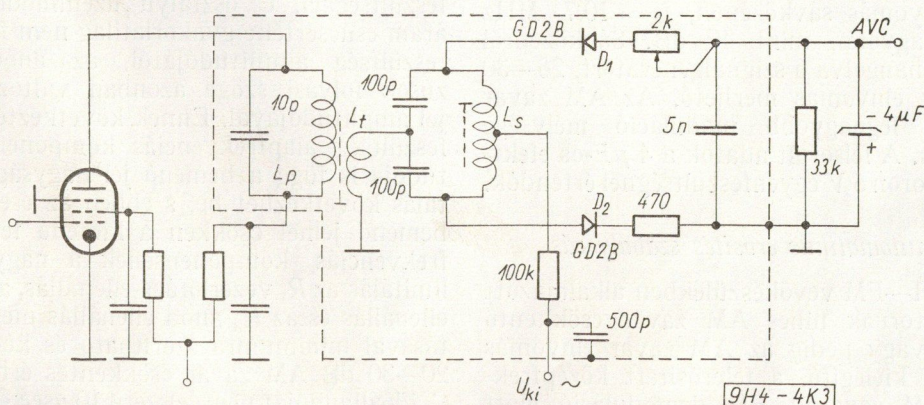
11. ábra. Szimmetrikus aránydetektor germánium diódákkal

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 Tungram 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 tekercsrel 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 zavarra 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 csúcserőértékét, 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 tekercsrel 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 alkatrészt 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 tőrésű 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 potencióméter beállított ellenállása hozzáadódik a diódák belső ellenállásához. Az AM zavar elnyomás a potencióméter 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.

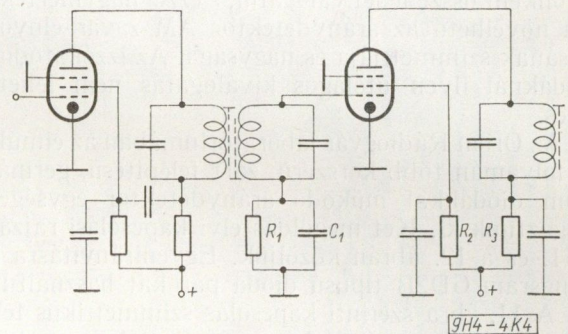
Adott kapcsolási elemek esetén mindkét kapcsolási megoldásnál a tercier tekercs menetszámának, valamint a primer és a szekunder tekercsek közötti csatolásnak a változtatásával állítható be a demoduláció hatásfoka és linearitása, az AM zavar elnyomás nagysága és a zavaró amplitúdómoduláció megengedhető legnagyobb moduláció mélysége.

A 11. és 12. ábra szerinti germánium diódákkal megépített aránydetektor kapcsolások érzékenysége, ill. demodulációs hatásfoka kb. 10%-kal nagyobb, mint a 6AL5 és EABC 80 típusú izzókatódcs diódákkal. A diszkriminátor görbe könyöktávolsága nagyobb, mint 300 kHz, az aránydetektor sávszűrőjének szelektivitása pedig 300 kHz elhangelésre vonatkoztatva 6—8 dB. A diszkriminátor görbe nonlinearitásából származó torzítás 75 kHz frekvencialöketnél, 1000 Hz-en kb. 3%. Az AM zavar elnyomást 1000 Hz-es moduláló jel esetén a 22,5 kHz frekvencialökettel, majd pedig ezt követően 30% amplitúdómoduláció 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 csúcspontjára 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 csúcspontja 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 alaplemezeire viszik fel. A huzalozást maratással állítják elő a nyomtatott lemezen. Az ellenállásokat, kondenzátorokat, csőfogalakat és egyéb áramköri elemeket kézi 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 hangolásijelző 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 vezetékes 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. Netzband, 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.

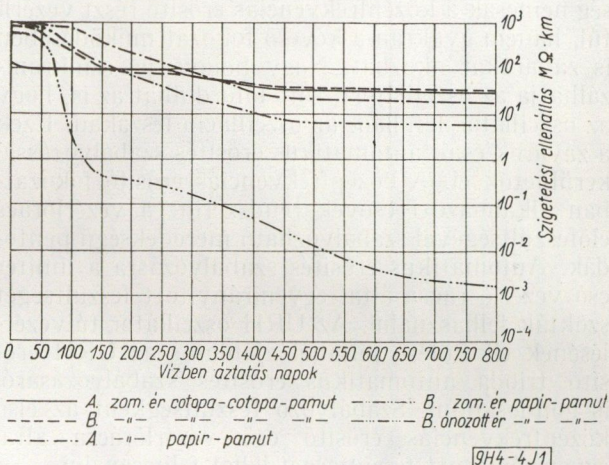
Mindkét kivitel két kábelgyárban külön-külön elkészítettük. (A és B gyár.) Ellenőrzésre a „B” gyárral zománcozatlan, ózozott vezetőerű, papír-pamut érszigetelésű, egyébként a fentiekkel azonos felépítésű kábelt is készítettünk. Így vizsgálatra 5 kábel került.

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.

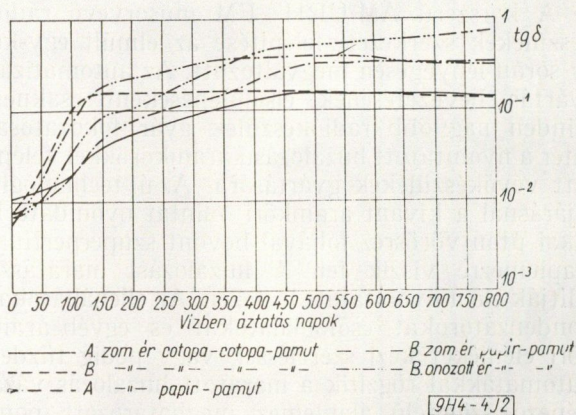
A vízbeáztatási idő függvényében a szigetelési ellenállás változásait az 1. ábra, a dielektromos veszteségi szög változásait a 2. ábra mutatja.

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.



1. ábra. A szigetelési ellenállás változása a vízben áztatás hatására



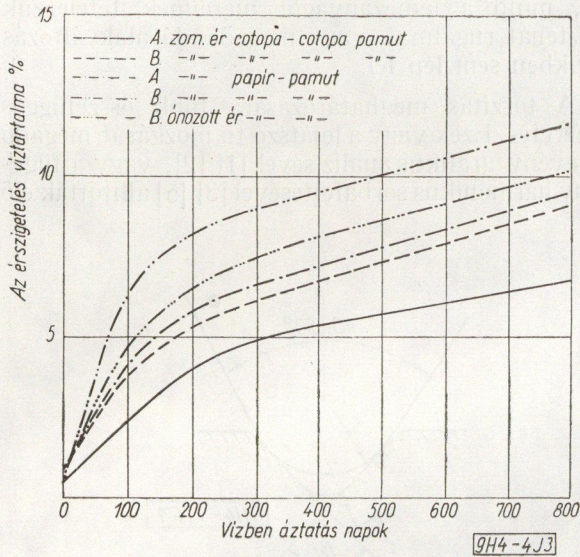
2. ábra. A dielektromos veszteségi szög változása a vízben áztatás hatására

A 2. ábrából látható, hogy a zománcozott vezetőerű kábeleknel a dielektromos veszteségi szög a kísérlet első szakaszában olyan mértékben romlott, mintha zománcozás 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 kábeleké 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 kábelénél gyorsabban romlottak. Különösen feltűnő a különbség a cotopa érszigetelésű kábeleknel. 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



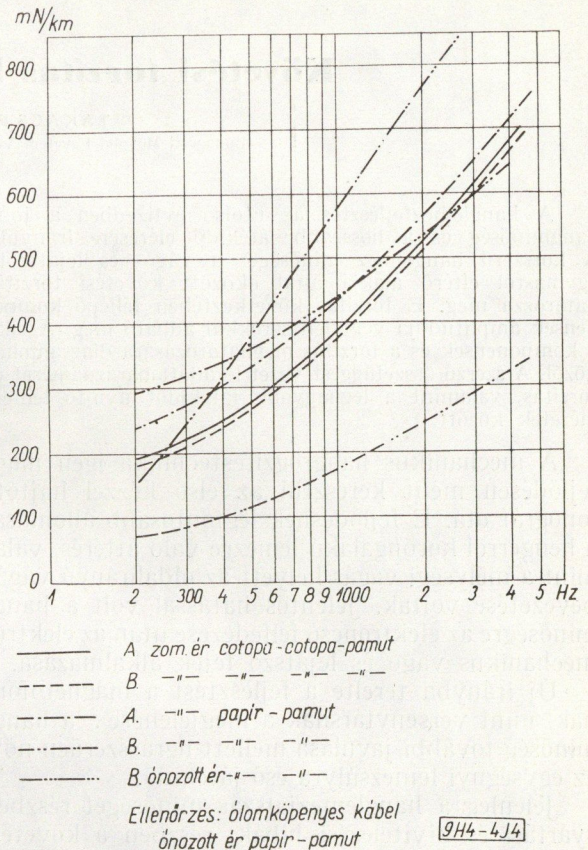
3. ábra. Az érszigetelés nedvesség felvétele a vízben áztatás hatására

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 ellaposodásában mutatkozott. A diffúziós állandókat a kísérlet első szakaszából számítottuk, értékük valamennyi kábelnél $0,9 \cdot 10^{-8} - 1,2 \cdot 10^{-8} \text{ g} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{h}^{-1} \cdot \text{Tor}^{-1}$ közötti volt. A viaszos itatás, 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 érhető 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 hosszokban falikábelként alkalmazva (épületeken belül vagy épületeket összekötő rövidebb darabok) a követelményeknek ne felelőnének 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. Kazdan, N. V. Zaharova. Műanyag köpenyű hírközlő kábelek. Közdotk Budapest 1956.
I. I. Grojnyev, B. F. Miller: Hírközlő kábelek, Közlekedési kiadó. Budapest, 1954.

Követési torzítás hanglemezejtásnál*

TAKÁCS FERENC tanársegéd

Budapesti Műszaki Egyetem Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszék

A hanglemezejtés 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-méretetek 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 hanglemezejtás 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 barázdasebesség 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-szerinti kicsinnyé tehetők.

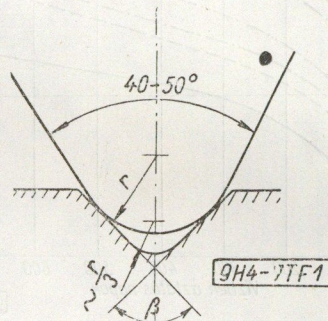
A követési torzítást a vágó és lejátszó tű egymástól eltérő alakja okozza. A lejátszó tű nem követi hűen a barázda középvonalát, nem lineáris torzítás keletkezik, és a tű mozgásának van függőleges összetevője is. A függőleges kitérésre a korszerű hangszedők érzéketlenek, ez csak a lemez kopását növeli. 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, göbbsüveg 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 göbbsüveghegyének 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 tû hegyének sugara, a tû két pontos támaszkodása megszűnik, többpontos lesz a barázda oldalára, ami további torzítást okoz.

A kiértékelést megkönnyíti ha a relatív amplitudókat a feljegyzett jel amplitudójára vonatkoztatjuk. Ugyanis:

$$A = 2\pi \frac{a}{\lambda} = \frac{\omega a}{V} = \frac{v}{V} \quad (5)$$

$$k_1 = \frac{A_1}{A} = \frac{\frac{v_1}{V}}{\frac{v}{V}} = \frac{v_1}{v} \quad (6)$$

$$k_1 = 1 - \frac{1}{16} A^2 R^2 \left(1 - \frac{1}{4} A^2 + \frac{5}{64} A^4 - \dots \right) + \frac{1}{768} A^4 R^4 \left(1 - \frac{5}{8} A^2 + \dots \right) - \frac{1}{73728} A^6 R^6 (1 - \dots) + \dots \quad (8)$$

$$k_3 = -\frac{3}{16} A^2 R^2 \left(1 - \frac{3}{8} A^2 + \frac{9}{64} A^4 - \dots \right) + \frac{27}{512} A^4 R^4 \left(1 - \frac{3}{4} A^2 + \dots \right) - \frac{243}{40960} A^6 R^6 (1 - \dots) + \dots \quad (9)$$

$$k_5 = \frac{5}{128} A^4 R^2 \left(1 - \frac{5}{8} A^2 + \dots \right) + \frac{125}{1536} A^4 R^4 \left(1 - \frac{5}{4} A^2 + \dots \right) - \frac{3125}{73728} A^6 R^6 (1 - \dots) - \dots \quad (10)$$

$$k_7 = -\frac{7}{1024} A^6 R^2 (1 - \dots) - \frac{343}{6144} A^6 R^4 (1 - \dots) - \frac{16807}{368640} A^6 R^6 (1 - \dots) - \dots \quad (11)$$

Ismételten megjegyezzük, hogy a fenti kifejezések nem az alapharmónikusra, hanem a torzításmentes esetben kapott jelre vonatkoztatott értéket adnak (pl. ideálisan hegyes lejátszó tûvel lejátszva). A kifejezések zárójelben levő tényezői általában nem játszanak lényeges szerepet. Értékük A -nak legnagyobb szokásos értékénél az egység-nél 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

$$AR = \frac{v}{V} 2\pi \frac{r}{\lambda} = \frac{\omega r v}{V^2} = \frac{\omega r v}{\pi^2 D^2 n^2} \quad (12)$$

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 tû sebességének alap, illetve felharmónikus amplitúdója

V = a barázda haladási sebessége

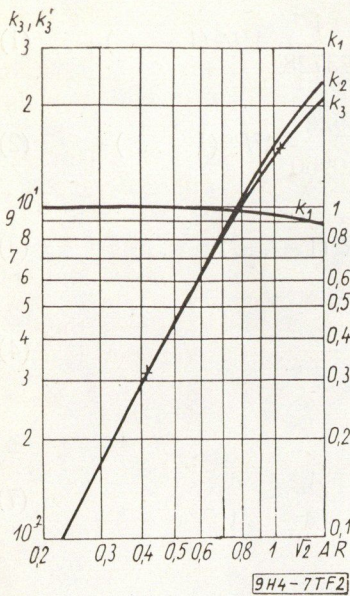
k_1, k_n = az alapharmónikus (felharmónikus) relatív sebességamplitúdója

Tehát ez a kifejezés a lejátszó tû sebessége különböző frekvenciájú összetevőinek relatív sebességamplitúdóját adja. Így a következőképpen alakulnak az egyenletek:

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 füllel nem észlelhető, és a hanglemeztechnikában szokásos ± 2 dB-es túréson 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 $k'_3 \approx |k_3|$

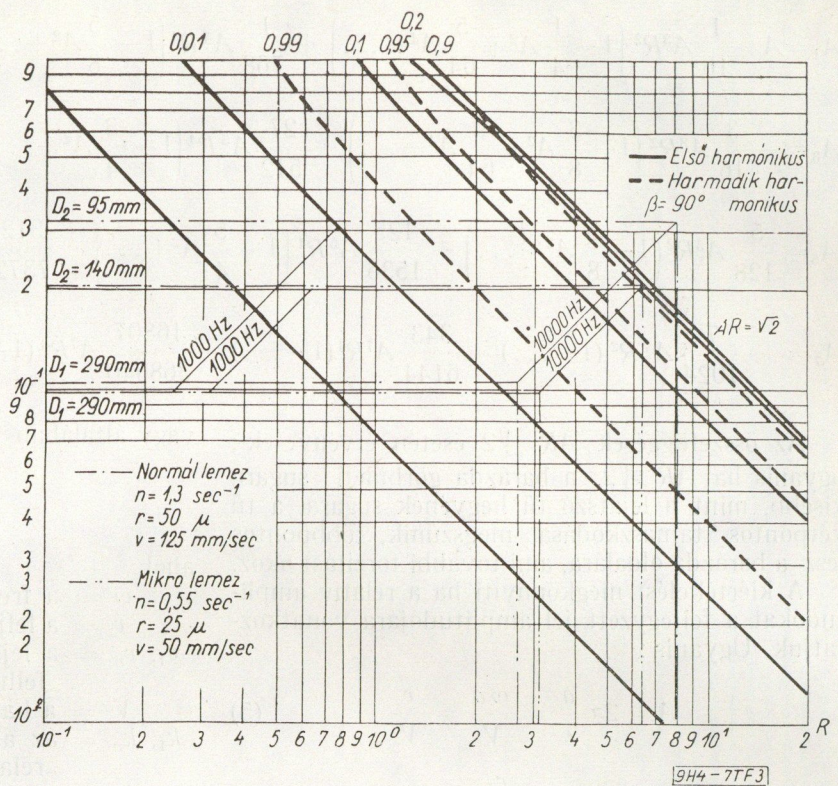
A magasabb fokú tagok általában kisebbek k_3 -nál.

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 munkaegyenest is. A sebességamplitúdót úgy állapítottuk meg, hogy 354 Hz-re feltételezett karakterisztika fordulópontnál a barázdák széle 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 tűrészhatár 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 tú 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 kapcsaira. [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]:

$$A_{\omega_1} = A_1 - \frac{1}{16} (A_1^3 + 2A_1A_2^2)R_1^2 + \frac{1}{64} (A_1^5 + 6A_1^3A_2^2 + 3A_1A_2^4)R_1^4 + \frac{1}{768} (A_1^5 + 6A_1^3A_2^2 + 3A_1A_2^4)R_1^4 - \dots \quad (15)$$

$$A_{3\omega_1} = -\frac{3}{16} \left(A_1^3 - \frac{3}{8} A_1^5 - \frac{3}{2} A_1^3 A_2^2 \right) R_1^2 + \frac{27}{512} (A_1^5 + 4A_1^3 A_2^2) R_1^4 + \dots \quad (16)$$

$$A_{5\omega_1} = \frac{5}{128} A_1^5 R_1^2 + \frac{125}{1536} A_1^5 R_1^4 + \dots \quad (17)$$

$$A_{\omega_1 \pm 2\omega_2} = \frac{1}{64} (-4A_1A_2^2 + 2A_1A_2^4 + 3A_1^3A_2^2) (R_1 \pm 2R_2)^2 + \frac{1}{768} (2A_1A_2^4 + 3A_1^3A_2^2) (R_1 \pm 2R_2)^4 + \dots \quad (18)$$

$$A_{\omega_1 \pm 4\omega_2} = \frac{1}{128} A_1 A_2^4 (R_1 \pm 4R_2)^2 + \frac{1}{1536} (A_1 A_2^4 (R_1 \pm 4R_2)^4 + \dots \quad (19)$$

$$A_{2\omega_1 \pm 3\omega_2} = \frac{1}{64} A_1^2 A_2^3 (2R_1 \pm 3R_2)^2 + \frac{1}{768} A_1^2 A_2^3 (2R_1 \pm 3R_2)^4 + \dots \quad (20)$$

$A_{\omega_2}, A_{3\omega_2}, A_{5\omega_2}, A_{2\omega_1 \pm \omega_2}, A_{4\omega_1 \pm \omega_2}, A_{3\omega_1 \pm 2\omega_2}$ indexcserével kapható.

A_1, A_2, R_1, R_2 a két felvett jel relatív amplitúdója, és a lejátszó tú legömbölyítési sugarának relatív értéke

$A_{\omega_1}, A_{\omega_2}, A_{3\omega_1}, \dots$ a lejátszó tú 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 kivezérlésre:

$$A_{12} = A_1 + A_2$$

Amennyiben feltételezzük, hogy $A_{12} < 0,5$ az alábbi egyenleteket kapjuk:

$$k_{\omega_1} = 1 - 0,0825 A_{12}^2 R_1^2 + 0,001802 A_{12}^4 R_1^4 + \dots \quad (25)$$

$$k_{\omega_1 \pm 2\omega_2} + k_{\omega_1 - 2\omega_2} = -\frac{2,08}{25} A_{12}^2 R_1^2 + 0,002897 A_{12}^4 R_1^4 + \dots \quad (26)$$

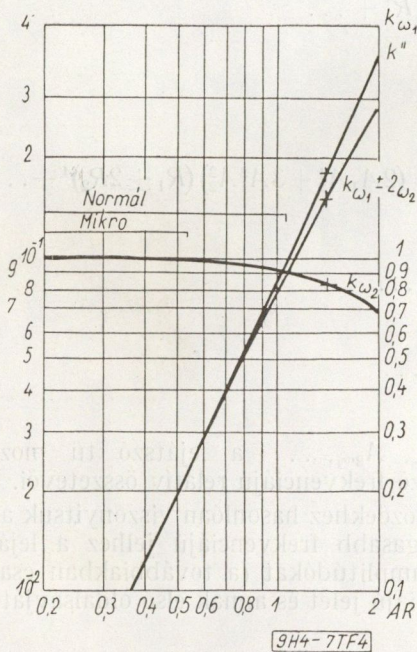
Megjegyezzük, hogy fenti egyenleteknek a lejátszó tű két pontos felfekvése által meghatározott értelmezési tartománya

$$A_1 R_1 + A_2 R_2 < \sqrt{2} \quad (27)$$

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 legyöngébb 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 előzőek 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 állandóban 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 :

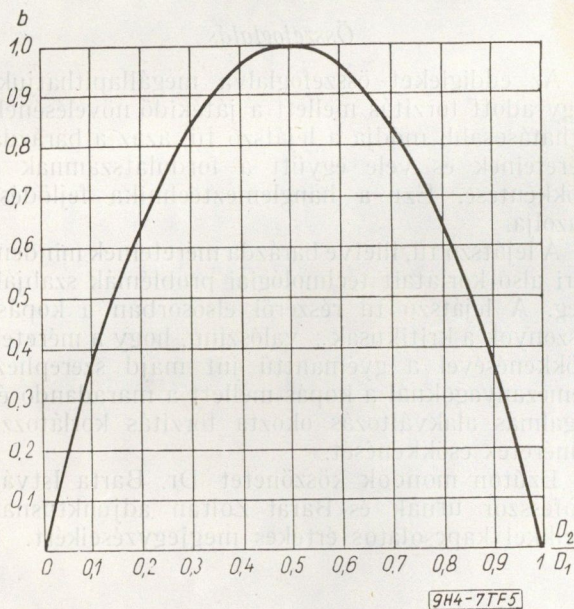
$$T = \frac{D_1 - D_2}{2d} \frac{\pi D_2}{\sqrt{\omega_1 r v}} \sqrt[4]{\frac{k}{c}} \quad (37)$$

Ezt (35)-tel osztva kapjuk a lemez kihasználási tényezőjét :

$$b = \frac{T}{T_{\max}} = \frac{D_2}{D_1} \left(1 - \frac{D_1}{D_1} \right) \quad (38)$$

A (36) és (38) összefüggések általános érvényűek, tehát a változó eltolású (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 fel-lépő maximum.



5. ábrán

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 átmé-
rőjű 78/perc fordulatszámú lemez felülete van kihaszná-
lva. Ugyanílyen barázdaméretekkel kisebb for-
dulatszámú több mint 10%-kal nagyobb játéki-
dőt 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 meggondo-
lásainkat az elérhető legnagyobb játékidő kifejezé-
sével 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 növe-
kedett ezen lemezek játékidője. Egyúttal azonban
növekedett a torzítás is. A játékidő növekedés a 300
mm átmérőjű lemeznél 13%, a 250 mm átmérőjű le-
meznél 20%, a torzítás viszont 1,83-szorosára emel-
kedett. Így az általunk választott sebességamplitú-
dónál a lemez torzítása még nem haladja meg az elfo-
gadhatónak tartott 10% intermodulációs torzítást,
azonban egyes — az általunk felvett értéknél
lényegesen magasabb szinttel vágott — leme-
zeknél a torzítás jelentősen magasabb, ami
műszaki szempontból tekintve igen kétséges
teszi e változás jogosultságát. A diagramokba a
régii szabvány szerint jelöltük be az adatokat.

A maximális játékidő (35) kifejezése a játéki-
dő növelésének lehetőségeiről is felvilágosítást
nyújt.

A számlálóban szereplő külső átmérő további
növelése kényelmi okokból nem célszerű. A nevező-
ben levő barázdatávolság, sebességamplitúdó és
a lejátszó tő 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)

$$a \approx 1$$

$$\varepsilon \approx 4-5$$

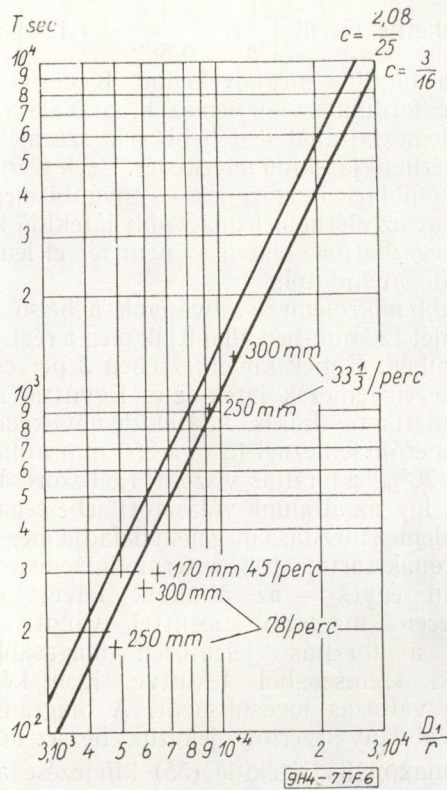
A játékidő kifejezésébe fentieket betéve

$$T_{\max} = \frac{\pi}{8 \varepsilon \sqrt{a \omega_0 \omega_1}} \sqrt[4]{\frac{k}{c} \frac{D_1^2}{r^2}} \quad (41)$$

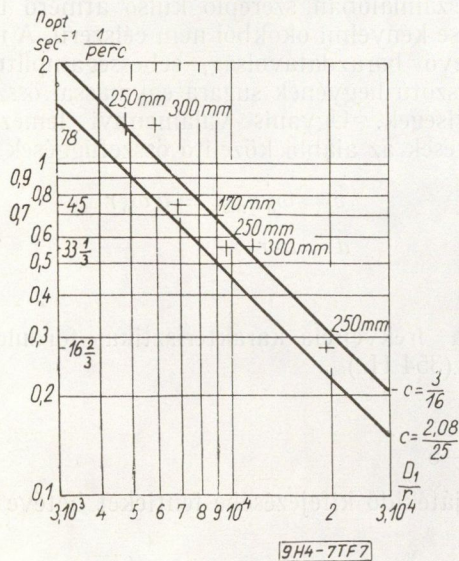
Természetesen az optimális fordulatszám össze-
függésében is elvégezhetjük az előző behelyettesí-
téseket :

$$n_{\text{opt}} = \frac{2}{\pi} \sqrt[4]{\frac{c}{k} \frac{r}{D_1}} \quad (42)$$

Tehát a maximális játékidő a lemezátmérő és a
lejátszó tő 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

$$\omega_0 = 354 \text{ Hz}$$

$$a = 1$$

$$\varepsilon = 4$$

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 Nadas Tibor a „gépipar kiváló dolgozója” kitüntetést és pénzjutalmat kaptak.

A Köhő- és Gépipari 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: Beloiannisz Híradástechnikai Gyar, Híradástechnikai Gépgyar és Mechanikai Laboratórium.

Néhány idézet a kiállítás emlékkönyvéből.

Dr. Münnich 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 tudósainktól és technikusainktól a jövőben még többet várjunk.
Budapest, 1958. április 28.”

Csergő János:

„A magyar híradástechnikai ipar ma megnyitott kiállítása fényes bizonyítékul 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 Alkalmazott Szakosztályának munkájáról.

Az Alkalmazott Szakosztály munkaprogramjának középpontjában ezévből a híradástechnikai alkalmazottak szabványainak megtárgyalása volt. Katona János szakosztályvezető elnökletével a szakbizottság a legfontosabb híradástechnikai alkalmazottak szabványok javaslatát tárgyalta meg. A szabványok elkészítése együttjárt az alkalmazottak 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 alkalmazottak 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 fényességgyűjtő 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 anekót megszervezése, egyes híradástechnikai alkalmazottakat 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 szakelőadásokon, és örömmel használják fel az Egyesület nyújtotta lehetőséget arra, hogy az egymás közötti személyes kapcsolatokat felújítsák, egymás munkáit, fejlesztési eredményeit megismerjék és egymást szakmai tanácsokkal kölcsönösen segítsék. Megállapították, hogy erre most különösen nagy szükség van, mert Iparigazgatóságunk részéről ma hiányzik 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 sorozatokon megismerik az iparág vállalatainál az 1956. évi technológus anket 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 anket 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 normatechnológus tanfolyamok formájában az Iparigazgatóság elrendelte és az pl. a BHG-ben folyamatban van. A múlthoz képest jelentős mértékben megvalósultak a technológusok hazai és külföldi tapasztalatcseréi, tanulmányújtjai is. Allandó 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 mintautzem 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 valószínű 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 совершенствующаяся 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 слушающие подобным целам, 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. Геккенст: Техника и развитие магнитной звукозаписи

Автор обсуждает непосредственную магнитную звукозапись. Исследует те ограничения, которые лента, головки и лентопротяжная мехнизм 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 конструкционные части, которые следует усовершенствовать в первую очередь. Заключительная часть занимается полуженем и перспективами отечественного (венгерского) производства магнитофонов.

Я. Катона: Измерение ёмкости 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_{00} — 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 — α 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. Ипюи: 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 изоляции 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 проводного 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 сипытанию 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, наименными в литературе. Излагает свои замечания на вышеуказанные и относительно их утонченность. 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 ирядами. Статья содержит диаграммы для определения компонентов и искажения. Автор выводит зависимость между заданными размерами бороздки, искажением, а также размером пластинки, 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 koaxialen 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 koaxialen 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 Fernsprechzentralen

In der Einleitung gibt der Artikel eine kurze Übersicht über die Entwicklung der Fernsprechzentralen. 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 aufgebaute 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 zeitigen eine entsprechende Forschungsgarde junger Ingenieure zur Verfügung steht.

L. Kozma: Das Miethaustelefon als eine Methode der Verrbilligung des Fernsprechdienstes

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_{00} der Sättigungsstrom des Kollektors, α_p der statische Stromverstärkungsfaktor und U_{00} 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 Schwindungszustand 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-Oszillortypen 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 800 Tage im Wasserbad gehalten und dann wurde die Änderung ihrer elektrischen Werte untersucht. Der Isolationswiderstand blieb im $M\Omega$ -km Grössenbereich, die 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. Kíss: 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-Verstärker der UKW-FM Empfänger, den mit Germaniumdioden funktionierenden Verhältnisdetektor, 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 thermischen 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 Steuergittersermittelter die gitteremissionkarakterisierende Kennwerte. Auch einige Messergebnisse werden als Beispiel mitgeteilt.

F. Takács: Folgeverzerrung bei Schallplattenwiedergabe

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 instaled 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.

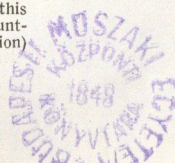
Z. Vajda: Temperature Stability of Transistor Amplifiers

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_g and base emitter voltage U_{eb} . Temperature dependence and straying of parameters. Methodes of stabilisation.

K. Ipolyi: PVC sheated cables with hydroscopically insulated enamelled wires*

* Continuation of the author's article published in the "Magyar Híradástechnika" No. 8/1957/42.

PVC sheated cables with cotopa cotton and paper cotton insulated enamelled leads were capt 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 $M\Omega$, km, the dielectric loss angle diminished than butless in the case of cables with unenamelled wires. PVC sheated cables with enamelled and hydroscopically 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. A 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. A 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 inverse de grille de commande en 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. A 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 électriquement

Pour mesurer la capacité et le constant de perte des condensateurs, c'est-à-dire pour faire leur triage en série 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 du transistors sont le courant de saturation du collecteur I_{co} , le facteur de l'amplification statique α_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 oscillateurs 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. Apres, leurs caractéristiques électriques étaient examinés.

La résistance d'isolation restait de l'ordre de $M\Omega \cdot km$, 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.

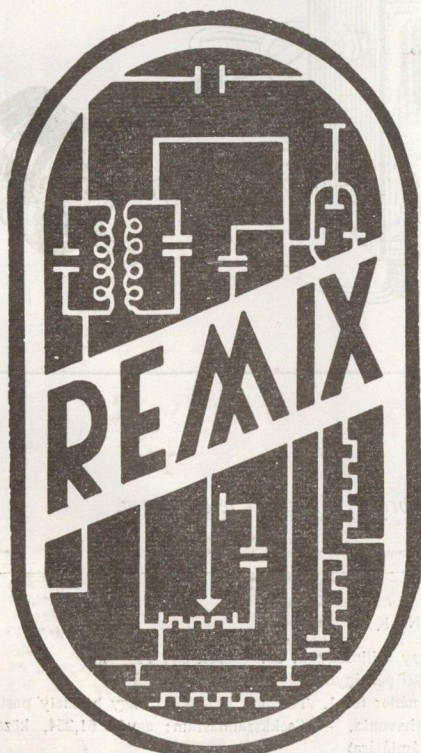
E. Kiss: Récepteurs radiophoniques modernes

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!



szubminiatűr kristályszenréteg ellenállás
nagyterhelhetőségű bórkarbon ellenállás
hidegzománc burkolatú huzalellenállás
miniatűr kapcsolós rétegpotencióméter
tranzistoráramköri rétegpotencióméter
nyomtatottáramköri beállítható rétegpotencióméter
tranzistoráramköri elektrolit kondenzátor
miniatűr fémezett papírkondenzátor
nyomtatottáramköri epoxy-gyantás kondenzátor
nyomtatottáramköri RC tagok
nyomtatottáramköri műanyagburkolatú
csillámkondenzátor

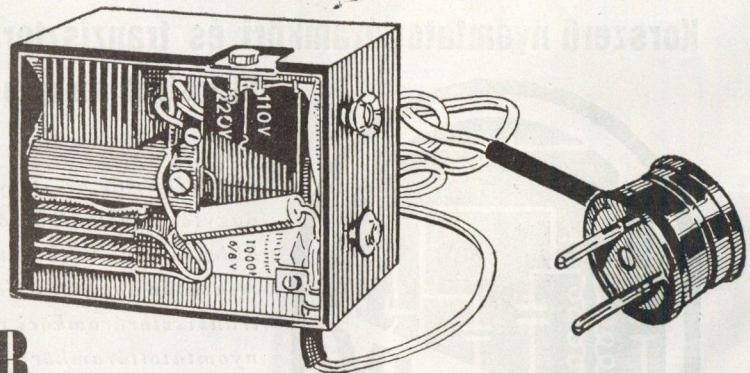
REMIX

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. — Csekkszám: egyéni 61,254, közületi 61,066

(vagy átutalás a MNB 47. 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

Tipus	$I_{el\acute{o}}$ min		$I_{z\acute{a}r\acute{o}max}$
	+1 V(mA)	-10V (μ A)	-50 V(μ A)

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

