

MAGYAR

# HIRADÁSTECHNIKA



# HIRADÁSTECHNIKA

A Magyar Mérnökök  
és Technikusok Szabad Szakszervezete  
Híradástechnikai  
Szakosztályának lapja

SZERKESZTŐK: GERŐ ISTVÁN, SALLÓ FERENC, VALKÓ IVÁN PÉTER

TÁVBESZÉLŐ \* RÁDIÓ \* TÁVÍRÓ

## Mérési módszerek egyenáramú sínáramkörök állandóinak meghatározására

PÓSA JENŐ

621.39.08

Az újabb rendszerű vasútbiztosítóberendezéseknek, valamint az önműködő térközbiztosítóberendezéseknek fontos szerkezeti eleme a szigeteltsín áramkör, vagy másnéven sínáramkör. A sínáramkörök különféle típusáról a Híradástechnika hasábjain már beszámoltunk. (1947. évfolyam 5. szám 73. oldal.) A következőkben néhány gyakorlati mérési módszerrel lesz szó, amelyekkel egyenáramú sínáramkörök két legfontosabb állandóját, a sínellenállást és a ballasztellenállást meghatározhatjuk. Az állandók közül a fontosabb és egyben a működés szempontjából a kritikusabb a ballasztellenállás. Míg ugyanis a sínellenállás az alkalmazott sínszélvények és sínkötés-áthidalók ismeretében számítással is meghatározható, és változása úgyszólván kizárólag csak a hőmérséklet függvénye, addig a ballasztellenállás, azaz a sínszalak közötti átvezetések eredő ellenállása, az al- és felépítmény kivételétől, a pályaviszonyoktól, ezenkívül pedig az időjárástól, csapadékviszonyoktól, szóval sok előre nem látható és számítással meg nem fogható tényezőtől is függ.

Addig amíg csak rövid sínáramkörökről van szó, ahol a ballasztellenállás és a sínellenállás értéke

nagyságrendekkel különböznek egymástól, az állandók két egyenáramú volt-ámpér méréssel határozhatók meg. (1. ábra.) A szigeteltsín végén alkalmazott jelfogót lekapcsoljuk és megmérjük a táplálási oldalon a sín kapocsfeszültségét és a sínbe folyó áramerősséget. A ballasztellenállás értéke az alábbi formulából számítható ki:

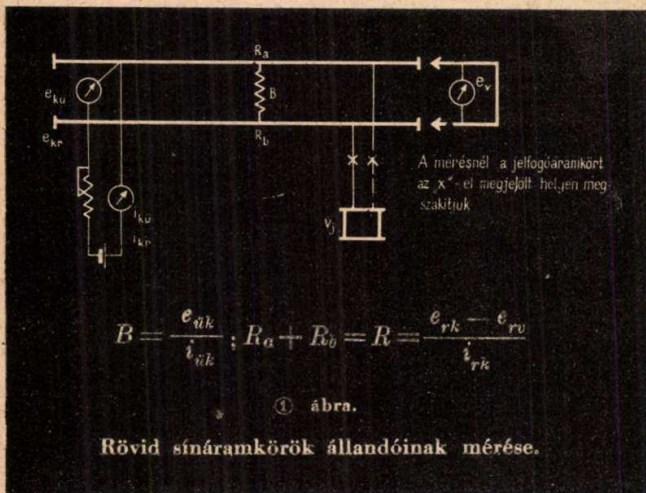
$$B = \frac{e_{ak}}{i_{ak}} \dots \dots \dots 1.$$

Most a sínáramkör végén rövidzárt alkalmazunk és ismét megmérjük a sín kapocsfeszültségét és a sínbe folyó áramerősséget. A sínellenállás értékét az  $e_{rk}/i_{rk}$  viszonyszám fogja adni, ezt azonban egészen rövid sínáramköröknél, ha a rövidzáró vezeték ellenállása nem elhanyagolható még korigálni kell. A korrekciót vagy úgy végezzük, hogy az áthidaló szerelvény ellenállását egyszerűsmerkorra megállapítjuk és értékét a kapott eredményből levonjuk, vagy pedig egy további kapocsfeszültség mérést végzünk a rövidzár helyén és a tényleges sínellenállás értékét az alábbi képletből számítjuk:

$$R = \frac{e_{rk} - e_{rv}}{i_{rk}} \dots \dots \dots 2.$$

A sínellenállás értéke azonban rövid sínáramköröknél legtöbbször nem fontos, így a korrekcióra sincs szükség. Ismételjük, hogy ezek a mérések csak akkor adnak használható eredményeket, ha a sínellenállás és ballasztellenállás értékei nagyságrendben is különböznek, azaz jókarban levő rövid sínáramköröknél. Ha a sínáramkörök hosszabbak, az állandókat a sínszakasz elején és végén végzett mérések eredményeiből számíthatjuk ki. Ennél a mérési módszerrel a jelfogót nem kapcsolják le az áramkörrel, így az áramkör a mérés tartama alatt üzemben marad.

A 2. ábrán felvázolt kapcsolásban  $e_k$  és  $i_k$  a sínszakasz kezdőpontján,  $e_v$  és  $i_v$  pedig a sínszakasz végpontján mérhető kapocsfeszültséget illetve áramerősséget jelentik. A felvett adatokból a sínellen-





állás illetve ballasztellenállás értékeit az alábbi ös függésekkel kapjuk:

$$R = \frac{e_k - e_v}{\frac{1}{2}(i_k - i_v)} \quad 3.$$

$$B = \frac{\frac{1}{2}(e_k - e_v)}{i_k - i_v} \quad 4.$$

A 2. ábrán a sínáramkör feszültségviszonyait is feltüntettük. Ezek a viszonyok azonban csak első megközelítésben helyesek. Tudjuk ugyanis, hogy homogén vezetékrendszerekben — és a hosszú sínáramköröket ilyeneknek kell tekinteni — a feszültségesés és áramerősségsökkenés az áramkör mentén nem lineáris, hanem léncgörbebefolyású. Mennél «hosszabb» a sínáramkör, azaz mennél inkább közeledik nagyságrendben B-értéke az R-hez, annál nagyobb lesz a fenti módszerrel végzett mérés hibája. A mért, illetve számított sínellenállási értékek kisebbek, a ballasztellenáll-

Az ilyen lánckapcsolásokra alkalmazhatjuk a négy-pólusok alábbi általános érvényű alapegyenleteit:

$$\bar{U}_k = \text{Cosh } g \bar{U}_v + \bar{Z} \text{ Sinh } g \bar{I}_v \quad 5.$$

$$\bar{I}_k = \frac{1}{\bar{Z}} \text{ Sinh } g \bar{U}_v + \text{Cosh } g \bar{I}_v \quad 6.$$

Ezekben az összefüggésekben  $\bar{U}_h$ , illetve  $\bar{U}_v$ , a vezeték elején és végén mért kapocsfeszültségek, az  $\bar{I}_k$ , illetve  $\bar{I}_v$ , a vezeték elején és végén mért áramok vektorai,  $\bar{Z}$ , a sínáramkör komplex hullámellenállásra,  $g$  pedig ugyancsak komplex átviteli tényezőt jelenti.

Itt nem levezetett, de a távbeszélőtechnikából ismeretes összefüggések szerint

$$g = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

$$\bar{Z} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Ahol R, L, G és C, a sínáramkör négy állandója, és pedig rendre az ohmos ellenállás, az önindukciótényező, a kapacitás és a levezetés. Utóbbi a ballasztellenállás reciproka értéke;  $\omega$  a körfrekvenciát jelenti.

Az itt tárgyalt egyenáramú sínáramköröknél, a körfrekvencia értéke zérus lévén, a  $g$  és  $\bar{Z}$  képletei az alábbi egyszerűbb alakot veszik fel:

$$g = \sqrt{R \cdot G} = \sqrt{\frac{R}{B}} \quad 7.$$

$$\bar{Z} = \sqrt{\frac{R}{G}} = \sqrt{R \cdot B} \quad 8.$$

Mivel a vektorok imaginárius komponense eltűnt, a  $g$  és  $\bar{Z}$  értékei skaláris mennyiségek, a továbbiakban ezért  $g$  helyett, a b-jelölést vezetjük be, és ez most egyúttal a sínáramkör csillapítását jelenti. Egyenáramú sínáramkörökről lévén szó, skaláris mennyiségekké alakulnak az  $\bar{U}$  és  $\bar{I}$  értékek is, melyek helyett most már beírhatjuk a sínáramkörökön egyenáramú műszerekkel mért feszültség- és áramerősség értékeit. Az 5., ill. 6. számú általános négy-pólusú-egyenletek tehát az alábbi alakot kapják:

$$e_k = \text{Cosh } b \cdot e_v + Z \cdot \text{Sinh } b \cdot i_v \quad 9.$$

$$i_k = \frac{1}{Z} \text{ Sinh } b \cdot e_v + \text{Cosh } b \cdot i_v \quad 10.$$

Az egyenletrendszerben  $e_k$ ,  $e_v$ ,  $i_k$ ,  $i_v$ , ismeretesek, illetve megmérhetőek, a Z és b-értékek kiszámíthatók. Elhagyva a részleteket, az alábbi összefüggéseket kapjuk.

$$\text{Cosh } b = \frac{e_k \cdot i_k + e_v \cdot i_v}{e_v \cdot i_k + e_k \cdot i_v} \quad 11.$$

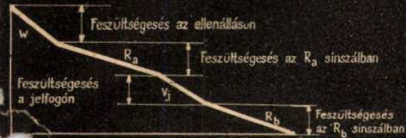
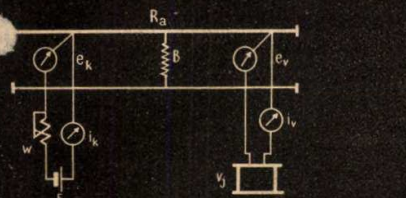
$$Z = \frac{e_k - \text{Cosh } b \cdot e_v}{\text{Sinh } b \cdot i_v} \quad 12.$$

A b- és Z-értékeket így kiszámítva, a valódi sínellenállás és ballasztellenállás értékei, az alábbi összefüggésekből számíthatók ki:

$$B = \frac{Z}{b} \quad 13.$$

$$R = b \cdot Z \quad 14.$$

Bár a fenti számítási móddal bármilyen egyenáramú sínáramkör állandóit is meghatározhatjuk, ez a módszer a gyakorlatban nem állja meg a helyét. A számítás mindenképp túl hosszadalmas. A mérési adatokból előbb a közbelső b- és Z-értékeket kell kiszámítani, hiperbola-függvény-táblázatot használni, és csak a második lépésben kapjuk meg a kívánt ered-

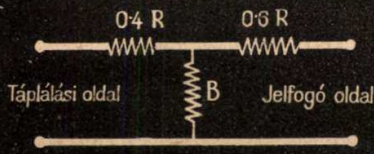


$$B = \frac{\frac{1}{2}(e_k - e_v)}{i_k - i_v}$$

$$R = \frac{e_k - e_v}{\frac{1}{2}(i_k + i_v)}$$

2. ábra.

Hosszabb sínáramkörök állandóinak mérése.



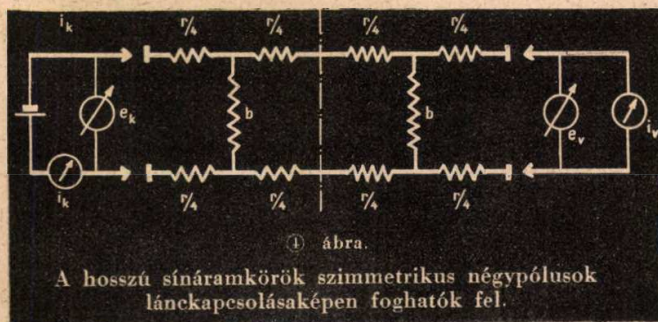
3. ábra.

Sínáramkör helyettesítő kapcsolás.

lásra kapott értékek pedig nagyobbak lesznek a valódi értékeknél.

A gyakorlatban ezért a leegyszerűsített számításoknál, a sínáramkört egy asszimmetrikus négy-pólusúval szokták helyettesíteni. Ezt a helyettesítőkapsolást a 3. ábrán láthatjuk. R, illetve B helyébe a valódi, tehát a tényleges sínellenállások értékei helyettesítendőek.

A valódi sínellenállás és ballasztellenállás meghatározását pontosan csak a négy-pólusok elméletének alkalmazásával oldhatjuk meg. Bizonyos egyszerűsítésekkel azonban itt is célszerű élnünk, ezek a mérés pontosságát nem befolyásolják lényegesen, ezzel szemben a számítás olyan rossz sínáramkörökre is kiterjeszhető, amelyek a gyakorlatban úgyszólván már nem is fordulnak elő. Ez az egyszerűsítés abból áll, hogy a sínáramkört homogénnek tekintjük. Ez a feltétel hosszú sínáramköröknél — (és az egész számítás ezek kedvéért kell végeznünk) — jó megközelítéssel helytálló. A sínáthidaló kötések szabályos, egyenlő távolságokban helyezkednek el, ellenállásaik is közel azonosak. Ilyenformán az egész hosszú sínáramkör kis, egymással egyenlő szimmetrikus négy-pólusok lánckapcsolásaként fogható fel. (4. ábra.)



4. ábra.

A hosszú sínáramkörök szimmetrikus négy-pólusok lánckapcsolásaként fogható fel.



ményt. A sínáramköröket fenntartó személyzetet, ilyen számításra nem lehet betanítani. De hibája ennek az exakt-módszernek az is, hogy a sínáramkör két végén (ezek egymástól 1—2 kilométerre is lehetnek) szimultán-leolvasásokat kellene végezni.

Az alábbiakban A. P. Boettcher nyomán, egy oly mérési és számítási módszert ismertetünk, amelyknél a műszerleolvasásokat csak a sínáramkör teleoldalán kell elvégeznünk. A mérés egyébként hasonlít ahhoz a mérési módszerhez, amellyel rövid távbeszélő-áramkörök állandóit szokás meghatározni.

Két mérést végzünk. Az első mérésnél a sínáramkör távoli végét elhanyagolható ellenállással rövidre zárjuk, a második mérésnél a sínáramkör távoli végét szigeteljük, tehát a jelfogót lekapcsoljuk.

Rövidzárnál a távoli vég kapocsfeszültsége zérus,  $e_v = 0$ : A 9. és 10. egyenletek ennek megfelelően a következő alakot veszik fel:

$$e_{kr} = Z \sinh b \cdot i_v \text{ illetve } \dots \dots \dots 15$$

$$i_{kr} = \cosh b \cdot i_v \dots \dots \dots 16$$

A 15-öt elosztva, a 16-al, a látszólagos sínellenállás érték

$$R_m = \frac{e_{kr}}{i_{kr}} = \frac{Z \cdot \sinh b}{\cosh b} = Z \tanh b \dots \dots \dots 17.$$

Szigetelésnél  $i_v = 0$  A 9. és 10. egyenletekből:

$$e_{kv} = \cosh b \cdot e_v \dots \dots \dots 18$$

$$i_{kv} = \frac{1}{Z} \cdot \sinh b \cdot e_v \dots \dots \dots 19.$$

A 18-at elosztva a 19-el, kapjuk a látszólagos ballasztellenállás értékét:

$$B_m = \frac{e_{kv}}{i_{kv}} = \frac{Z \cdot \cosh b}{\sinh b} = \frac{Z}{\tanh b} \dots \dots \dots 20.$$

A 17. sz. összefüggést, a 20. számúval osztva kapjuk:

$$\frac{R_m}{B_m} = \tanh^2 b \dots \dots \dots 21.$$

A 17. és 20. egyenletek jobb- és baloldalát összeszorozva és a 8. sz. egyenlet szerint

$$R_m \cdot B_m = Z^2 = R \cdot B \dots \dots \dots 22.$$

mindkét oldalt  $\frac{R}{B}$ -vel szorozva és az egyenletet R-re megoldva:

$$R^2 = \frac{R}{B} \cdot R_m B_m,$$

illetve

$$R = \sqrt{\frac{R}{B}} \sqrt{R_m B_m},$$

azaz

$$R = b \sqrt{R_m B_m} \dots \dots \dots 23.$$

A 21. sz. összefüggést átrendezve kapjuk:

$$B_m = \frac{R_m}{\tanh^2 b}$$

ezt behelyettesítve a 23. egyenletbe, a sínellenállás valódi értékére a következő összefüggést kapjuk:

$$R = b \sqrt{\frac{R_m^2}{\tanh^2 b}} = \frac{b}{\tanh b} R_m \dots \dots \dots 24.$$

A 22. sz. egyenletet a 24. sz. egyenletbe helyettesítve, a ballasztellenállás valódi értékét az alábbi kifejezésből számíthatjuk:

$$B = \frac{B_m}{\tanh b}.$$

Bár ezek az összefüggések jóval könnyebben kezelhetők, még nem egészen egyszerűek. A hiperbolafüggvények még nem tűntek el. A gyakorlati használat számára, további egyszerűsítéseket kell végeznünk

Jelöljük a  $f(b) = \frac{b}{\tanh b}$  függvény értékét C-vel.

Ekkor az R, illetve B értékeire nézve, az alábbi egyszerű kifejezéseket kapjuk:

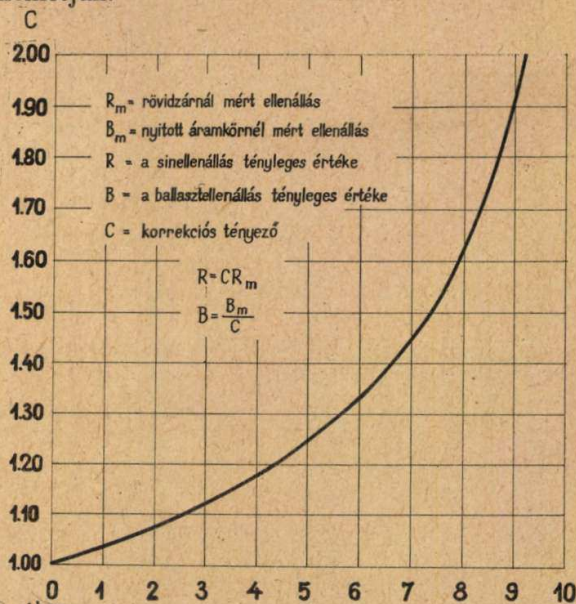
$$R = C \cdot R_m \text{ és } B = \frac{B_m}{C},$$

ahol  $C = \frac{b}{\tanh b}$   $\tanh b = \frac{R_m}{B_m}$

A  $C = f(b)$  illetve  $C = f\left(\frac{R_m}{B_m}\right)$  függvény értékét tehát mint egy korrekciós tényezőt kezelhetjük és értékeit különböző  $\frac{R_m}{B_m}$  viszonzyszámokra kiszámítva, grafikonokban ábrázolhatjuk, vagy táblázatot készíthetünk róla. Ilyen módon a valódi sínellenállás és ballasztellenállás értékét a gyakorlat számára teljesen kielégítő módon, logarléccel elvégezhető számítással megállapíthatjuk.

A mérés menete a következő: a sínáramkör teleptáplálási oldalán két ellenállásmérést végzünk: Az egyik méréssel a  $B_m$  üresjárásit, a másikkal az  $R_m$  rövidzárási ellenállást állapítjuk meg. A gyakorlat számára teljesen kielégítő értékeket kapunk, ha az ellenállásértékeket voltamper-módszerrel határozzuk meg. Az  $R_m/B_m$  viszonzyszámot kiszámítva, a korrekciós táblázatból, vagy grafikonból megkaphatjuk a «C»-értékeket. A sínellenállás és ballasztellenállás valódi értékeit, az  $R = C \cdot R_m$ , illetve a  $B = B_m/C$  összefüggésekből egyszerű szorzással, illetve osztással kaphatjuk meg. A számítás elvégzéséhez szükséges grafikont, az 5. sz. ábrán tüntetük fel, a táblázat viszont a fent közölt összefüggésekből elkészíthető.

Fentieket összefoglalva megállapíthatjuk, hogy rövid és jó egyenáramú sínáramkörök valóságos állandói, egyszerű villamos mérésekkel és számolási módszerekkel könnyűszerrel meghatározhatók. Hosszú, vagy erősen levezető sínáramkörök esetén, ezek az egyszerű mérési módszerek azonban nem adnak kielégítő eredményt. A mérési eredményeket azonban a számítási komplikációkat impliciten magukban foglaló táblázatok vagy grafikonok alkalmazásával úgy javíthatjuk, hogy a sínáramkörök legfontosabb állandóit, a sínellenállás és ballasztellenállás valóságos értékeit, a gyakorlat számára kielégítő pontossággal, egyszerű mérési és számolási módszerekkel is kiértékelhetjük.



5. ábra. A korrekciós tényező értékeinek grafikonja.  $R_m/B_m$



# Önkioltó és csöves kioltó műkapcsolások

TARI LÁSZLÓ

## ELECTRONIC AIDS TO ATOMIC PHYSICS

The article gives circuits for the quenching of Geiger-Müller counters. It deals with self quenching, and valve quenching circuits, (eg. Neher-Harper, Neher-Pickering, Getting), then goes on to the question of increasing the length of low frequency pulses, and the counting of pulses.

621.396.062

A Geiger-Müller számolócsövek helyes működéséhez szükséges, hogy miután az ionizáló részecske megindította az ionlavinát, a kisülés azonnal meg is szűnjék, hogy a számolócső ismét visszaálljon eredeti állapotába és a következő beeső részecske újból kiválthassa a jelenséget. Ahhoz tehát, hogy a feloldóképesség nagy legyen, gondoskodni kell a gyors kioltásról. Kövessük végig a számolócsőben lefolyó jelenséget. (1. ábra.) A cső két elektródjára, a fonalra és a hengerre kötjük a nagy feszültségű áramforrás két sarkát. Akkor feszültséget alkalmazunk, hogy a csőben önálló kisülés ne tudjon megindulni. Ha most egy ionizáló részecske éri a csövet, ütközés révén a belső gáztérben ionpárokat termel és így megindul a kisülés a csőben. A cső eleinte növekvő áramot vesz fel, tehát pozitív a karakterisztikája, később azonban állandósul az áramfelvétel. Így tehát semmi belső ok nem található, melynek révén a kisülés megszakadna. A kioltásról tehát külön kell gondoskodni. Egyszerű megoldás, amit eleinte alkalmaztak is, az önkioltás (self quenching). Ennek az a lényege, hogy az áramforrással és a számolócsővel sorbakötnek egy nagy ellenállást ( $10^9 \Omega$  nagyságrendben.) Ekkor a jelenség lefolyása megváltozik: az ionlavina megindulásakor, tehát amikor a számolócső hirtelen vezetni kezd és bizonyos nagyságú áramot vesz fel, az áram a soros nagy ellenálláson akkora feszültségesést létesít, hogy a számolócső karakterisztikájából ismert küszöbfeszültség alá esik a cső feszültsége, a kisülés tehát megszűnik és visszaáll az eredeti állapot. Az ellenállás sarkairól vehető le tehát a lökés, melynek az időtartama mikroszekundum nagyságrendű.

Bármilyen jónak is látszik ez a megoldás, a gyakorlatban újabb módszereket kellett kidolgozni, melyek elkerülhetővé teszik az ilyen nagy ellenállásoknak a használatát. Az ilyen nagy ohmos ellenállások mindig nagyon kényesek, még a környezet relatív nedvességtartalmára is érzékenyek. Ha rossz minőségű az ellenállás, megbízhatatlan a kioltási idő, de ha jó minőségű is maga az ellenállás, nehéz a jó szigetelésről gondoskodni. Ezek a komoly és nagy nehézségek készítették a kutatókat a különféle kioltó műkapcsolások kidolgozására. Ezek közül a legelterjedtebbek a Neher-Harper, a Neher-Pickering és egyéb ezek módosításából kialakított kapcsolások is. E kapcsolások közös jellemzője, hogy a kioltás gyorsításához elektroncsöveket alkalmaznak, és az elektroncső veszi át a nagyohmikus kioltó ellenállás szerepét.

Vegyük sorra ezeket a kapcsolásokat. Az eredeti vagy mondhatnánk őskapcsolás a Neher-Harper kioltókör volt, a többi ennek bizonyos fokig csak módosítása.

A Neher-Harper kapcsolatban a kioltócsövet megfelelő előkészfeszültséggel lezárjuk, illetve a cső-karakterisztika alsó könyökében alkalmas munkapontra állítjuk be úgy, hogy gyakorlatilag az  $1-5 M\Omega$ -os anódeellenálláson keresztül néhány mikroampernél nagyobb áram ne folyhassék. A csőnek nagy rácslevezető ellenállást adunk, a számolócső geometriai méreteitől függően ( $5-50 M\Omega$ ). Magát a számolócsövet a kioltócső anódjára és rácsára kapcsoljuk. Kioltócsőnek igen alkalmasak a nagy belső ellenállású pentódák.

A kapcsolat működése a következő: az ionlavina megindulásával a kioltócső rácsa hirtelen pozitív lökést kap, tehát az eddig közel lezárt csővön át lökészerűen nagy áram igyekszik átfolyni. Ennek azonban az az eredménye, hogy a viszonylag nagy ( $1-5 M\Omega$ -os) anódköri munkaellenálláson hirtelen igen nagy feszültségesés lép fel, így a számolócső feszültsége a küszöb-feszültség alá esik és igen gyorsan kiolt. Ekkor az eredeti állapot áll vissza, a cső lezár és a számolócsővön ismét megjelenik a működtetéshez szükséges feszültség.

Ennek a kapcsolatnak óriási előnye, hogy igen nagy mértékben meggyorsítja a kioltási időt és percenként többszáz-ezer lökés is számolható segítségével. Tagadhatatlan hátrány, hogy még mindig meglehetősen nagy rácsellenállást kell használni és pedig nagyobb geometriai méretű számolócsöveknél kisebbeket, míg kisebb méretűknél nagyobbakat (egészen  $50 M\Omega$ -ig). Másik hátrány, hogy a számolócsőnek mind a hengere, mind a fonala változó feszültségen van, mindkettő tehát érzékeny a zavarokra. További hátrány, hogy a kioltócsővön a teljes nagyfeszültség rajta van, tehát nemcsak külső szigetelési problémák merülnek fel, hanem megfelelő csőtípust kell alkalmazni, amelyek üzemszerűen el tudja viselni ezt a nagy feszültséget.

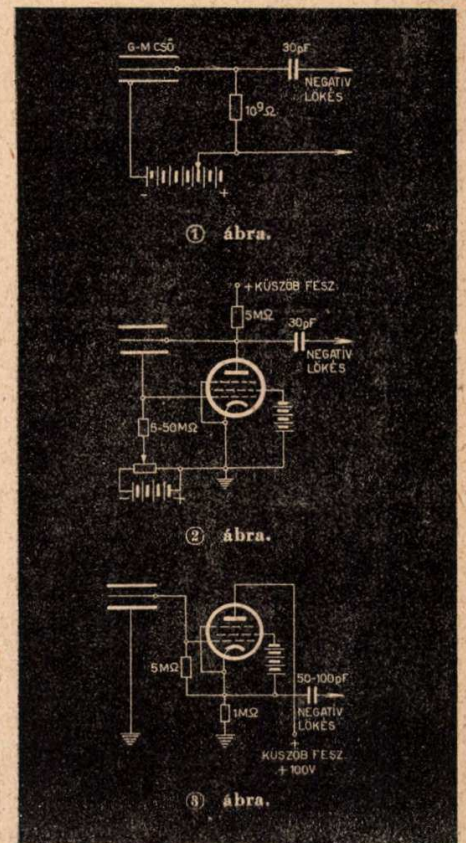
Ezeket a hátrányokat a Neher-Pickering-féle kapcsolat (3. ábra) igyekszik kiküszöbölni. Ennél a megoldásnál a számolócsőnek éppen az érzékenyebb, külső hengerelektrodája van földelve, míg a fonala a kioltócső rácsára van kötve. A rácslevezető ellenállás cc.  $5 M\Omega$  és a katódhoz csatlakozik. Maga a katód  $1 M\Omega$ -on keresztül földelődik. A cső anódkörében nincs ellenállás, az anódra közvetlenül adjuk a szükséges nagyfeszültséget. Nyugalmi állapotban a kioltócsővön keresztül cc.  $1 \text{ mA}$  anóráramot enged az  $1 M\Omega$ -os katód-

ellenállás. Ha azonban megindul az ionlavina, a rács az eddigi  $0.5 \text{ V}$  előfeszültséghez képest hirtelen nagy negatív lökést kap, mire a kioltócső lezár, az  $1 M\Omega$ -os katódeellenállásról eltűnik a feszültség, így megszűnik a számolócsőben a kisülés fenntartásához szükséges feszültség is, bekövetkezik a kioltás. Ezután ismét az eredeti helyzet áll be, vagyis nulla előfeszültség mellett a katódeellenálláson átfolyó áram által létesített feszültségesés megjelenik a számolócsővön.

E kapcsolat kétségtelen előnye, hogy a számolócső külső elektródája földelt, továbbá, hogy a kioltócsővön sincs állandóan rajt a nagyfeszültség. Hátrányára kell azonban inni, hogy a kioltási ideje lassúbb, nagyfeszültségre szigetelt fűtésről kell gondoskodni, valamint hogy a nagyfeszültségű anódpótlót állandóan terheli cc.  $1 \text{ mA}$ -rel.

A sok lehetséges kioltókapcsolás közül érdemes még kiemelni a Getting-féle műkapcsolást (4. ábra), melynek érdekessége, hogy nem az eddig ismertetett elvek alapján végzi a kioltást, hanem egy kétfokozatú multivibrátor segítségével.

E kapcsolatnál a számolócső hengere a nagyfeszültségű áramforrás negatív felével van közvetlenül összekötve, míg





R. C. Walker

**ELECTRONIC EQUIPMENT AND ACCESSORIES**

London, George Newnes

A két év alatt két kiadást megért könyv szerzője elsősorban a gyakorlati mérnököknek és a tárgy iránt érdeklődőknek, nem pedig a tervezőknek szánja művét. Csak elemi alapismereteket követel olvasóitól. Célja, hogy az iparban egyre nagyobb jelentőségre jutó elektroncsövek felhasználási területeit ismertesse a csövekkel működtetett vezérlőberendezésekkel együtt. A csövek kimondott híradástechnikai felhasználásával nem foglalkozik, a könyv számos fejezete azonban a híradástechnikus számára is igen tanulságos és jól felhasználható.

A csövek rövid általános elmélete után — I. fejezet — a II. fejezetben erősítőkkel foglalkozik, különös tekintettel a váltóárammal táplált (anód-pótló nélküli) jelfogót (relay) működtető berendezésekre. A III. fejezetben különböző mérőműszerekről és mérési módszerekről olvashatunk. Felsorolást nyer: különféle csővoltmérő, frekvenciámérés, feszültség szabályozás, koincidienciamérés, nagyellenállásmérés, elektrométer-trióda, elektromos mikrométer, viszkoziméter. A IV. és V. fejezet a gyakorlati alkalmazási lehetőségek sokfélesége és jelentősége folytán egyre fokozódó fontosságú gáztöltésű rácsvézérelt csövekkel (Thyratron) foglalkozik. Elméleti áttekintés után a gyakorlati alkalmazási területekre találhatunk számos példát: Thyratron mint jelfogó, vezérlés fázis eltolással, sebesség szinkronizálás, négyoszóghullámgenerátor, egyenáramból forgó alkatrészek nélkül háromfázisú váltóáramot termelő áramátalakító, távolbalátókészülék fűrészszegekeltő berendezése, impulzusszámláló, állandó áram, illetve feszültséggenerátor, ponthegyszóvezerlés, időkésképző kapcsoló, stroboszkóp; motorvezérlés. A VI. és VII. fejezetben a fényérzékeny berendezések három alapvető típusának az ismertetése után gyakorlati példákra kerül a sor: bemutatja mindenekelőtt az elektronsokszorozó csőtípusokat. Megvilágításmérés, hullámformák hű leképzése, galvanométerjelfogó, tárgya a fejezetnek. Rövid betekintést nyerve a fényezőző elméletébe, a VIII. fejezetben a fényforrások kerülnek sorra, különös tekintettel az infravörös sugarak keltésére. A IX. és X. fejezetben a katód-sugárcsővekre és a velük elvégezhető mérésekre találunk számos adatot. Frekvencia-, fázismérés, különböző fűrészszegek (kipp) keltő kapcsolások, — kör, elliptikus kipp, — két jelenség egyidejű vizsgálata kétsugaras oszcillográffal, hangerősítők, vedőkészülékek vizsgálata és hangolása, modulációmérés, csőkarakterisztikafelvétel, nyomásdiagramm, illetve hiszterizisgörbe készítés. A XI. fejezet feszültségstabilizáló berendezéseket ismerteti. A XII. fejezetben a szerző kapcsolástechnikai fogásokat mutat be, különböző kapcsoló- és

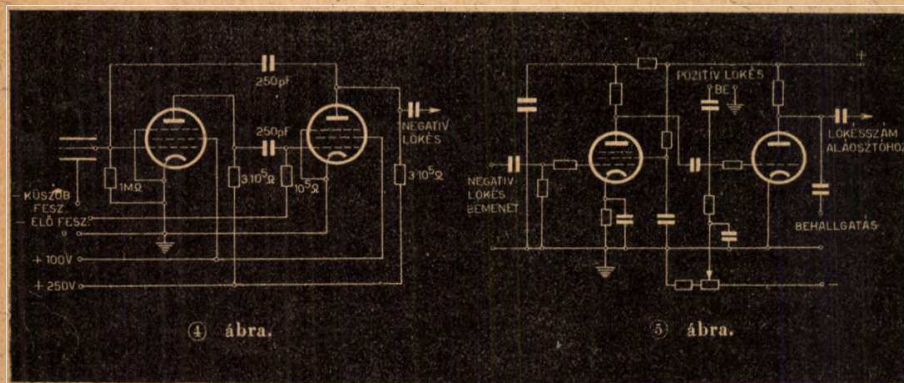
Folytatás a 38. oldalon.

az áramforrás pozitív végét földeljük. A másik elektroda egy pentoda rácására csatlakozik, melynek  $1 M\Omega$ -os levezető ellenállása a katódhoz és földhöz van kötve. A cső anódelállásáról csatoló blokkon keresztül a következő cső erősen negatívba feszített rácására csatlakozunk, míg ezen cső anódelállásáról egy blokkon keresztül visszacsatolunk az első cső rácására. A lökéseket akár az első, akár a második cső anódjáról csatolhatjuk ki. Ez a kétesőves rendszer tehát a multivibrátorok egy speciális faja; amelyről a további fejezetben még bőven lesz szó.

A kapcsolás működése most már a következő: Ha a számolócsőben megindult az ionlavina, az első cső rácása nagy negatív lökést kap. Ennek hatására az első cső lezár, anódfeszültsége felugrik és így a második cső rácása nagy pozitív lökést kap, a cső vezetni kezd, anódfeszültsége leesik és innen egy negatív impulzust nyerünk. Ezt a negatív impulzust kicsatolhatjuk, a lökésregisztráló berendezés felé, más-

kell alkalmazni, mely az egyes lökések időtartalmát megnöveli ezred mp. nagyságrendűvé. Másrészt a különféle kioltó-csővek alkalmazásával a nyert lökések vagy pozitívok, vagy negatívok, a számolóberendezést alkalmassá kell tenni arra, hogy kétféle becsatlakozási lehetőség álljon rendelkezésünkre, akár pozitív, akár negatív lökéseket akarunk számlálni. E feladatok elvégzésére kétfokozatú ellenállás csatolású erősítőt használunk (5. ábra), ahol a szükséges időállandókat könnyen tudjuk biztosítani.

Az első cső igen kicsiny előfeszültséggel dolgozik (0.5—1.0 V), ennek megfelelően nagy segédrcs ellenállást alkalmazunk, viszonylag nagy anódelállással. A bejövő negatív lökésre a cső lezár, az anódkörben tehát nagy pozitív lökést nyerünk. A második cső pozitív lökésekre dolgozik, tehát nagy negatív feszültséggel kell lezárni, úgy, hogy nyugalmi helyzetben anódaáram egyáltalán ne folyhassék. Így a negatív löké-



részt visszavezetjük a számolócsőre is. Ez a visszajuttatott negatív lökés a számolócső feszültségét a külsőfeszültség alá löki, tehát a kisülés megszakad és visszaáll az eredeti állapot.

Ennek a szellemes módszernek az előnyei közé kell sorolni, hogy a legnagyobb alkalmazott ellenállás  $1 M\Omega$  csupán, a számolócső külső elektródája érzéketlen, valamint az, hogy akár pozitív, akár negatív lökést nyerünk a kapcsolásból. Ha ugyanis a regisztráló berendezésre az első csőről csatlakozunk, pozitív lökést kapunk. A lökés nagysága kényelmesen szabályozható, ha munkaellenállásnak potenciómétert használunk. Igen nagy hátránya azonban a kapcsolásnak, hogy a számolócsőben az állandó kisülést a multivibrátor megfelelően választott csatoló elemeivel kell megakadályozni.

Ruark módosítása szerint a kicsatoló kondenzátor értéke nem kritikus, ha az első csőről csatolunk ki, viszont fontos, hogy az első és második rácskör időállandója egyforma legyen.

**3. A lökések számlálása.**

Tudjuk az előzőkből, hogy a számolócső után, akár önkilóttós, akár műkapcsolásos kioltókörös is, 100 volt nagyságrendű lökésekkel számolhatunk. Mivel azonban ezeknek a lökéseknek roppant rövid az időtartalma, a regisztrálás és leszámolás biztosítása céljából olyan közbülső erősítő fokozatot

sekre ez a fokozat teljesen érzéketlen, míg a pozitív lökéseket átviszi. Mivel a bemenő pozitív lökések oly nagyok, hogy minden alkalommal a csövet túlvezérlik, azt érzük el, hogy a lökések nagyság szerint mind egyformák lesznek és így a továbbiakban jól meghatározott, állandó nagyságú negatív lökésekkel kell számolnunk. A második csövet célszerű triódának, kis belsőellenállásúnak választani, aránylag kis munkaellenállással, hogy fejhallgatóval belépve az anódkörbe, a fejhallgató ne jelentősen számottevő terhelést és ne kellenjen a behallgatás következtében megváltoztatni a további fokozatok erősítését.

Amennyiben kis számolási sebességgel dolgozunk, tehát gyenge preparátumokat, vagy nagyobb távolságokban elhelyezett erős preparátumokat vizsgálunk, a most tárgyalt erősítőfokozat már alkalmas a mechanikus számoló berendezést működtető multivibrátor fokozat meghajtására. Ha azonban igen nagy a percenkénti lökesszám, a mechanikus számológ már nem tudja követni ezt a nagy sebességet, ezért újabb műkapcsolásokat kell alkalmazni a lökesszám leosztására. Ez a lökesszám alóosztó berendezés is multivibrátor, mivel pedig ezek a multivibrátorok újabban igen gyakorta alkalmazottak, érdemes velük kicsit bővebben foglalkozni.

IRODALOM: Phys. Rev. 53. 103. 1938.  
Phys. Rev. 53. 316. 1938.



# MIKROHULLÁMÚ ANTENNÁK

ISTVÁNFFY EDVIN

621.396.67

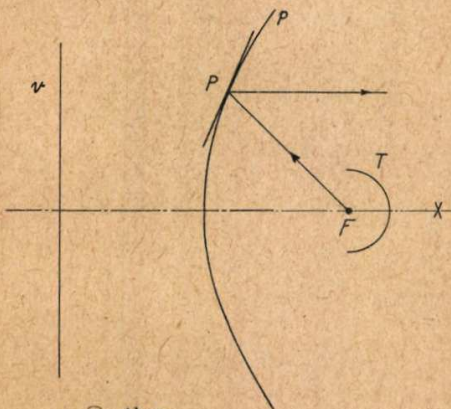
A mikrohullámok legfontosabb alkalmazási területein, tehát a radar-készülékeknél és a sokcsatornás összeköttetésekhez a kisugárzott energia minél nagyobb részét a céltárgyra ill. a vevőantennára kell juttatni, ami igen éles irányítású antennák alkalmazását teszi szükségessé. A hatótávolság növelésének leghatásosabb eszköze az antenna minél élesebb irányítása és a radar-készülékeknél ezenfelül az oldal és a magasság mérésnél elérhető feloldás is annál nagyobb minél keskenyebb sugárnyalában sikerül az energiát kisugározni.

Az antennával elérhető irányító hatás annál jobb, minél nagyobbak az antenna felületének méretei a hullámhosszhoz képest és ezért a mikrohullámok alkalmazása már aránylag kis méretű antennákkal igen éles irányítást tesz lehetővé.

Radar-készülékeknél az éles irányítású adóantenna lehetővé teszi, hogy egyszerre csak egy céltárgyat «világítsunk» meg, a vevőantenna pedig, hogy egyszerre csak egy céltárgyat lássunk vele. Az adó és vevő antenna — mely többnyire azonos — együttes irányító hatása lényegesen fokozza az eredő irányélességet.

Az energiát tápvonallal vezetjük az antennába, mely azt a térbe a szükséges módon kisugározza. Ezért az antenna mint egy transzformátor fogható fel, mely bemenő kapcsain felveszi a tápvonalból az energiát és azt haladó elektromágneses hullámokká alakítja át.

Mikrohullámoknál az irányításra leggyakrabban használt módszer — hasonlóan a fénytani eszközökhöz — parabola vagy paraboloid reflektor ill. tükör alkalmazása, melynek előnye, hogy pontszerű, ill. vonalszerű gerjesztéssel a tükör nyílásában azonos fázisú felületet lehet létrehozni. Az 1. ábrán feltüntettük a  $p$  parabolát, melyet az  $F$  gyújtópontban gerjesztünk. A parabolának két jellemző mértani tulajdonsága fontos számunkra. 1. Bármely



1. ábra.

pontjának távolsága a  $v$  vezérvonaltól egyenlő a gyújtóponttól mért távolsággal. 2. Bármely  $P$  pontjához húzott érintő azonos szöveget zár be a parabola pontját a gyújtóponttal összekötő vonallal és az  $X$  tengellyel párhuzamos vonallal. Tehát a parabola nyílását képező sík felületnek minden pontjára jutó sugárzás a gyújtóponttól azonos hosszúságú úton jut a felületig, és így a nyílás felületének minden pontja azonos fázisban fog rezegni. Ezen azonos fázisú felületnek a hullámhosszban mért méretei szabják meg az antenna irányélességét. Paraboloid antennát kapunk ha az 1. ábra szerinti parabolát az  $X$  tengely körül forgatva forgásfelületet képezünk.

Ha a gyújtópontban lévő sugárzó a tér minden irányában sugárzik, akkor a tükör a sugárzásnak csak azon részét hasznosítja, melyet felületével felfog. A többi sugárzás hasznosítására a sugárzó mögött kb.  $1/4$  hullám távolságra kis  $T$  tükröt vagy visszaverő dipólust helyeznek el, vagy olyan sugárzót alkalmaznak, mely csak a tükör felé sugárzik.

Az antennák irányítására vonatkozó kívánalmakat és a kapcsolatos fogalmakat a következőkben foglaljuk össze.

$$1. \text{ A nyereség: } G = P/P_0 \quad (1)$$

ahol  $P$  a felület egységen áthaladó energia az antenna főirányában,  $D$  távolságban az antennától és  $P_0$  a felület egységen áthaladó energia ugyanolyan távolságban olyan fiktív antenna esetén, mely a tér minden irányában egyenletesen sugároz és melybe ugyanannyi energiát vezetünk.

Ha a nyílás felületén a rezgés azonos fázisú és közel egyenlő amplitudójú akkor a nyereség és a nyílásfelület között minden antennára érvényes alábbi összefüggés írható fel:

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (2)$$

ahol  $A$  a nyílás hatásos felülete,  $\lambda$  a hullámhossz; mindkettő azonos mértékegységben mérve. A nyílás hatásos felülete különböző okokból kisebb a tényleges felületnél ( $S$ ). Ezt egy  $\eta$  tényezővel juttatjuk kifejezésre:

$$A = \eta S \quad (3)$$

Mikrohullámú antennáknál  $\eta$  értéke 0,4 és 0,7 között szokott lenni.

2. A sugárnyaláb élesség alatti értjük azon két irány által bezárt szöveget, melyeknél az energia sűrűség a főirányhoz képest a felére csökken, vagyis a térerősség a főirányban mért térerősségnek 0,707 részére csökken. Radar-antennáknál gyakran alkalmaznak különböző irányélességet vízszintes és függőleges irányban, ezért az irányélességet mindkét irányban külön szokták megadni. A sugárnyaláb élessége ideális négyszögletes antennánál..

$$\alpha_{P/2} = 51^\circ \frac{\lambda}{a} \quad (4)$$

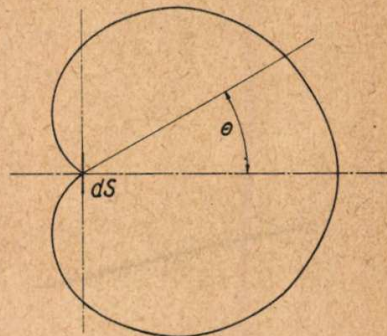
ahol  $a$  a nyílás mérete vízszintes, ill. függőleges irányban. Mint később rá-  
térünk, az amplitudót nem célszerű a nyílás felületén állandó értéken tartani, ami kissé rontja az irányélességet. Ezért a legtöbb mikrohullámú antennánál kerek vagy elliptikus nyílással:

$$\alpha_{P/2} = 65^\circ \frac{\lambda}{a} \quad (5)$$

érték körül szokott lenni.

### 3. Mellékhurkok.

Valamely folytonos sugárzó felület irányjelleggörbéjének számításához a felületet Huygens féle felület elemekre szokták bontani és a teljes sugárzást az ilyen elemeknek a teljes felületre történt integrálásával számítják ki. A számítás ilyen módja lehetővé teszi az egyes felület elemek amplitudó és fázis különbségeinek figyelembevételét az eredő irányjelleggörbére.



2. ábra. Huygens féle felületelem sugárzása.

A parabola nyílásában lévő haladó sugárzó mező egy  $dS$  felületeleme (Huygens féle felületelem) felfogható mint önálló sugárzó, melynek irányjelleggörbéje a 2. ábra szerint térbeli kardioid. A térerősség amplitudója a polarizáció irányától függetlenül a főiránytól bármely irányban  $\Theta$  szög alatt:

$$|E| = \frac{E_0 dS}{2\lambda D} (1 + \cos \Theta) \quad (6)$$

ahol  $E_0$  a térerősség a felületelemen,  $D$  a távolság és  $\Theta$  a sugárzás haladási irányával bezárt szög.

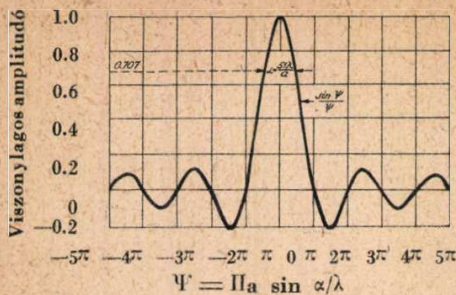
Ha egy ideális négyszögletes tükörnyílást veszünk, melynek minden pontja azonos fázisban és azonos amplitudóval rezeg és melynek két mérete  $a$  és  $b$ ; akkor az integrálás egyszerű eredményre vezet. Ha az irányjelleggörbét a felület  $a$  irányban  $F(\alpha)$ -val,  $b$  irányban  $F(\beta)$ -val jelöljük, ahol  $\alpha$  és  $\beta$  a főiránytól mért szögek, akkor felírható:

$$F(\alpha) = a \frac{\sin \psi}{\psi}; \text{ ahol } \psi = \frac{\pi a \sin \alpha}{\lambda} \quad (7)$$

$$F(\beta) = b \frac{\sin \psi'}{\psi'}; \text{ ahol } \psi' = \frac{\pi b \sin \beta}{\lambda} \quad (8)$$

Az irányjelleggörbét ideális antennára a  $\sin \psi/\psi$  törvény szabja meg. Ezen — az

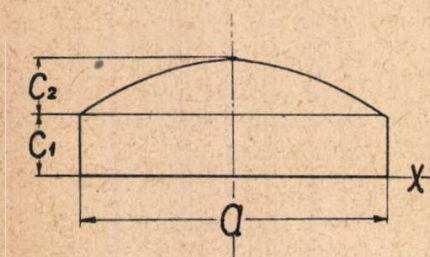




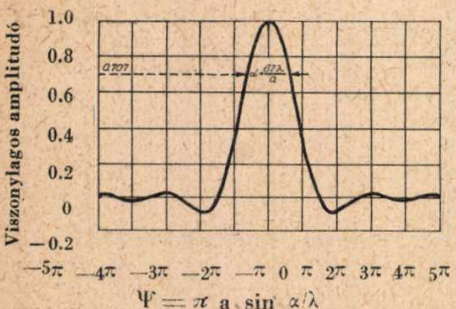
3. ábra. Ideális négszögletes antenna irányjelleggörbéje.

antenna elméletben egyik legfontosabb összefüggést — a 3. ábra mutatja. Bár ideális antennára vonatkozik, a mellékurkok túlságosan nagyok, ami sem-

$$F(\alpha) = a C_1 \frac{\sin \psi}{\psi} + a \frac{C_2}{2} \left[ \frac{\sin(\psi + \frac{\pi}{2})}{\psi + \frac{\pi}{2}} + \frac{\sin(\psi - \frac{\pi}{2})}{\psi - \frac{\pi}{2}} \right] \quad (10)$$



4. ábra.



5. ábra. Irányjelleggörbe cosinus törvényű amplitudó elosztás esetén.

Ha  $C_1 = 0$  és  $C_2 = 1$  vesszük, tehát egyszerű cosinus törvény szerinti az amplitudó elosztása, akkor a (10) képlettel az 5. ábra szerinti irányjelleggörbét kapjuk. Az ábrán látható, hogy a mellékurkok lényegesen kisebbek, mint állandó amplitudó esetén volt, de a főhurok irányélessége kissé túl széles lett. Ha utóbbi nem kívánatos, akkor inkább pl.  $C_1 = 1/3$ ;  $C_2 = 2/3$  körüli értékeket szokták választani ami jó kompromisszumot eredményez; még lényegesen elnyomja a mellékurkokat, de az irányélesség kevésbé romlik le.

Az amplitudó korrekció kis mértékben már azáltal is bekövetkezik, hogy a parabola a közepére jutó sugárnyalábot kevésbé szórja szét, mint a széleire jutót. Ez azonban nem elégséges, hanem gondoskodni kell arról, hogy a gyújtópontban lévő sugárzó irányjelleggörbéje olyan legyen, hogy a parabola közepére erősebben sugározzon, mint a szélére.

A sugárnyaláb élességre megadott (4) képlet a (7)-ből számítható. Ugyanis, minthogy a félenergiának megfelelő

miképpen sem ideális, sőt radar-antennáknál, különösen PPI kép esetén csökkentésükre feltétlenül szükség van, mert egyébként a mellékurkok irányából zavaró visszaverődések lépnek fel. A mellékurkok lényeges csökkentése azáltal érhető el ha a nyílás felületén az amplitudó nem állandó, hanem középen nagyobb és a nyílás széle felé csökkenő értékű. Válasszunk cosinus törvényű amplitudó eloszlást. Legyen az amplitudó:

$$C = C_1 + C_2 \cos \frac{\pi x}{a} \quad (9)$$

tehát a 4. ábra szerinti, akkor az irányjelleggörbe a következő lesz:

szög alatt a térerősség 0.707 része a főiránybelinek, tehát:

$$\frac{\sin \psi}{\psi} = 0,707;$$

$$\text{ebből } \psi = 0,443 \pi = \frac{\pi a \sin \alpha}{\lambda}$$

vagyis  $\sin \alpha = 0,443$

$\lambda/a$ ; továbbá minthogy mikrohullámú antennáknál éles irányítás szokott lenni és így  $\sin \alpha = \alpha$  vehető, 0,447 radian egyenlő  $25^\circ 30'$  aminek a kétszerese az irányélesség szorzószáma, vagyis a (4) képletben szereplő  $51^\circ$ .

Arra vonatkozólag, hogy milyen esetben előnyösebb paraboloid vagy hengerparabola antennát alkalmazni a következő irányelvek vannak. Paraboloid tükör villamosan egyszerűbb, mert csak egy pontban kell gerjeszteni; kisebb súlyú és az előírt polarizációval jobb irányjelleggörbét eredményez, továbbá kúpos letapogatáshoz alkalmas. Hengerparabola tükörök mechanikailag egyszerűbbek és különösen alkalmasak olyan esetekben, amikor a vízszintes és függőleges síkban lényegesen különböző irányjelleggörbére van szükség.

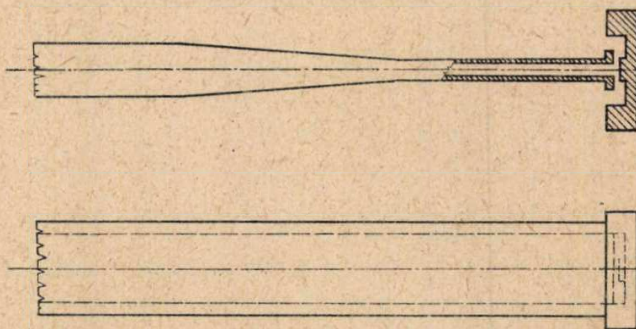
Kedvező méretarányok elérése céljából a parabola gyújtótávolságát a nyílás méretének 25–60%-ára szokták választani.

#### Paraboloid tükör táplálása.

Paraboloidnál pontszerű sugárzó alkalmazása kívánatos, ami biztosítja az állandó fázisú felület létrehozását a tükör nyílásában. Ha a sugárzó méretei nem nagyon kicsinyek, akkor ezáltal fázistorzítások következhetnek be, ami a mellékurkok megnövekedését okozza. Ezen segíteni lehet a tükörfelület megfelelő torzításával, amit kísérletileg szoktak megállapítani.

A tükörrre irányított sugárzó irányjelleggörbéje olyan legyen, hogy leg-erősebben a tükör közepére sugározzon és a tükör széléig a sugárzás intenzitása kb.  $1/3$ -ára csökkenjen (8–10

db. csökkenés). Más irányokban ne legyen számbajövő sugárzás. Koncentrikus tápvonal esetén dipólussal szokták a tükröt gerjeszteni és a kívánt iránykarakterisztikát megfelelő reflektor alkalmazásával érik el. A mikrohullámoknál azonban sokkal gyakoribb a csőtápvonal, ill. érnélküli kábel alkalmazása (főleg 10 cm. hullámhossz alatt). A csőtápvonal sugárzó nyílásának megfelelő kialakításával el lehet érni a kívánt irányjelleggörbét. A tükör nyílása elé vezetett csőtápvonal a sugárzást részben elárnyékolja és rontja az irányjelleggörbét. Ennek elkerülésére többnyire a parabola csúcsán át, hátulról vezetik át a tápvonalat és a nyílásával szemben egy megfelelő visszaverő felületet alkalmaznak a 6. ábra szerint, mely a Cutler-féle megoldást mutatja. Más módszer az árnyékoló hatás csökkentésére az, hogy a paraboloidnak csak a csúcsa fölötti részét használják fel úgy, hogy a tápvonal ne essen bele a sugárnyaláb útjába.

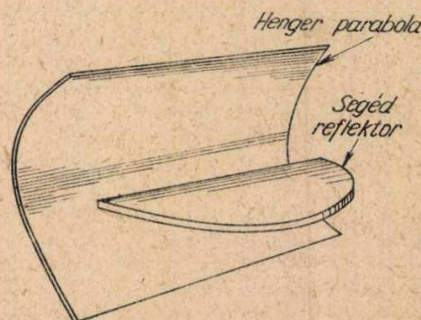


6. ábra. Hátulról táplált paraboloid Cutler-féle sugárzója.

#### Hengerparabola táplálása.

Hengerparabola tükröt a gyújtóvonalában kell egyenletesen megvilágítani. Ez történhet pl. a gyújtóvonalban elhelyezett, fázisban gerjesztett dipólussal. Ez a módszer azonban mikrohullámoknál nem célszerű, ezért egy pontos sugárzó sugárzását egy segédreflektortal szokták vonalsugárzóvá átalakítani. Segédreflektornak szintén hengerparabolát szoktak alkalmazni, mely két egymáshoz közel elhelyezett párhuzamos sík lemezzel van határolva és melynek résszerű nyílása a főtükörnek a gyújtóvonalában van. (Lásd a 7. ábrát.)

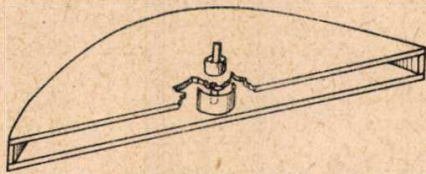
A segédreflektor azonban egyben mint tápvonal is szerepel és így az átvihető rezgésfajtákra bizonyos korlátozások vannak. Aszerint, hogy a kisugárzott hullám elektromos polarizációja a



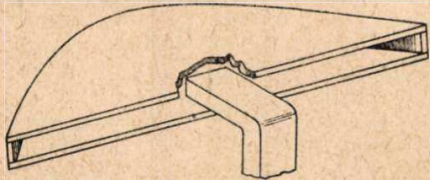
7. ábra. Hengerparabola táplálása segédreflektortal.



gyújtóvonalra merőleges vagy a gyújtóvonal irányában van, kétféle rezgésfajta átvitele jöhet szóba, a TEM és a  $TE_{0,1}$ . TEM rezgés esetén az elektromos mező merőleges a segédparabola határoló lapjaira, tehát a résre; a mágneses vektor pedig párhuzamos a nyílás hosszú élével, tehát a határoló lapokkal. Ezen rezgés megfelel a rendszer szabadtéri terjedésnek, ill. egy abból kivágott keskeny résznek. Ha a rés kisebb mint  $1/2$  hullámhossz, akkor ez az egyetlen átvihető rezgésfajta. Ezen rezgési módnál a terjedési sebesség független a rés méretétől. Központos kábel esetén a táplálás történhet a 8. ábra szerint a részbe benyúló belső ér darabjával, vagy a 9. ábra szerint csőtápvonallal.



8 ábra. Segédparabola táplálása koncentrikus kábel esetén.



9 ábra. Segédparabola táplálása csőtápvonal esetén.

A  $TE_{0,1}$  rezgésfajta abban különbözik a domináns  $TE_{10}$ -tól, hogy az elektromos vektor a tápvonal hosszabb oldalával párhuzamos. Csak az esetben használható, ha a rés nagyobb mint  $1/2$  hullámhossz. Ezen rezgésfajtanál a terjedési sebesség függ a rés hullámhosszban mért méretétől. Gerjesztés a 9. ábra szerinti módon történhet, de ügyelni kell, hogy csak a kívánt polarizáció legyen a tápvonalon.

#### Kivétel.

A tükör felületét annál pontosabban kell elkészíteni, minél rövidebb a hullámhossz. A felület egyenlőtlenségei fázishibákat okoznak a nyílás felületén és ezáltal rontják az irányjelleggörbét. Elméleti megfontolások és kísérleti tapasztalatok alapján a felület pontosságát  $1/16-1/32$  hullámhosszon belül kell tartani.

A tükör felülete nem szükséges, hogy folytonos fémfelület legyen. A szél vagy víznyomás, látási viszonyok és súlycsökkentés miatt gyakran használnak perforált lemezeket vagy hálószerű kialakítást. Ezáltal nem romlanak a viszonyok, ha a részek mérete kisebb mint  $1/2$  hullámhossz.

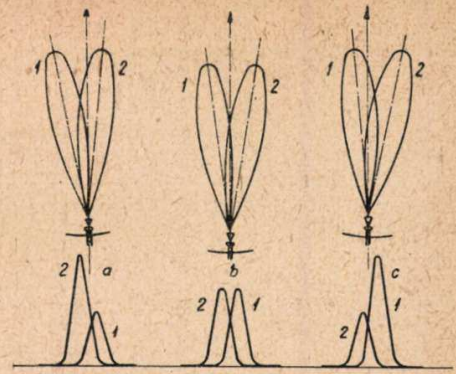
Hengerparabola tükör segédreflektoránál, ha  $TE_{0,1}$  rezgést viszünk át, akkor a rés méretét nagy pontossággal kell betartani, minthogy a fázissebesség ettől függ. E célból fém távolságtartókat szoktak alkalmazni. Ha ezek kisméretűek, nem okoznak zavart,

minthogy merőlegesek az elektromos vektorra.

#### Letapogatási módszerek.

Radar-antennáknál a sugárzás éles nyálábólásán kívül rendszerint egyéb feltételeket is teljesíteni kell. Ezek közül legfontosabb a letapogatás, mely célra számtalan szellemes megoldás talált alkalmazásra. PPI kép esetén az antennát állandó szögsebességgel körbe forgatják és a terepet térképszerűen látják.

Tüzérségi irányításnál a célpontot nagy pontossággal kell mérni tudni és emellett a folytonos célkövetésre is szükség van, mert a löelemképzőt folytonosan kell ellátni a céltárgy helyzet adataival. A feladat megoldása a «nyálábmozgatás» elvvel sikerült, mely a lehetséges legnagyobb iránymérés pontosságát teszi lehetővé. Az antenna sugárnyalábát a tengelyiránytól felváltva jobbra-balra kissé eltérítik úgy, hogy a két irány kb. egy sugárnyaláb szélességgel különbözzön. Ha ezt a mozgatást másodpercenként sokszor végeztetjük el és gondoskodunk arról, hogy az oszcilloszkóp csövön a két esetben az idővonal a saját irányában kissé el legyen tolva, akkor, ha az antenna a céltárgy felé van irányítva, a 10b. ábra szerint két egyforma magas, egymáshoz képest kissé eltolt impulzust látunk. Ha a céltárgy iránya kissé balra vagy jobbra tér el az antenna irányától, akkor az egyik impulzus nagyobb, a másik kisebb lesz a 10a. ill. 10c. ábra szerint. Ezen módszer lényegesen megnöveli az iránymérés pontosságát, mert a sugárzási hurok meredek oldalát használjuk fel és nem a lapos maximumot; továbbá egyértelműen megállapítható minden pillanatban, hogy az antenna a céltárgyra van-e irányítva és ha nem, akkor, hogy milyen irányban kell



10 ábra. A nyálábmozgatás elve.

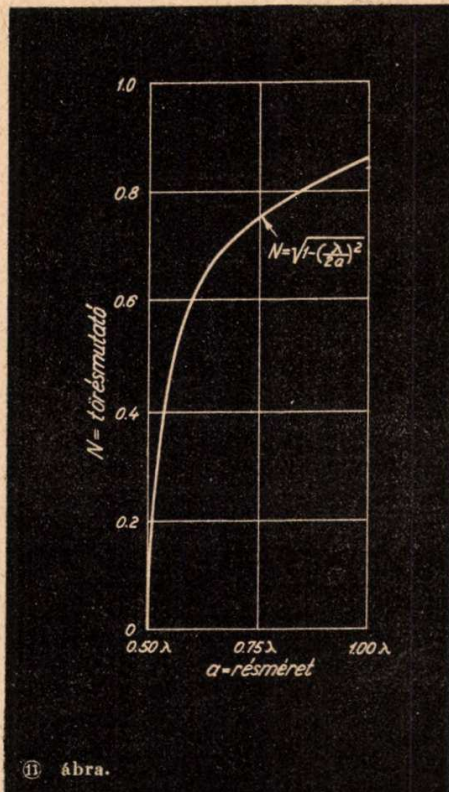
utána állítani. Gyakran alkalmaznak mechanikailag működtetett kapcsolószerkezetet iránykapcsolónak. Ha az antenna két félre osztható, akkor a fáziskülönbség megfelelő tápvonal kapcsolóval érhető el. Mikrohullámoknál, ahol optikai módszereket szoktak alkalmazni, a sugárnyaláb irányeltérítését a sugárzónak a gyújtóponttól a gyújtósíkban való kis eltolásával érik el. Szokásos módszer két, a gyújtóponttól jobbra-balra eltolt sugárzót használni és egy tápvonal kapcsolóval a sugárzókat felváltva működtetni.

Légléharító tüzérségi és vadászirányító radaroknál az oldalszögön kívül a magassági szöget is mérni kell. Ez azáltal érhető el, hogy a sugárzó dipólust vagy csőtápvonalcsőjét a paraboloid gyújtósíkjában kissé különvonalosan helyezik el. Ezáltal a sugárzás iránya az ellenkező oldal felé kissé eltér a tükör tengelyirányától. Ha a dipólust egy motorral a tükör tengelye körül körbe forgatják, akkor a sugárnyaláb egy kúp felülete mentén a tengely körül körbe halad. Ez felhasználható az előbb ismertetett módon mind az oldal, mind a magassági szög pontos bemérésére.

Egyes esetekben szükséges, hogy az antenna irányában egy adott szöghatáron belül mindent egyidejűleg lehessen megfigyelni. (Felszíni célpontok esetén az oszcilloszkóp ernyőjén vízszintes irányban az oldalszög, függőleges irányban a távolság szokott lenni.) Ehhez ú. n. «gyors letapogatás»-ra van szükség, mely célra alkalmaznak optikai eljárásokat is. Itt a feladat — a nagyobb eltérítés miatt — jóval nehezebb, mint a célkövetéshez alkalmazott nyálábmozgatásnál volt, és a fénytárból ismert hibák, mint «comá» kiküszöbölésére törekedni kell. A megoldások elég bonyolultak és eddig még csak kevés részletet hoztak nyilvánosságra, az amerikai közleményekben.

#### Koszekáns antennák.

Bombázó repülőgépekbe épített fedélzeti radaroknál a terepet térképszerűen kell látni a PPI képen. PPI (plan position indicator) rendszerrel az antenna körben forog és az időbázis az oszcilloszkóp ernyőjének közepétől sugárirányban kifelé halad az antenna pillanatnyi helyzetének megfelelő irányban. A katódsugarat az oszcilloszkóp cső rácsvezérlésével kioltva tartják, ill. csak arra az időre hagyják világítani,



11 ábra.



BESZÁMOLO

az Amerikai Vasútegyet értekezési szakosztályának 1947. évi közgyűléséről.

Az Association of American Railroads értekezéstervezési szakosztálya 1947. évi közgyűlését múlt év október 21–23 között tartotta a floridai Miami-Beach-ben. Az értekezleten a különböző vasúttársaságok részéről 138, a szállító és gyártó cégek képviselőiben pedig 177 személy vett részt. A tárgyszorozaton a kilenc bizottság beszámolóján kívül nyolc műszaki értekezés ismertetése szerepelt. Egynéhány ezek közül hazai viszonylatban is érdeklődésre tarthat számot. Az értekezések címei az alábbiak:

1. Néhány tervezési irányvonal vasúti menetirányító (traindispatching) távbeszélő áramkörök átvitelviszonylatainak megjavítására. (L. A. W. East.)
2. Vasúti üzemben használt mozgó értekező berendezések fejlődése. (A. A. Curry)
3. Public Adress berendezések vonatokon (B. P. Patton.)
4. Rendszerek és készüléktervek mozgó rádióberendezések maximális spektrum kihasználására. (D. E. Noble)
5. Zárfékkocsik értekezőberendezésinek áramellátása (E. H. Musgrave)
6. Public-Adress hangszóró berendezések tervei és tervezési alapelvei különös tekintettel a teherpályaudvarokon szükséges kétirányú (two-way) szolgálatra) (William H. Johnson)
7. Kocsinylvántartás gépesítése és a teherforgalom megkönnyítése I. B. M. rendszerű géptávíró alkalmazásával. (H. H. Woodruff)
8. Reperforator kapcsolási rendszerek vasúti távíró szolgálatban (A. F. Connerly)

Vasúti menetirányító rendszerek.

A vasúti menetirányító rendszerek nagyobb távolságok áthidalása esetén nehéz feladat elé állítják az átvitel technikát, mert a vonalon egyenletes vagy egyenlőtlen eloszlásban sok párhuzamos készülék van üzemben, a kompromisszumos vonalutánszakkal működethető erősítőket tehát csak korlátolt mértékig lehet kihasználni. A jó szolgálat az alábbi követelmények betartását kívánja meg.

- a) A csillapítás értéke a központi készülék és bármely vonali készülék között max. 12 db. lehet.
- b) Bármelyik két vonali készülék között a csillapítás ne legyen több, 24 db.-nél.
- c) A központi készülék helyén mérve a vonali állomásokról beérkező nivókat, ezek között legfeljebb 6 db legyen a különbség.
- d) Zajnívó és frekvencia függőség tekintetében a rendes kereskedelmi áramkörök adatai legyenek irányadók. Hosszú vonalokon vagy összedolgozó kiterjedt vonalhálózaton a kitűzött célt a készülék előtt alkalmazott impedancia korrektorokkal és vivőáramú csatoló

ameddig a beérkező reflexiók vétele tart. Ezáltal az ernyőn a céltárgyak térképszerűen látszanak, sötét háttérben. A térkép közepe a repülőgép pillanatnyi helyzetének felel meg.

A biztos tájékozódás céljából már kis visszaverődésbeli különbségeket jól megfigyelhetővé kellett tenni anélkül, hogy ezen megvilágításbeli árnyalatok — miközben a repülőgép a célpontot megközelíti — megváltozzanak. Olyan antenna irányjellegörbére volt szükség, mely oldalirányban igen keskeny és magassági irányban legyezőszerűen szétterjed úgy, hogy minél jobban közelünk a vízszintes irányhoz, annál erősebb legyen a sugárzás, (egy bizonyos határig).

A szükséges összefüggés kifejezhető:  $G = k \operatorname{cosec}^2 \theta$  képlettel, ahol  $G$  az antenna effektív nyeresége a vízszintestől mért  $\theta$  szög alatt. Megvalósításának egyik módjánál forgásparaboloidból indultak ki, melynek alsó felét meghagyták és felső felét előregörbítették. Ez utóbbi rész mértaniilag úgy nyerhető, hogy a vízszintes parabola metszetet a gyújtópont körül előre forgatjuk. Bár az ily módon készített antennák a kívánalmaknak teljesen megfelelnek, a dolog természetéből folyik, hogy magas szögek alatt az oldal feloldóképességük nem olyan jó, mint laposabb szögeknél. Ennek oka az ilyen antennáknál elkerülhetetlen fázistorzításokban van, továbbá a keresztbe polarizált sugárzásban.

Fémlemez lencsék.

Bár mikrohullámokhoz elvileg használhatóak volnának tömör dielektrikumából készült lencsék, ilyenek nem kerültek alkalmazásra, elsősorban nagy sú-

rajta, melynél az elektromos vektor párhuzamos a lemezekkel. Ha a lemezek között levegő van, akkor a törésmutató:

$$N = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (11)$$

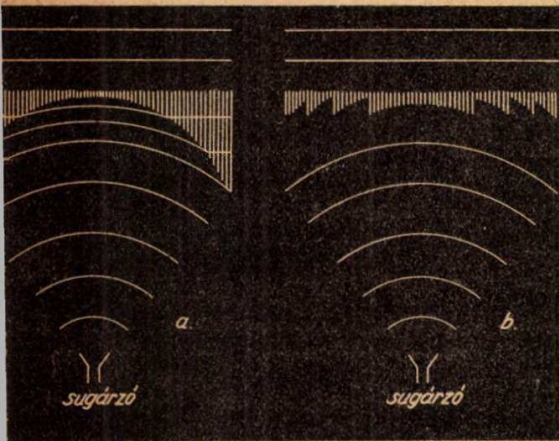
ahol  $\lambda$  a hullámhossz szabad térben. A 11. ábrán láthatjuk a törésmutatót a lemezek közötti távolság függvényében. Ebből látható, hogy a törésmutató mindig kisebb mint 1. Ezért a fémlemez lencsék éppen fordított hatást fejtenek ki mint az üveglencsék. Az üveglencsék lassítják a haladó hullámokat, viszont a fémlemez lencsék gyorsítják. Ezért a fémlemez gyűjtőlencséket — szemben az üveglencsékkel — középen vékonyra és a széleken vastagra kell készíteni. A törésmutatót célszerű minél kisebbre választani, hogy ne kelljen túl vastag lencsét készíteni és ezért a réstávolságot ( $a$ ) nem sokkal nagyobbra mint  $\frac{1}{2}$  hullám kell méretezni. Másrésztől, viszont ha a méret túl közel van a fél hullámhoz, akkor a lencse felületéről aránylag nagy reflexiók lesznek, továbbá igen nagy pontossággal kell betartani a rések méretét. Jó kompromisszumot eredményezett a  $= 0,577 - 0,625 \lambda$  amihez  $N = 0,5 - 0,6$  tartozik.

Még ilyen törésmutatók mellett is túlvastag lencseméretet adódnak, mely hátrányon a lencse zónákra való osztásával sikerült segíteni. A zónázásnak az az alap gondolata, hogy ha a hullám fázisa  $360^\circ$ -ot késik vagy előresiet akkor ezáltal semmi változás nem történik. Ennek az elvnek fémlemez lencsékre való alkalmazása azt jelenti, hogy ha a fáziskorrektió a lencse valamely részén nagyobb mint egy teljes hullámhossz, akkor a korrekció lecsökkenthető a hullámhossz töredék részére úgy, hogy a maradék korrekció mindig kisebb egy hullámhossznál. Ebből következik, hogy a lencse semmilyen részének sem kell vastagabbnak lenni mint  $\lambda (1 - N)$ . A 12. ábra mutatja, hogy milyen volt egy fémlemez gyűjtőlencse alakja zónázás előtt és hogy mennyivel vékonyabb lett utána.

A zónákra osztásnak hátrányai is vannak. Egyik az, hogy a zónákra osztott lencse csak arra a frekvenciára működik helyesen amelyre a zónákra osztás történt. Az ilyen lencséket azonban csak egy hullámhosszra szokták használni, így ez a hátrány nem nagyon lényeges. Másik hátrány a zónák határánál fellépő fázis és amplitudó torzításban van. Ennek zavaró hatása azonban csak akkor számottevő, ha különösen rövid gyűjtőtávolságot alkalmaznak.

Fémlemez lencsénél a szokásos gyűjtőtávolságok a nyílás felétől a teljes nyílás átmérőjéig terjednek. A lencse felület görbültségének pontatlansága nem olyan jelentős mint paraboloidnál, ami jelentős előny. A lemezek közötti távolságot aránylag pontosan kell betartani.  $N = 0,5$  esetén  $\pm \lambda/75$  és  $N = 0,6$  esetén  $\pm \lambda/50$  pontosság szükséges.

Fentiekből nyilvánvaló, hogy a fémlemez lencse a paraboloid és a henger parabola tükrök vetélytársa és a jövő fogja megmutatni, hogy gyakorlati alkalmazásokban melyik lesz előnyösebb.



12 ábra. Nem zónázott (a) és zónázott (b) fémlemez gyűjtőlencse.

lyuk miatt. A háború alatt a Bell laboratóriumban kifejlesztettek egy olyan új megoldást, ahol tömör anyag helyett párhuzamos fémlemezeket alkalmaztak. Ilyen lemezek között a fázisbesség különbözik a szabad térben lévőtől, így lencsék készíthetők belőlük, melyekkel igen jó eredmények érhetők el.

Ha két párhuzamos lemez közötti rés mérete  $a \frac{1}{2}$  és  $1$  hullámhossz között van, akkor csak egy olyan rezgésfajta — a  $TE_{01}$  — haladhat át



áramkörök alkalmazásával érik el. Erről az átviteli technikát érdeklő értekezésről egyébként egy későbbi időpontban részletesebben is be fogunk számolni.

#### *A vasúti üzemben alkalmazható mobil értekezőberendezések.*

(Rövidhullámú rádiócsatornák, légvezetékhez mágneselesen csatolt vívóáramú áramkörök.)

A berendezéseknél egységesítésre törekednek; a különféle szerelvényeket egységes külalakú szekrényekbe építve és könnyen kicserélhető kivitelben készítik, ezáltal a legkülönfélébb viszonyok számára is összerakhatók a kívánt célnak megfelelő készülékek. A tervezésnél irányadó szempont volt, hogy a javítási munkákat a műhelyben kell elvégezni, a helyszíni javítás csak az egységek illetve tartalék alkatrészek cseréjére szorítkozzék. A körülbelül 50 kísérleti készülékkel két éven át folytatott terepkísérletek azt mutatták, hogy a vasúti üzemben fellépő rezgések és lökések hatásai ellen még a legalaposabban és a legkiválóbb tudományos felkészültséggel védett szerelvényekben is fordulnak elő zavarok, anyák kilazulása és rossz érintkezések következtében. További probléma a hűtés megoldása. A ventilátoros hűtés nem eléggé üzembiztos, a szükséges, feltétlenül megbízható szellőző motorok ezenkívül drágák, az Egyesült Államok legnagyobb részében azonban ilyen forszírozott hűtésre nincs is szükség.

#### *Teherpályaudvari hangszóró berendezések.*

A korszerű teherpályaudvari hangszóró berendezések csak akkor hatásosak, ha bizonyos alapkövetelményeket kielégítenek. Mindenekelőtt fontos a tökéletesen jó hangszínezet. A beszéd visszaadásánál a rossz hangminőség rontja a hangminőséget, az érthetőséget és a berendezés használati értékét erősen csökkenti; a félreértett intézkedések következtében idővesztés és kár keletkezhet. A szabadban felszerelt berendezések az időjárás minden viszontagságának ellene kell álljanak, ez különösen a hangszórókra vonatkozik; mindent túlmeztetett, erős kivitelben kell készíteni. A vezénylőhelyen alkalmazott kulcsok és kezelőszerelvények szintén különlegesen erős, nehéz kivitelűek legyenek. Az értekezés ezután részletesen foglalkozik az ajánlatos teljesítményekkel be és kimenő oldali impedenciákkal valamint közli a gyakorlatban bevált hangszórók adatait is.

A bizottsági beszámoló során a külső berendezésekkel foglalkozó bizottság a «K-8» mintájú keresztvezési rendszer szerelési előírásaival, valamint lég és kábel vonalak építési módszereivel foglalkozott, ezenkívül szó volt még a korrozio elleni katód-védelemről is.

Kísérleteket végeztek ólomkábelekhez kapcsolt és földben elhelyezett magnézium anódokkal. Az ólomköpeny és a magnézium anód között a földben kb. 1.2 Volt potenciál különbség lép fel. Ez megvédi az ólomköpenyt. A kereskedelemben kapható magnézium anódok egy kilogramm fém súlyra kb. 1000 amperórát adnak. Ez a módszer

azonban csak akkor gazdaságos, ha a korrozio csak galvanikus potenciál-különbségek okozzák. Nem kielégítő azonban, kóboráramok esetében. A magnézium anódok élettartamát 15—20 évre becsülik.

A belső berendezésekkel foglalkozó bizottság a központi forgalomvezérlő berendezések jeladó rendszereit és menetirányító berendezésekhez alkalmazott vívóáramú berendezéseket, valamint különféle jelfogó problémákat ismertette. A központi forgalomvezérlő berendezés jeladó rendszerét nem célszerű a meglévő menetirányító vezetékeken működtetni, mert a forgalomvezérlő berendezés code jelei erősen zavarnak. A költséges központi forgalomvezérlő üzemek berendezése és mindenkori üzembiztonsága igen fontos: A menetirányító távbeszélő áramkörök részére szükséges sok leágazás mind-megannyi hiba forrás a code áramkörök szempontjából. A központi forgalomvezérlő berendezések vezetékanyagául nagy szilárdságú szigetelt vezetékét ajánl a bizottság.

Bizonyos esetekben kívánatos, hogy két menetirányító szakaszt együgyanazon helyről tandemben tartsanak üzemben. A feladat egy egy csatornás vívóáramú berendezés alkalmazásával oldható meg célszerűen. Az egyik menetirányító saját szakaszának fizikai áramkörön dolgozik a másik menetirányító a vívóáramú áramkörrel a második szakasz elejéhez kapcsolódik. A felhívást kétféleképpen lehet megoldani. Ha a két szakasz összes állomásainak száma kisebb, mint a rendelkezésre álló code-jelek mennyisége, a jelzés a fizikai áramkörön végig mehet, mindössze a két szakasz határán kell egy code ismétlő berendezést alkalmazni. Ezenkívül gondoskodni kell arról, hogy ha az egyik kezelő hív, ezt a másik kezelő lássa, nehogy egy időben hívjanak. A másik megoldás szerint a második szakasz felhívó áramkörét az első szakasz vezetékpárján szimultánban működtetik és az első szakasz végén impulzus ismétlővel adják rá a codeot második szakaszra.

A rádió értekezésekkel foglalkozó bizottság jelentéséből érdeklődésre tarthat számot, hogy American Telephone & Telegraph Company New-York és Boston között 7 erősítő, illetve reléállomással mikrohullámú összeköttetést épített. A Western Union Telegraph Company megállapítása szerint a New-York—Philadelphia viszonylatú (mikrohullámú) rádió táviró összeköttetés 1.000 táviró csatornával most már kielégítően működik, nincs torzítás, sem kereszt moduláció és az üzem folytonosság értéke valóban jobb mint volt a Western Union légvezetékeken.

(Railway Signaling 1947. november.)

P. J.

H. Keller, Bern

#### **KORSZERŰ TÁVBESZÉLŐ HÁLÓZATOK ALAPELVEI**

P. T. T. Suisse. 1947. No. 6.

Szerző azt vizsgálja, hogy a svájci kábelhálózat korszerűsítésénél a legújabb átviteltechnikai elveket hogyan lehet hasznosítani. A korszerű átvitel-

technika a kiscsillapítású és kiszélesített frekvenciasávú összeköttetések felé törekszik. Ezek a minőségjavítások a meglévő kábelek terhelésében nagyszabású változtatásokat követelnek meg.

A vivőtechnika, mely a vezeték többbszörös kihasználását teszi lehetővé, egyszerűsödött jobb átviteli minőséget is nyújt. Ezért a távolsági hálózatok fejlesztésénél a vivőtechnika előtérbe került.

A nagy távolságú átviteltechnika követelményei szakkörökben már jóval a második világháború előtt kiérlelődtek, azonban a legtöbb telefonvállalat vonatkozott az átviteli minőség javítása érdekében nagy összegeket befektetni. A háború itt is nagy változásokat hozott. A hatalmas pusztulás a vállalatokat új helyzet elé állította. Ez a magyarázata annak, hogy a C. C. I. F. erre vonatkozó ajánlásaiban útmutatóan és igen határozottan haladt előre.

A C. C. I. F.-nek a *frekvencia sáv kiszélesítésére vonatkozó ajánlása* szerint minden összeköttetés, előfizetőtől előfizetőig 300—3400 Hz.-et legyen képes átvenni, nemcsak a nemzetközi, hanem a belföldi interurbán-, sőt a helyi hálózatokban is. Meglévő keskeny sáv szélességű szerelvényeket át kell építeni, vagy csak a nemzetközi forgalom kívüli végforgalomban, rövid távolságokon ajánlatos használni. Új vívófrekvenciás összeköttetések virtuális vívói 4 KHz. távolságban legyenek egymástól. Ha valamilyen okból még hangfrekvenciás távolsági vezeték épül, úgy kell azt terhelni, hogy határfrekvenciája 4000 Hz felett legyen és a bekapcsolt erősítők a 300—3400 Hz-es sávban ki-egyenlíthetők legyenek.

A nemzetközi összeköttetésekhez való csatlakozás szempontjából figyelembe jövő körzet- és helyi hálózatok 4000 Hz határfrekvenciájú kábelekkel álljanak, s az igen könnyű terhelésű kábelek 2 huzalos erősítőin a 300—3400 Hz-es beszéd sáv átvihető legyen, s. i. t.

A továbbiakban a szerző ismerteti a C. C. I. F.-nek egy nemzetközi összeköttetés két előfizetője között maximálisan megengedhető vonatkoztatott csillapítására vonatkozó újabb ajánlásait, mely az adó mikrofonjának és a vevő hallgatójának membránján keltett hangnyomások közt 4.6 Néper különbséget enged meg, továbbá közli ennek a csillapításnak a nemzetközi- és a nemzeti rendszerek közötti felosztását.

Az új előfizetői készülék bevezetése útján a svájci nemzeti rendszer egyébként kedvezőtlen vonatkoztatott csillapítás értékeit adásnál: 0.3 N-el és vételnél: 0.4 N-el tudják megjavítani.

A C. C. I. F. a kiterjedt vívóhálózatokra vonatkozóan is ajánlásokat ad, melyek belátható időn belül a mostani hangfrekvenciás interurbán hálózatokat fel fogják váltani. Ezen az úton látszik realizálhatónak az a törekvés, hogy a jövőben a szélesebb átviteli sáv a nemzetközi összeköttetésekben is érvényre juthasson.

Mint hogy a vívóáramú összeköttetések terjedési sebessége nagyobb, a hosszú nemzetközi összeköttetések visszahangzárjai is kiküszöbölhetők lesznek. Ezután a szerző a svájci viszonyokat vizsgálja meg. Mindenki elismeri, hogy ott a telefonia magas színvo-



nalat ért el. A forgalom úgyszólván várakozásmentesen bonyolítódik le. Akkor, amikor a körzethálózatok gépesítve vannak, a távválasztás nagyrészt befejezést nyert, a vezetékhalózat teljesen kábelbe került, s a jól kiépített svájci hálózat egész Európában az élen jár, minden további nélkül nem érthető meg, hogy ezt a hálózatot nemzetközi vonatkozásban miért kell sok tekintetben jelentősen megváltoztatni? Felteszi a kérdést, hogy érdemes-e a minőség megjavításának érdekében a svájci hálózatba nagy összegeket investálni? A kérdésre határozott igennel felel. A C. C. I. F. ajánlásai nem a mára, hanem a holnapra gondolnak s a jövő fejlődés irányát szabják meg.

A továbbiakban a szerző behatóan foglalkozik azzal, hogy milyen intézkedések történtek már Svájcban a szóbanforgó kérdésben és milyen intézkedéseket terveznek a cél elérése érdekében.

S. F.

H. Engel, Bern.

### AKKUMULÁTOR TELEPEK LEBEGŐTÖLTÉSÉNEK KÉRDÉSE.

P. T. T. Bulletin Technique Suisse. 1947. No. 2.)

A lebegőtöltés legjelentősebb előnye, hogy a kiszolgálás majdnem teljesen eszik és igen kicsi a lemezek massza szükséglete. Azonban ezek az előnyök csak akkor érhetők el, ha bizonyos feltételeket pontosan kielégítünk. Ma már nyugodtan mondhatjuk, hogy helyesen beállított lebegőtöltés mellett a telepek élettartama nem rövidebb, mint a szokásos töltő-kisütő üzem esetén.

Rosszul beállított töltés esetén, elégtelen töltés mellett a lemezek elszulfatosodnak, míg erős töltésnél az elektrolit elgázosodik és az elektródák anyaga széthull. Az egyenirányítókat úgy igyekeztek megszerkeszteni, hogy a töltés önmagát szabályozza. Egyik ilyen megoldás elve a telepet állandóan teljes kapacitáson tartani *önfenntartó áram* segítségével. Azonban idáig többekévesebb tisztázatlan volt az önfenntartó áram legkedvezőbb értékének a kérdése.

A kérdés tisztázására a svájci posta egy idő óta kísérletsorozatot folytat GÖ. 22. I. típusú, 10 órás kisütésnél 16 amperóra kapacitású telepekkel. Hat

külön telepnél a töltőáramokat úgy választották meg (7—100 ma), hogy a telepek 24 óra alatt kapacitásuk 1—15 százalékára töltődjenek fel. Egy két hónap után megjelent kapacitásmérés azt mutatta, hogy az összes telepek kapacitása a kiinduláshoz viszonyítva nőtt. (19—21 Aóra.) A telepek igénybevétele úgy történt, hogy havonta négyszer kapacitásmérést végeztek, s utána azokat ismét erős töltéssel feltöltötték (kb. ez az igénybevétel felelt meg legjobban a gyakorlatnak). Két évi megfigyelés után azt tapasztalták, hogy úgy a kapacitás, mint a feszültség csökkent. A kapacitás javítására megismételt kísérlet (mély kisütés, erős töltés) nem vezetett eredményre.

Nem várt eredménnyel járt az iszap mennyiségének a mérése, mely két évi üzem után igen csekély volt. Ebből megállapítható, hogy a kísérleti áramerősségeknél az aktív massa kihullása nem jön figyelembe és a csekély iszapot is az erős töltések idézték elő.

A kísérletek folyamán megfigyelték a savsűrűség viselkedését is és megállapították, hogy igen kis töltőáramerősségeknél is emelkedik a savsűrűség. Ezért a telepek elektrolitjába általában mindig vizet kell utána tölteni.

A kísérleti telepek közül a 66 milli- amper töltőárammal táplált telep tartotta legjobban magát, 2,3—2,36 Volt önfenntartó cellafeszültséggel. Hogy ez más teleptípusoknál is hasonló, pontosan nem állapítható meg. A telepek előállítása komplikált eljárásokkal történik és gyártási titok, úgyhogy ez az érték gyártmány és típus szerint más lehet. A 2,3—2,4 Volt feszültség nem tartható be mindig pontosan, az csak többnyire ajánlható. Végül megjegyzi még a szerző, hogy a 2,3 Voltos feszültség a 10 órás töltőáramnak 4—5%-át kitevő önfenntartó áramerősségnek felel meg.

S. F.

### KÉT MAGYAR

#### ISMERETTERJESZTŐ MUNKA.

Dr. Babits Viktor

#### A TÁVOLBALÁTÁS TECHNIKÁJA

Az első kiadás 1942-ben jelent meg a Mérnöki Továbbképző Intézet kiadásában. Szerző az ultrarövidhullámú részt

kihagyta és helyébe a távolbalátásnak a háború utáni fejlődéséről szóló anyag került. A szép kiállítású könyv azon olvasók számára is tájékozást nyújt, akik a kérdést még távolról sem ismerik. A történelmi rész úgyszólván kimerítő s így kerülhetett bele *Mihály Dénes* is. A legnagyobb dícsérettel kell megemlítenünk a fotocellákról, sokszorzókról, Kerr és szuperszonikus cellákról, valamint a vevőkről, ikonoszópok fajairól, orthiconról, katódsugár-csővekről és színes távolbalátásról szóló fejezeteket, amelyekből megismerhetjük a legújabb készülékeket is. A műsor-szóró adók ismertetése a rendelkezésre álló keretek közt nem is lehetett annyira teljes, hogy minden felmerülő kérdésre választ adhasson. Százkilencven oldal igen kevés ahhoz, hogy a kötetekre menő külföldi irodalomnak még csak kivonatos közlésére is alkalmat nyújtson. Egészben véve tehát *Babits* könyve révén hézgapótló munkával gazdagodott a magyar műszaki irodalom.

N. T.

Pócsa Jenő dr.

### RADAR

Fehér Holló könyvkiadó, Budapest, 1947.

Ez a kis munka nem a technikushoz, hanem a laikushoz fordul. A műszaki alapfogalmakat igen ügyesen és népszerűen magyarázza. Bőven foglalkozik a radarnak valamennyi, az elmúlt háborúban alkalmazott fajtájával és szórakoztató módon kitér a történelmi vonatkozásokra is. Megemlékezik a hasonló irányú magyarországi kutatásokról is, az utolsó fejezetekben pedig ismerteti a radar készülékek békés alkalmazásait is. Sorra kerülnek a közlekedés segédeszközei, a meteorológiai és csillagászati mérések, a Holdról történő visszaverődés stb. Kitér továbbá a mikrohullámok felhasználási lehetőségeire a televízióban, az atomkutatásban, az iparban és a háztartásban is. A világosan és érthetően megírt szöveget szellemes ábrák egészítik ki. VIP.

Folytatás a 32. oldalról.

jelfogótípusokat ismertette: kontrollor, vakuum-, higany-, hőkapcsoló, valamint nagysebességű-, váltóáramú-, polarizált-, hangolt-, mikrojelfogó. Ezenkívül elektroncsöves, higanykapcsolós mechanikai stb. típusú időkéleltető berendezésekkel is foglalkozik ugyanitt. A XIII. fejezetben különböző típusú

impulzusok feljegyzésére és számlálására találunk adatokat. Végül az utolsó fejezetben kismotor, fémgényirányító távjelző és távvezérlő berendezés köréből választott feladatokat megoldását tanulmányozhatjuk.

A fent ismertetett berendezések kapcsolási rajzainak közlésével, rövid, de

mégis tartalmas ismertetésével az igen széleskörű tárgyat jól átfogta. Kár, hogy az egyes fejezetek végén csak ritkán közöl irodalomjegyzéket. A könyv a megoldási lehetőségek feltüntetésével a tervező mérnök számára értékes kiindulóponttal szolgálhat.

A. Gy.

### MAGYAR HÍRADÁSTECHNIKA

A Magyar Mérnökök és Technikusok Szabad Szakszervezete Híradástechnikai Szakosztályának lapja. — Szerkesztők: Gerő István, Salló Ferenc, Valkó Iván Péter. — Szikra Irodalmi és Nyomdai Rt., Budapest, V., Honvéd-utca 10. Felelős nyomdavezető: Nedeczky László műszaki igazgató.