

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 különböző 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 sínszelvények és sínkötés-áthidalók ismeretében számítással is meghatározható, és változása úgyszólván kizárólag csak a hőmérséklet függvénye, addig a ballasztellenállás, azaz a sín-szalak közötti átvezetések eredő ellenállása, az al- és felépítmény kiviteltől, 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 kapcsolófeszültségét és a sínbe folyó áramerősséget. A ballasztellenállás értéke az alábbi formulából számítható ki:

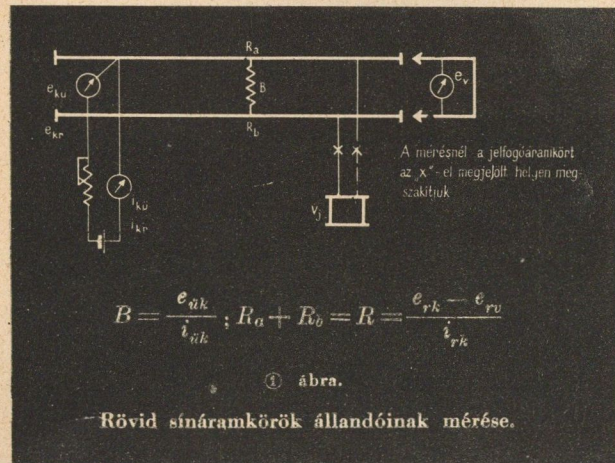
$$B = \frac{e_{ak}}{i_{ak}} \dots \dots \dots 1.$$

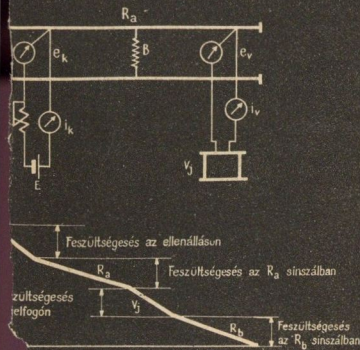
Most a sínáramkör végén rövidzárt alkalmazunk és ismét megmérjük a sín kapcsolófeszültségét és a sínbe folyó áramerősséget. A sínellenállás értékét az e_{rk}/i_{rk} viszonyszám fogja adni, ezt azonban egészen rövid sínáramköröknél, ha a rövidrezáró vezeték ellenállása nem elhanyagolható még korrigálni kell. A korrekciót vagy úgy végezzük, hogy az áthidaló szerelvény ellenállását egyszer mindenkorra megállapítjuk és értékét a kapott eredményből levonjuk, vagy pedig egy további kapcsolófeszültség 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. Emellett a mérési módszernél 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 kapcsolófeszültséget illetve áramerősséget jelentik. A felvett adatokból a sínellen-



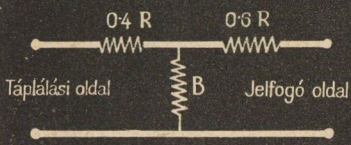


$$B = \frac{1/2 (e_k - e_v)}{i_k - i_v}$$

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

② ábra.

Hosszabb sínáramkörök állandóinak mérése.



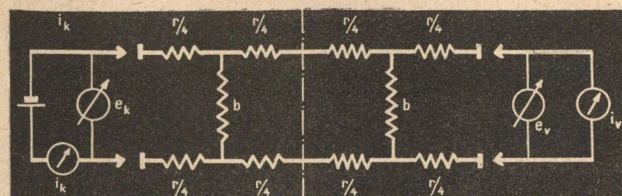
③ ábra.

Sínáramkör helyettesítő kapcsolás.

lásra kapott értékek pedig nagyobbak lesznek a valódi értékeknél.

A gyakorlatban ezért a leegyszerűsített számításoknál, a sínáramkört egy asszimmetrikus négyfólyus-sal szokták helyettesíteni. Ezt a helyettesítőkapcsolást a 3. ábrán láthatjuk. R, illetve B helyébe a valódi, tehát a tényleges sínellenállások értékei helyettesítendők.

A valódi sínellenállás és ballasztellenállás meghatározását pontosan csak a négyfólyus 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 számítást 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 négyfólyusok lánc kapcsolásaként fogható fel. (4. ábra.)



④ ábra.

A hosszú sínáramkörök szimmetrikus négyfólyusok lánc kapcsolásaként fogható fel.

állás illetve ballasztellenállás értékeit az alábbi ös efüggésekkel kapjuk:

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

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

A 2. ábrán a sínáramkör feszültségviszonyait is feltüntettük. Ezek a viszonyok azonban csak első megközlítésben helyesek. Tudjuk ugyanis, hogy homogén vezetékrendszerekben — és a hosszú sínáramköröket ilyeneknek kell tekinteni — a feszültség és áramerősségek az áramkör mentén nem lineáris, hanem láncgörbefeolyású. 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 ballasztellenállás

Az ilyen lánc kapcsolásokra alkalmazhatjuk a négyfólyusok alábbi általános érvényű alapegyenleteit:

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

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

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

Itt nem levezetett, de a távbeszélőtechnikából ismeretes összefüggések szerint

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

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

Ahol R, L, G és C, a sínáramkör négy állandója, és pedig rendre az ohmos ellenállás, az önindukciótényező, a kapacitás és a vezetetés. Utóbbi a ballasztellenállás reciprok értéke; ω a körfrekvenciát jelenti.

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

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

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

Mivel a vektorok imaginárius komponense el-tűnt, a \bar{g} és \bar{Z} értékei skaláris mennyiségek, a továbbiakban ezért \bar{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 sínáramkörön egyenáramú műszerekkel mért feszültség- és áramerősség értékeit. Az 5., ill. 6. számú általános négyfólyus-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 megmérhetők, 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 mindenekelőtt túl hosszadalmas. A mérési adatokból előbb a közbenső b- és Z-értékeket kell kiszámítani, hiperbolafüggvény-táblázatot használni, és csak a második lépésben kapjuk meg a kívánt ered-

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 elvégezni. 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:

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

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

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

$$R_m = \frac{e_{kr}}{i_{kr}} = \frac{Z \cdot \operatorname{Sinh} b}{\operatorname{Cosh} b} = Z \operatorname{Tanh} b \dots \dots \dots 17.$$

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

$$e_{k\bar{a}} = \operatorname{Cosh} b \cdot e_v \dots \dots \dots 18$$

$$i_{k\bar{a}} = \frac{1}{Z} \cdot \operatorname{Sinh} b \cdot e_v \dots \dots \dots 19.$$

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

$$B_m = \frac{e_{k\bar{a}}}{i_{k\bar{a}}} = \frac{Z \cdot \operatorname{Cosh} b}{\operatorname{Sinh} b} = \frac{Z}{\operatorname{Tanh} b} \dots \dots \dots 20.$$

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

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

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:

$$B_m = \frac{R_m}{\operatorname{Tanh}^2 b}$$

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

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

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

$$B = \frac{B_m}{\operatorname{Tanh} b}.$$

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 $f(b) = \frac{b}{\operatorname{Tanh} b}$ függvény értékét C-vel.

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

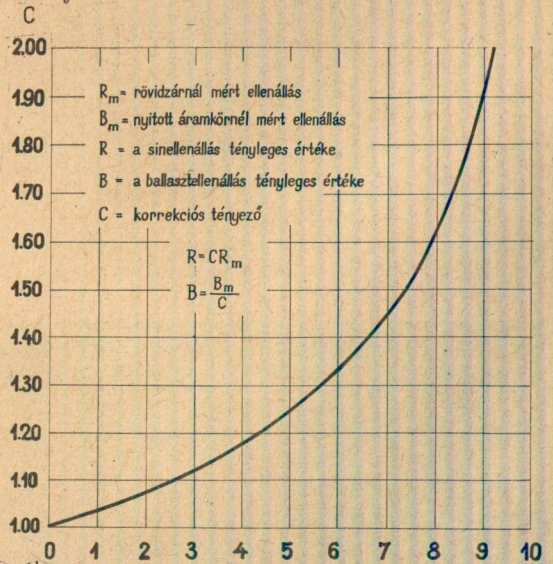
$$R = C \cdot R_m \text{ és } B = \frac{B_m}{C},$$

ahol $C = \frac{b}{\operatorname{Tanh} b}$ $\operatorname{Tanh} b = \frac{R_m}{B_m}$.

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 $\frac{R_m}{B_m}$ viszonyszámokra 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 üresjárás, a másikkal az R_m rövidzársi ellenállást állapítjuk meg. A gyakorlat számára teljesen kielégítő értékeket kapunk, ha az ellenállásértékeket voltamper-módszerrel határozzuk meg. Az R_m/B_m viszonyszámot 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 tüntettük 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

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 sorbakötünk egy nagy ellenállást ($10^9 \Omega$ nagyságrendben.) Ekkor a jelenség lefolyása megváltozik: az ionlaviná megindulásakor, tehát amikor a számolócső hirtelen vezetni kezd és bizonyos nagyságú áramot vesz fel, az áram a soros nagy ellenálláson akkora feszültségesztést 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 öskapcsolás a Neher-Harper kioltókör volt, a többi ennek bizonyos fokig csak módosítása.

A Neher-Harper kapcsolásban a kioltócsövet megfelelő előkészfeszültséggel lezárjuk, illetve a cső-karakterisztika alsó könyökében alkalmas munkapontra állítjuk be úgy, hogy gyakorlatilag az $1-5 M\Omega$ -os anódelálláson keresztül néhány mikroampernél nagyobb áram ne folyhassék. A csőnek nagy rácselevezető 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 kapcsolás működése a következő: az ionlaviná megindulásával a kioltócső rácsa hirtelen pozitív lökést kap, tehát az eddig közel lezárt csövet át lökészerűen nagy áram igyekszik átfolytani. Ennek azonban az az eredménye, hogy a viszonylag nagy ($1-5 M\Omega$ -os) anódköri munkaellenálláson hirtelen igen nagy feszültségesztés 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 kapcsolásnak 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 rácselevezető kell használni és pedig nagyobb geometriai méretű számolócsöveknél kisebbeket, míg kisebb méretűeknél 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, amelyik üzemszerűen el tudja viselni ezt a nagy feszültséget.

Ezeket a hátrányokat a Neher-Pickering-féle kapcsolás (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 rácselevezető 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 mA anóráramot enged az $1 M\Omega$ -os katód-

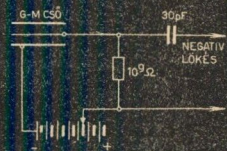
The article gives circuits for the quenching of Geiger-Müller counters. It deals with self quenching, and valve quenching circuits, (eg. Neher-Harper, Neher-Pickering, Getting), then goes on to the question of increasing the length of low frequency pulses, and the counting of pulses.

ellenállás. Ha azonban megindul az ionlaviná, a rács az eddigi 0.5 V előfeszültségéhez képest hirtelen nagy negatív lökést kap, mire a kioltócső lezár, az $1 M\Omega$ -os katódelállásról 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 katódelálláson átfolyó áram által létesített feszültségesztés megjelenik a számolócsővön.

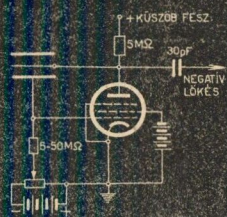
E kapcsolás kétségtelen előnye, hogy a számolócső külső elektródája földelt, továbbá, hogy a kioltócsővön sincs állandóan rajt a nagyfeszültség. Hátrányára kell azonban írni, hogy a kioltási ideje lassúbb, nagyfeszültségre szigetelt fűtésről kell gondoskodni, valamint hogy a nagyfeszültségű anódpótlót állandóan terheli cc. 1 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.

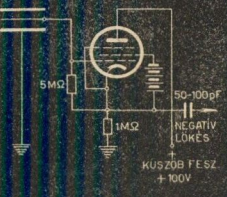
E kapcsolásnál a számolócső hengere a nagyfeszültségű áramforrás negatív felével van közvetlenül összekötve, míg



1. ábra.



2. ábra.



3. ábra.

MIKROHULLÁMÚ ANTENNÁK

ISTVÁNYFY EDVIN

621.396.67

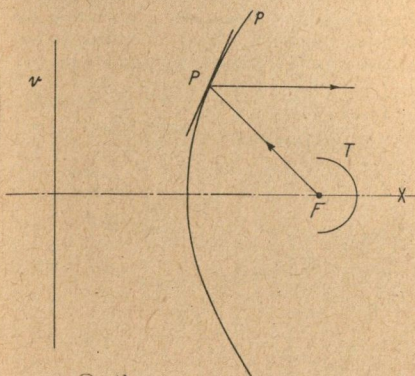
A mikrohullámok legfontosabb alkalmazási területein, tehát a radar-készülékeknel és a sokesatornás összeköttetésekhez a kisugárzott energia minél nagyobb részét a céltárgyra ill. a vevőantennára kell juttatni, ami igen éles irányítású antennák alkalmazását teszi szükségessé. A hatótávolság növelésének leghatásosabb eszköze az antenna minél élesebb irányítása és a radar-készülékeknel 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-készülékeknel 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 tápvonaltól az energiát és azt haladó elektromágneses hullámokká alakítja át.

Mikrohullámoknál az irányításra leggyakrabban használt módszer — hasonlóan a fénytani eszközökhöz — parabola vagy parabolid 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 vezérvonalától egyenlő a gyújtóponttól mért távolsággal. 2. Bármely P pontjához húzott érintő azonos szögben 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. Parabolid 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. A nyereség: $G = P/P_0$ (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, λ a hullámhossz; mindkettő azonos mértékegységben mérve. A nyílás hatásos felülete különböző okokból kisebb a tényleges felületnél (S). Ezt egy η tényezővel juttatjuk kifejezésre:

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

Mikrohullámú antennáknál η 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 négyzetleges antennánál:

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

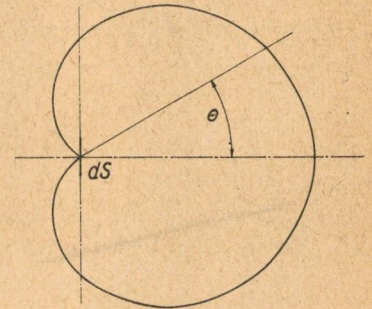
ahol a a nyílás mérete vízszintes, ill. függőleges irányban. Mint később rátérünk, az amplitudót nem célszerű a nyílás felületén állandó értéken tartani, ami kissé rontja az irányélességet. Ezért a legtöbb mikrohullámú antennánál kerek vagy elliptikus nyílással:

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

érték körül szokott lenni.

3. Mellékhurkok.

Valamely folytonos sugárzó felület irányjelleggörbéjének számításához a felületet Huygens féle felületelemekre 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 mezo 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 Θ szög alatt:

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

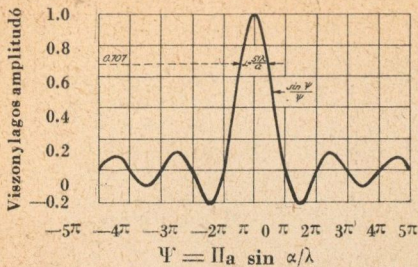
ahol E_0 a térerősség a felületelemen, D a távolság és Θ a sugárzás haladási irányával bezárt szög.

Ha egy ideális négyzetleges 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 α és β a főiránytól mért szögek, akkor felírható:

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

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

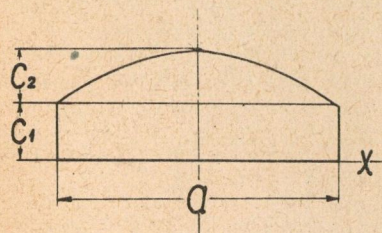
Az irányjelleggörbét ideális antennára a $\sin \psi/\psi$ törvény szabja meg. Ezen — az



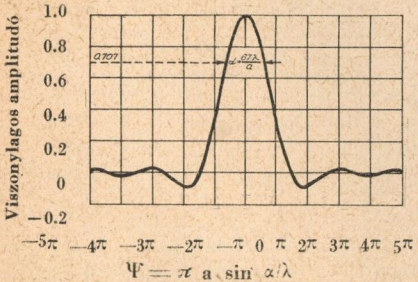
3. ábra. Ideális négyzetleges antenna irányjelleggörbéje.

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

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



4. ábra.



5. ábra. Irányjelleggörbe cosinus törvényű amplitúdó elosztás esetén.

Ha $C_1 = 0$ és $C_2 = 1$ vesszük, tehát egyszerű cosinus törvény szerinti az amplitúdó elosztása, akkor a (10) képlettel az 5. ábra szerinti irányjelleggörbét kapjuk. Az ábrán látható, hogy a mellékurkok lényegesen kisebbek, mint állandó amplitúdó 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 amplitúdó korrekció kis mértékben már általában 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 élességére megadott (4) képlet a (7)-ből számítható. Ugyanis, minthogy a félenergiának megfelelő

miképpen sem ideális, sőt radar-antennánál, 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 amplitúdó nem állandó, hanem közepén nagyobb és a nyílás széle felé csökkenő értékű. Válasszunk cosinus törvényű amplitúdó elosztást. Legyen az amplitúdó:

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

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 antennánál 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° .

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

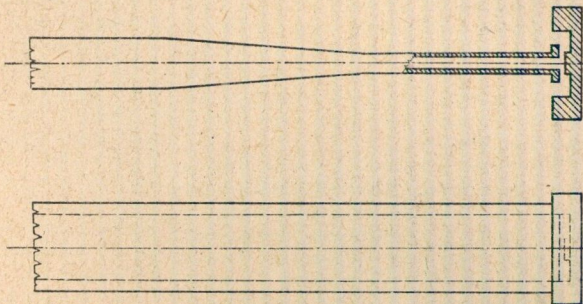
Kedvező méretarányok elérése céljából a parabola gyújtótávolságát a nyílás méretének 25–60%-ára szokták választani.

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 tükörré 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 irányjelleggörbét 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.

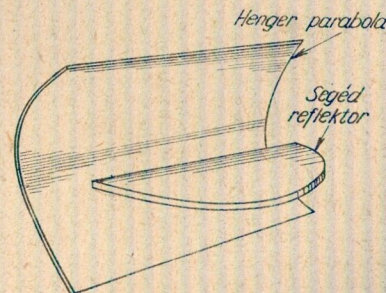


6. ábra. Hátulról táplált paraboloid Cutler-féle sugárzója.

Hengerparabola táplálása.

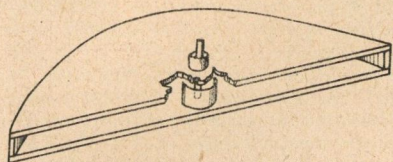
Hengerparabola tükröt a gyújtóvonalaiban kell egyenletesen megvilágítani. Ez történhet pl. a gyújtóvonalba elhelyezett, fázisban gerjesztett dipólussal. Ez a módszer azonban mikrohullámoknál nem célszerű, ezért egy pontosított sugárzó sugárzását egy segédreflektorral szokták vonalsugárzóvá átalakítani. Segédreflektornak szintén hengerparabolát szoktak alkalmazni, mely két egymáshoz közel elhelyezett párhuzamos sík lemezzel van határolva és melynek részéről nyílása a főtükörnek a gyújtóvonalaiban 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

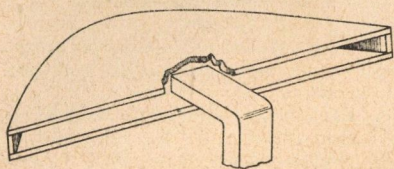


7. ábra. Hengerparabola táplálása segédreflektorral.

gyújtóvonalra merőleges vagy a gyújtóvonal irányában van. kétféle rezgésfajta átvitele jöhet szóba, a TEM és a TE_{01} . TEM rezgés esetén az elektromos mező merőleges a segédparabola határoló lapjaira, tehát a résre; a mágneses vektor pedig párhuzamos a nyílás hosszával, tehát a határoló lapokkal. Ezen rezgés megfelel a rendszer szabadtéri terjedésnek, ill. egy abból kivágott keskeny résnek. Ha a rés kisebb mint $\frac{1}{2}$ 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 résbe 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_{01} 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 $\frac{1}{2}$ 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 irányjellegességét. Elméleti megfontolások és kísérleti tapasztalatok alapján a felület pontosságát $\frac{1}{16} - \frac{1}{32}$ hullámhosszon belül kell tartani.

A tükör felülete nem szükséges, hogy folytonos fémfelület legyen. A szél vagy víznyomás, látási viszonyok és súlycsökkenés miatt gyakran használnak perforált lemezeket vagy hálószerű kiképzést. Ezáltal nem romlanak a viszonyok, ha a rések mérete kisebb mint $\frac{1}{2}$ hullámhossz.

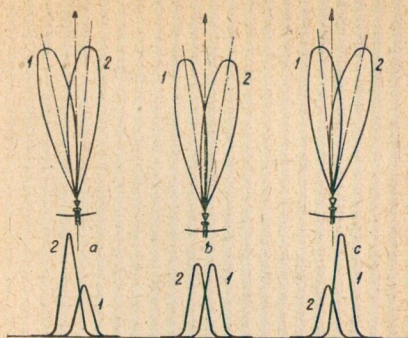
Hengerparabola tükör segédreflektoránál, ha TE_{01} rezgést viszünk át, akkor a rés méretét nagy pontossággal kell betartani, minthogy a fázis sebesség ettől függ. E célból fém távolságtartókat szoktak alkalmazni. Ha ezek kisméretűek, nem okoznak zavart,

minthogy merőlegesek az elektromos vektorra.

Letapogatási módszerek.

Radar-antennáknál a sugárzás éles nyalábolásán 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.

Tűzérési irányításnál a célpontot nagy pontossággal kell mérni tudni és emellett a folytonos célkövetésre is szükség van, mert a löcelemképzőt folytonosan kell ellátni a céltárgy helyzet adataival. A feladat megoldása a «nyalábmozgatás» elvével sikerült, mely a lehetséges legnagyobb iránymérés pontosságot 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 tolvá, 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 nyalábmozgatás elve.

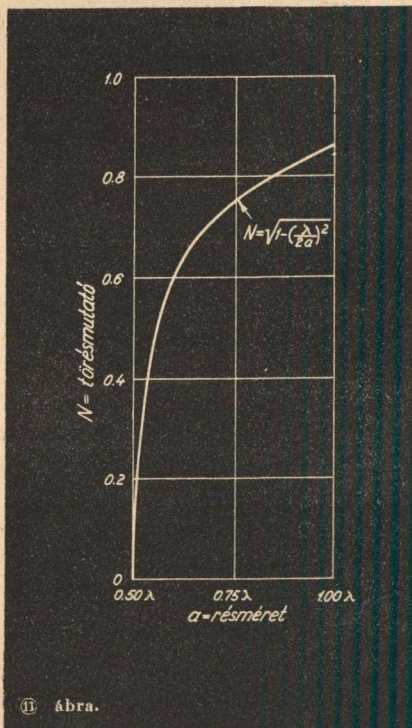
utána állítani. Gyakran alkalmaznak mechanikailag működtetett kapcsolószerkezetet iránykapcsolónak. Ha az antenna két félre osztható, akkor a fáziskülönbség megfelelő tápvonal kapcsolóval érhető el. Mikrohullámoknál, ahol optikai módszereket szoktak alkalmazni, a sugárnyaláb irányeltérítését a sugárzónak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

Léghárító tűzérési és vadász-irányító radaroknál az oldalszögön kívül a magassági szöget is mérni kell. Ez azáltal érhető el, hogy a sugárzó dipólust vagy csőtápvonalcsúját a parabolid gyújtósíkjában kissé kilöptetve 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 lehesen megfigyelni. (Felsőzíni 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 nyalábmozgatásnál volt, és a fénytől 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 beépített fedélzeti radaroknál a terep 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 első rácsvezérlésével kiltva tartják, ill. csak arra az időre hagyják világítani,



11. ábra.

ameddig a beérkező reflexiók vétele tart. Ezáltal az erenyőn a céltárgyak térkép szerűen 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 irányjelleggörbére 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 Θ szög alatt. Megvalósításának egyik módjánál forgásparaboloidból indultak ki, melynek alsó felét meghagyták és felső felét előregörbítették. Ez utóbbi rész mértánilag úgy nyerhető, hogy a vízszintes parabola metszetet a gyújtópont körül előre forgatjuk. Bár az így 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 használhatók volna 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 λ 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 λ 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° -ot késik vagy előresiet akkor ezáltal semmi változás nem történik. Ennek az elvnek fémlemez lencsére 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 határainál fellépő fázis és amplitúdó torzításban van. Ennek zavaró hatása azonban csak akkor számottevő, ha különösen rövid gyűjtőtávolságot alkalmaznak.

Fémlemez lencséknel 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.

BESZÁMOLO

az Amerikai Vasútegyet értekezési szakosztályának 1947. évi közgyűléséről.

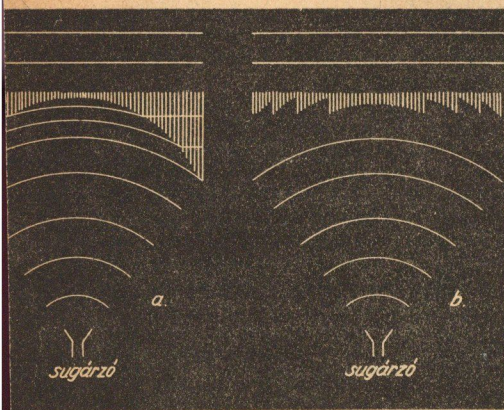
Az Association of American Railroads értekezésoberendezési szakosztálya 1947. évi közgyűlését múlt év október 21—23 között tartotta a floridai Miami-Beach-ben. Az értekezleten a különböző vasúttársaságok részéről 138, a szállító és gyártó cégek képviselőit pedig 177 személy vett részt. A tárgyszorozaton a kilenc bizottság beszámolóján kívül nyolc műszaki értekezés ismertetése szerepelt. Egyméhány 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 értekezésoberendezéseinek áramellátása (E. H. Musgrave)
6. Public-Adress hangszóró berendezések tervei és tervezési alapelvei különös tekintettel a teherpályaudvarokon szükséges kétirányú (two-way) szolgáltatásra (William H. Johnson)
7. Kocsinyilvántartás gépesítése és a teherforgalom megkönnyítése I. B. M. rendszerű géptávíró alkalmazásával. (H. H. Woodruff)
8. Reperforator kapcsolási rendszerek vasúti távíró szolgálatban (A. F. Conner)

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 vonalutaszatokkal működethető erősítőket tehát csak korlátozott 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) Zajnivó és frekvencia függőség tekintetében a rendszer kereskedelmi áramkörök adatai legyenek irányadók. Hosszú vonalakon vagy összedolgozott kiterjedt vonalhálózaton a kitűzött célt a készülék előtt alkalmazott impedancia korrektorokkal és vivőáramú csatoló



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 fázis sebesség különbözik a szabad térben lévőtől, így lencsék készíthetők belőlük, melyekkel igen jó eredmények érhetők el.

Ha két párhuzamos lemez közötti récs 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 értekezéseiről egyébként egy későbbi időpontban részletesebben is be fogunk számolni.

A vasúti üzemben alkalmazható mobil értekezőberendezések.

(Rövidhullámú rádiócsatornák, légvezetékhez magnésesen csatolt vívóáramú áramkörök.)

A berendezéseknél egységesítésre törekednek; a különféle szerelvényeket egységes kialakuló szekrényekbe építve és könnyen kicserélhető kivitelben készítik, ezáltal a legkülönbözőbb 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 megbízható, 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 túlméretezett, erős kivitelben kell készíteni. A vezénylőhelyen alkalmazott kulesok 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 biztonsági beszámolóknak során a külső berendezésekkel foglalkozó bizottság a «K-8» mintájú keresztezési rendszer szerelési előírásaival, valamint lég és kábel vonalak építési módszereivel foglalkozott, ezenkívül szó volt még a korrozio elleni katód-védelemről is.

Kísérleteket végeztek ólomkábelekhöz 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 korroziozt csak galvanikus potenciál-különbségek okozzák. Nem kielégítő azonban, a 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 vezetéseken működtetni, mert a forgalomvezérlő berendezés code jelei erősen zavarnak. A költséges központi forgalomvezérlő üzemek berendezése és mindenkor üzembiztonsága igen fontos: A menetirányító távbeszélő áramkörök részére szükséges sok leágazás mind-megannyi hiba forrás a code áramkörök szempontjából. A központi forgalomvezérlő berendezések vezetékhálóját nagy szilárdságú szigetelt vezetékkel ajánl a bizottság.

Bizonyos esetekben kívánatos, hogy két menetirányító szakaszt együgyű módon helyről tandemben tartsanak üzemben. A feladat egy egy csatornás vívóáramú berendezés alkalmazásával oldható meg célszerűen. Az egyik menetirányító saját szakaszának fizikai áramkörén 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 határára 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 tartó számot, hogy American Telephone & Telegraph Company New-York és Boston között 7 erősítő, illetve relé-állomással mikrohullámú összeköttetést épített. A Western Union Telegraph Company megállapítása szerint a New-York-Philadelphia viszonylatú (mikrohullámú) rádió távíró összeköttetés 1.000 távíró csatornával most már kielégítően működik, nincs torzítás, sem kereszt moduláció és az üzem folytonosság értéke valóban jobb mint volt a Western Union légvezetékén.

(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 vívótechnika, mely a vezetékkel többszörös kihasználását teszi lehetővé, egyszersem jobb átviteli minőséget is nyújt. Ezért a távolsági hálózatok fejlesztésénél a vívótechnika 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 meggyarazata 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, előfizetői-előfizetői 300–3400 Hz.-et legyen képes átvinni, nemcsak a nemzetközi, hanem a belföldi interurbán-, sőt a helyi hálózatokban is. Meglévő keskeny sávú összeköttetésű szerelvényeket át kell építeni, vagy csak a nemzetközi forgalmon kívüli végforgalomban, rövid távolságokon ajánlatos használni. Új vívófrekvencias összeköttetések virtuális vívói 4 KHz. távolságban legyenek egymástól. Ha valamilyen okból még hangfrekvencias távolsági vezeték épül, úgy kell azt terhelni, hogy határfrekvenciája 4000 Hz felett legyen és a bekapcsolt erősítők a 300–3400 Hz-es sávban kigyengülhetők legyenek.

A nemzetközi összeköttetésekhez való csatlakozás szempontjából figyelembe jövő körzet- és helyi hálózatok 4000 Hz határfrekvenciájú kábelekből álljanak, s az igen könnyű terhelésű kábelek 2 huzalos erősítőin a 300–3400 Hz-es beszédsáv átvitel 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 vívhálózatokra vonatkozóan is ajánlásokat ad, melyek belátható időn belül a mostani hangfrekvencias 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 távvalasztás nagyrészt befejezést nyert, a vezetékhálózat 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 jelentékenyen megváltoztatni? Felteszi a kérdést, hogy érdekmes-e a minőség megjavításának érdekében a svájci hálózatba nagy összegeket invesztálni? 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 elesik és igen kicsi a lemezek massa 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 többé-kevésbé tisztázatlan volt az önfenntartó áram legkedvezőbb értékének a kérdése.

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

külön telepenél a töltőáramokat úgy választották meg (7–100 ma), hogy a telepek 24 óra alatt kapacitásuk 1–15 százalékára töltődjenek fel. Egy két hónap után megejtett 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 tölni.

A kísérleti telepek közül a 66 milli-ampere 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 Mémóriai 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 dicsérettel kell megemlítenünk a fotocellákról, sokszorzókról, Kerr és szupersonikus 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 hézagpótló munkával gazdagodott a magyar műszaki irodalom.

N. T.

Pócza 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 atomkutásban, 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 időkéseleltető berendezésekkel is foglalkozik ugyanitt. A XIII. fejezetben különböző típusú

impulzusok feljegyzésére és számlálására találunk adatokat. Végül az utolsó fejezetben kismotor, fémegegyenirányító távjelző és távvezérlő berendezés köréből választott feladatok 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 kiindulópontul 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.