

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

A „MAGYAR POSTA“ MELLÉKLETE

SZERKESZTI A M. KIR. POSTAVEZÉRIGAZGATÓSÁG ALTAL KIJELELT
SZERKESZTŐ ALBIZOTTSÁG.

SZERKESZTŐSÉG CÍME: PETÁINEK JÓZSEF M. KIR. POSTAFŐMERNÖK
I. KRISZTINA-KÖRUT 12. IV. 408. — TELEFON: 506—00.

TARTALOM:

Dr. Tomits Iván: Távbeszélőösszeköttetések tervezésének és üzemben tartásának elektromos elveiről. — Magyar Endre: A frekvenciamérés módszerei. — Kovács Zoltán: A csillapítás és annak csökkentése pupinózás útján. — Külföldi szemle.

Távbeszélőösszeköttetések tervezésének és üzemben tartásának elektromos elveiről.

Írta: dr. TOMITS IVÁN posta műszaki tanácsos.

(Folytatás.)

6. A gyakorlatban használatos átviteli mértékegységek. (Unité de transmission.)

Abszolút egység. Mint már említettük, Európában a legtöbb állam postaadminisztrációja a vezetékeken fellépő feszültségek, illetőleg áramerősségek viszonyainak természetes logaritmusát használja az átviteli képesség (Übertragungsmass) mértékéül (1 3. egyenlet). Az átviteli képesség mérőszáma az l km. hosszúságú vezetékszakaszon

$$-b = -\beta l,$$

a vezetékszakaszcillapítása pedig

$$b = \beta l.$$

Az átviteli képesség és csillapítás tehát egymástól csak előjelben különböznek. Mértékegységének elnevezése a C. C. I. javaslatára a „néper” (Napiernek, a természetes logaritmus rendszer feltalálójának emlékére). A tárgyalt 3 mm.-es légvezeték példájában az 500 km. hosszú légvezetékszakaszcillapítása e terminológia szerint 2.3 néper, átviteli képessége tehát — 2.3 néper.

Kábel-mértföld standard (Mile of Standard Cable). Az Angliában használt kábeletalon, mely a csillapításoknak összehasonlításra történő mérésére szolgál, egy régibb típusú speciális papír-légürszigeteles kábel utánzata (műkábel), melynek elektromos adatai egy angol mértföld hosszúságra a következők:

$$\begin{aligned} R &= 88 \text{ ohm,} \\ L &= 0.001 \text{ henry,} \\ G &= 1.10^{-6} \text{ siemens,} \\ C &= 0.054 \text{ mikrofarad.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Csillapítása } n &= 800 \text{ frekvenciára} \\ b &= 0.106 \text{ néper.} \end{aligned}$$

Az Amerikában az Egyesült-Államokban használt kábeletalon ettől kissé eltér; csillapítása

$$b = 0.109 \text{ néper.}$$

Decimális egység. Amerikában ma általánosan használt átviteli illetőleg csillapítási egység. Ez a csillapítási mérték az abszolúttól főképen abban különbözik, hogy definíciójában a teljesítmények viszonya és a tizes alapú logaritmus rendszer szerepel a következő alakban:

$$N = \log_{10} \frac{W}{W_0}.$$

N a decimális csillapítás mérőszáma; W és W_0 értékek jelentése az5. alatti egyenletből már ismeretes. $\frac{W}{W_0}$ értékét az említett egyenletből behelyettesítve és tekintetbe véve, hogy

$$2.303 \log_{10} \frac{W}{W_0} = \log_e \frac{W}{W_0},$$

nyerjük

$$N = \frac{2.303}{2.303} = 0.8686 \beta l.$$

A csillapítás értékét tehát decimális egységekben megkapjuk, ha a népernek számát 0.8686-tal megszorozzuk.

A decimális rendszer egységének neve a C. C. I. javaslatára a „bel” (Alexander Graham Bell emlékére). E szerint egy abszolút egység egyenértékű 0.8686 decimális egységgel, vagyis

$$1 \text{ néper} = 0.8686 \text{ bel}$$

és hasonlóan

$$1 \text{ bel} = 1.1513 \text{ néper.}$$

Amerikában a gyakorlatban a „bel” egység egy tized részét használják „T. U.” egység (Transmission Unit) néven. A C. C. I. elneve-

zése szerint ennek az egységnek értéke egytized „bel”, azaz egy „decibel”. Tehát

$$1 \text{ (T. U.)} = 1 \text{ decibel} = 0.115 \text{ néper és} \\ 1 \text{ néper} = 8.686 \text{ decibel.}$$

II. Általános gyakorlati szabályok és normák távbeszélő áramköröknek csillapítás szempontjából való méretezésére.

A vezetékcsillapítások elméletének és az egyes vezetékfajok numerikus csillapításértékeinek ismerete módot ad arra, hogy már meglévő, vagy újonnan tervezendő áramkörök teljesítő képességére vonatkozólag számítások útján következtetéseket vonhassunk. A kalkulációkra kiinduló pontul az a gyakorlati tapasztalat szolgál, hogy az üzemben lévő távbeszélőkészülékek általában olyan elektromos teljesítményt képesek kiadni, amellyel $b = 3.5$ néper csillapítású légvezetékén át még kielégítő módon lehet beszélgetéseket folytatni, ellenben $b = 4.8$ csillapítás mellett a beszélgetések érthetősége már a határon van. A méretezésnek ennél fogva az az első feladata, hogy a tervezendő távbeszélőösszeköttetés egyes elemeire (szakaszaira) a csillapítást úgy szabja meg, hogy az összcillapítás egy, gyakorlatok alapján megállapított értéket túl ne lépjen. Nagyobb távolságú interurbán összeköttetésekre vonatkozólag a C. C. I. a következő irányelveket, normákat állapította meg:

Bármely interurbán távbeszélőösszeköttetésnél a szélső interurbán központok között fekvő teljes szakasz csillapítása lehetőleg ne legyen nagyobb, mint

$$b = 1.3 \text{ néper;}$$

a helyi előfizető és interurbán központja közt lévő összekötő áramkör összcillapítása (a központokat is beleszámítva) ne legyen nagyobb, mint

$$b = 1 \text{ néper.}$$

Egy tetszés szerinti interurbán távbeszélő áramkör összes csillapítása, vagy transzmissziós vesztesége e szerint általában nem lehet nagyobb, mint

$$b = 1.3 + 2 \times 1 = 3.3 \text{ néper,}$$

lévén a két végállomás helyi áramköreire 2×1 néper számítandó.

Egyes, nem nemzetközi, vagy kevésbé fontos távbeszélő áramköröknél ezektől a szabályoktól annyiban lehet eltérni, hogy az interurbán központok közötti áramkörök összcillapítását a szükség esetén a megadott 1.3-nél nagyobbra is lehet méterezni (kivételes esetben egészen $b = 2$ néper-ig). A szabálytól való eltérés azonban csak akkor ajánlatos, ha a helyi hálózatra számított 1—1 néperből annak speciális viszonyainál fogva megtakarításunk van.

Távbeszélőösszeköttetések méretezésére általános mértékül szolgálhat az angol és amerikai gyakorlat alapján szerkesztett alábbi séma (l. 2. ábra). A és B ábrázolja két tetszés szerinti város (pl. Buda-

pest—London, vagy Debrecen—Pécs stb.) interurbán központjait. Az interurbán-összeköttetések a városok helyi előfizetőihez általában helyi (lokál) központokon át történnek. A sémában található csillapítás értékekből megállapítható, hogy a csillapítás

két interurbán központ között maximálisan 1.3 néper,

egy interurbán központ és egy helyi előfizető központ között

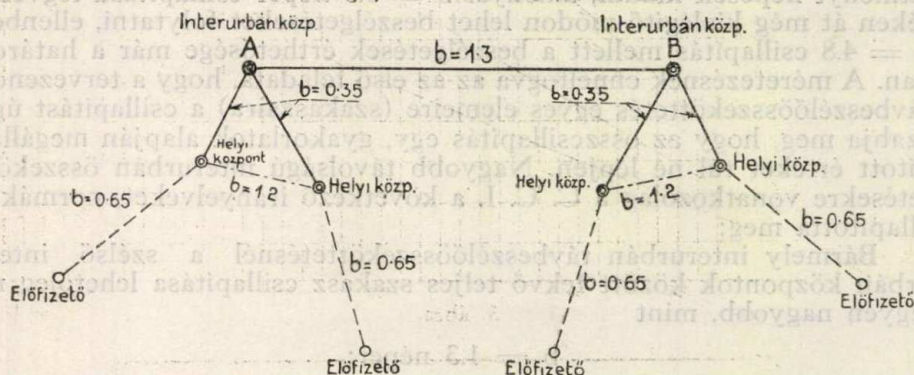
maximálisan $0.35 + 0.65 = 1$ néper,

két helyi előfizető között maximálisan

$$2 \times 0.65 + 1.2 = 2.5 \text{ néper.}$$

1. A csillapítások megközelítő számítása.

Említettük már, hogy összetett áramkörök eredő csillapítása az összegeződési elv alapján számítható ki, ha az áramkör egyes részei-

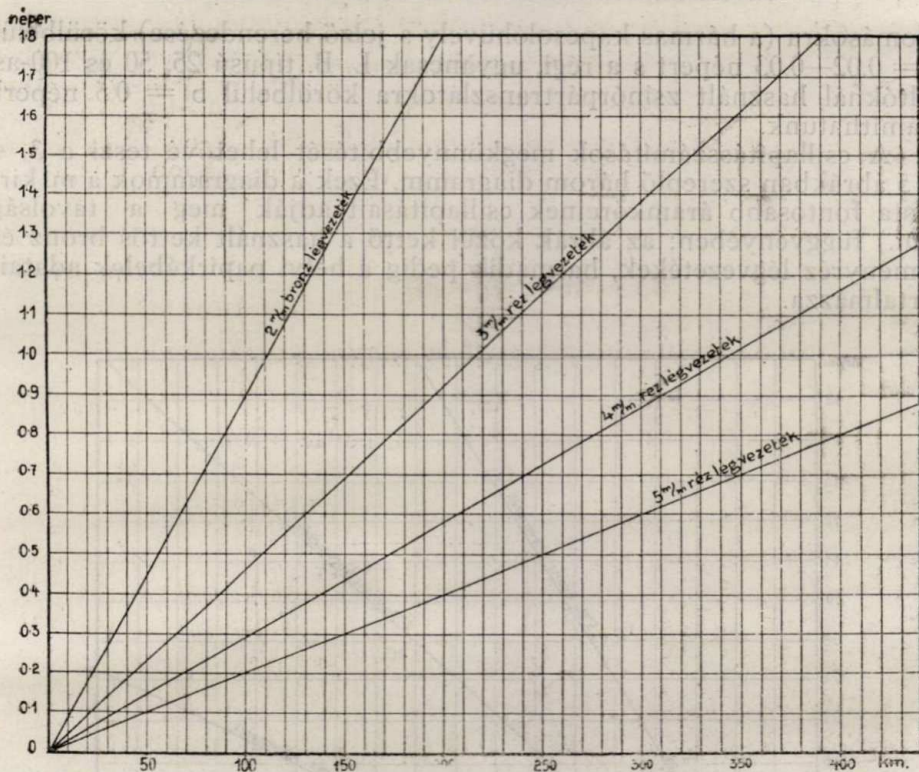


2. ábra.

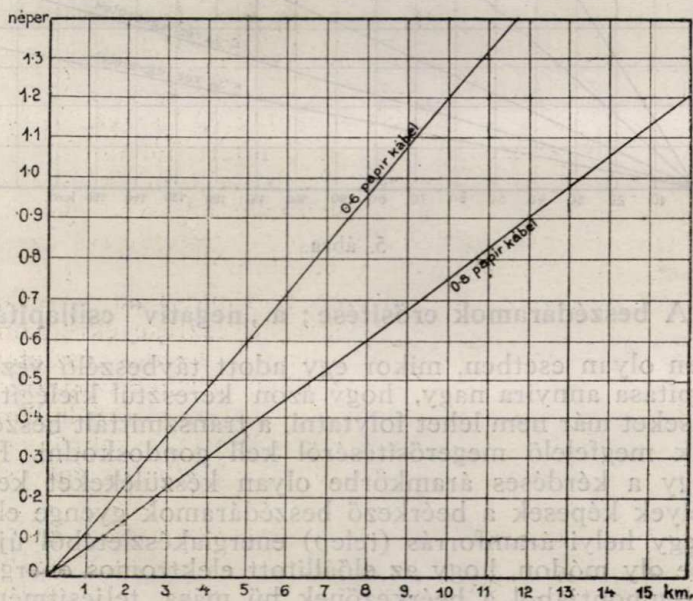
nek hullámellenállásai egymással egyenlők. A gyakorlat szempontjából azonban nem szükséges, hogy az említett hullámellenállások mindig pontosan egyformák legyenek. Az összegezhetőség elve gyakorlatilag még jól használható, ha a hullámellenállások abszolút értékei között 15—20 százalék eltérések is vannak, feltételezve azonban, hogy a fázisszögek között nincsen nagy különbség.

Nagyobb hullámellenállás eltéréseknél már az ú. n. reflexiós veszteségekkel is kell számolnunk. Ezekre a veszteségekre vonatkozólag általános szabályokat felállítani nem lehet (a kérdés részletesebb megvitatását lásd később). Általában azonban le lehet szögezni azt az elvet, hogy reflexiós veszteségektől még nagyon eltérő hullámellenállások esetében sem kell félni, ha olyan vezetékszakszakaszokról van szó, melyek átvitel szempontjából igen rövidnek tekinthetők (pl. csillapításuk kisebb, mint 0.05 néper).

Az áramkörökben lévő központok, transzformátorok és egyéb berendezési alkatrészek viselkedéséről csillapítás szempontjából szintén később lesz szó. Általában egyenlőre csak annyit mondhatunk, hogy megközelítőleg CB. központjainkra $b = 0.15 - 0.20$ népert, L. B. közép-



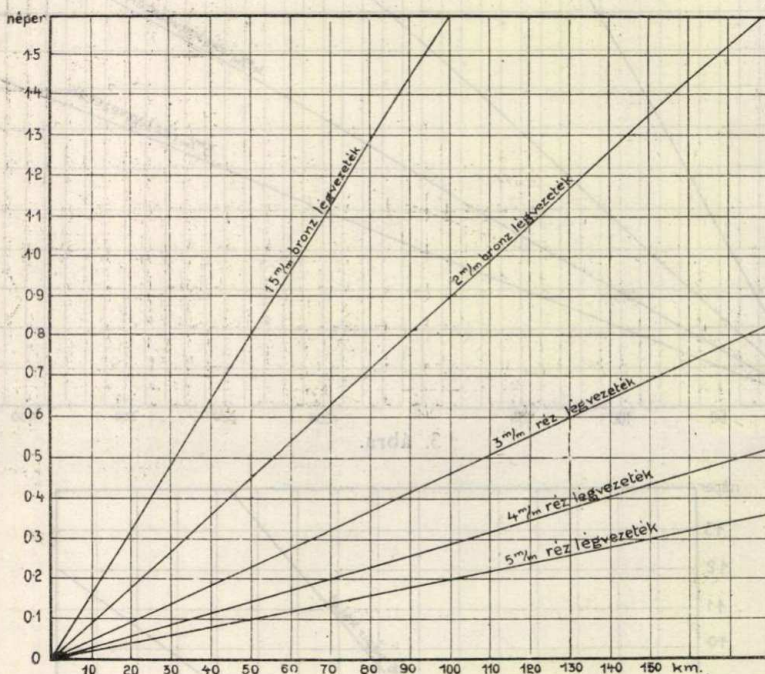
3. ábra.



4. ábra.

állomásokra (a hármas kapcsolóhüvely s jelző berendezése) körülbelül $b = 0.02-0.03$ népert s a régi, ugyancsak L. B. típusú 25, 50 és 100-as váltóknál használt zsinórpártranszlátokra körülbelül $b = 0.5$ népert számíthatunk.

A csillapításszámítások megkönnyebbítését lehetővé teszi a 3, 4 és 5 ábrákban szereplő három diagramm. Ezek a diagrammok a m. kir. posta fontosabb áramköreinek csillapításait adják meg a távolság (km.) függvényében; az ábrák közül kettő a használt kettős bronz és keményréz légvezetékek, harmadik pedig a helyi papírkábelek adatait tartalmazza.



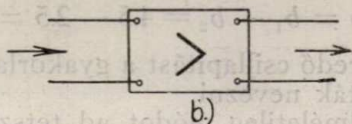
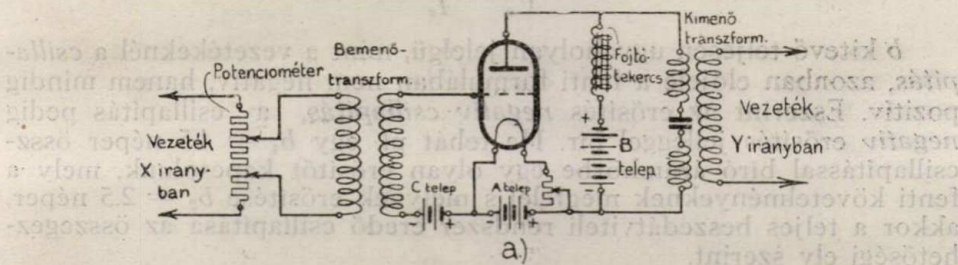
5. ábra.

2. A beszédáramok erősítése ; a „negatív” csillapítás.

Minden olyan esetben, mikor egy adott távbeszélő vezetérendszer csillapítása annyira nagy, hogy azon keresztül kielégítő módon beszélgetéseket már nem lehet folytatni, a transmített beszédáramok energiáinak megfelelő megerősítéséről kell gondoskodni. Ez annyit jelent, hogy a kérdéses áramkörbe olyan készülékeket kell bekapcsolni, melyek képesek a beérkező beszédáramok gyenge elektromos energiáit egy helyi áramforrás (telep) energiakészletéből újra reprodukálni, de oly módon, hogy az előállított elektromos energia időbeli lefolyás szempontjából a beérkezőnek hű mása, teljesítménye azonban ugyanannak többszöröse legyen (elektromos relais).

Ilyen célra szolgálnak az úgynevezett katódlámpaerősítők, melyek legegyszerűbb alakját mutatja a mellékelt 6. a) ábra. Az erősítő csupán egy irányban, — a rácskör bemenő transzformátorától az anódkör kimenő transzformátorán keresztül — képes működni, amit szemléltető módon juttat kifejezésre a 6. b) ábrában látható egyszerűsített sematikus ábrázolás.

Az elektromos viszonyok a szóbanforgó erősítő típusnál igen egyszerűen jellemezhetők, ha az erősítő két oldalról mért látszólagos belső ellenállásai (az erősítő bemenő és kilépő kapcsain mérvé) úgy vannak megválasztva, hogy azok megközelítőleg azon áramkör hullám-ellenállásával egyenlők, melybe az erősítőberendezést beleiktattuk. Amennyiben az áramkör már előzőleg az erősítő beiktatása előtt is olyan természetű volt, hogy annak egyes részeire a csillapítások összegezhetségi szabálya fennállott, úgy megállapítható, hogy ez a szabály az erősítő beiktatása után is fenn fog állni; különbség



6. ábra.

csupán csak annyi lesz, hogy az erősítő helyén az áramkör ágain fellépő V feszültség és I áramerősség értékei, ugrásszerűen meg fognak növekedni.

Jelölje V_e és I_e a vezetéken fellépő feszültséget és áramerősséget közvetlen az erősítő előtt, V'_e és I'_e pedig ugyanezen értékeket közvetlen az erősítő után. Minthogy a mondottak szerint a vezeték az erősítő előtt és után az erősítő belső ellenállásaival van lezárva, melyekre vonatkozólag kijelentettük, hogy azok közelítőleg a vezeték Z_0 hullám-ellenállásával egyenlők, annál fogva (lásd Magyar Posta Műsz. Közl. III. évf. 78. oldal)

$$Z_0 = \frac{V_e}{I_e} = \frac{V'_e}{I'_e}$$

Ha az egyenleteket a következő alakba írjuk,

$$\frac{V'_e}{V_e} = \frac{I_e}{I'_e} = B,$$

akkor könnyen belátható, hogy a távbeszélővezeték az erősítőberendezés beiktatása után homogén jellegét elektromos szempontból teljesen megtartja; az erősítőberendezés viselkedése ugyanis teljesen hasonló a vezetékéhez, amennyiben a kimenő és bemenő kapcsokon fellépő feszültségek és áramerősségek viszonya egymással egyenlő (B). Különbség csupán csak annyiban van, hogy ez a viszony, amely vezetékeknek a csillapítási tényező nevét viseli (l. M. P. Műsz. Közl. III. évf. 76. oldal ... 3) egyenletét,) ott mindig valódi tört, az erősítők esetében azonban állandóan az egységnél nagyobb. A „ B ” viszony-számot ennél fogva az erősítőberendezés *erősítési tényezőjének* nevezhetjük.

Az említett ... 3) alatti egyenlethez hasonlóan az erősítőberendezéseknél is definiálható egy b kitevő, még pedig a következő egyenlet alapján:

$$B = \frac{V'_e}{V_e} = \frac{I_e}{I_e} = e^b;$$

b kitevő teljesen ugyanolyan jellegű, mint a vezetékeknek a *csillapítás*, azonban előjele a fenti formulában nem negatív, hanem mindig pozitív. Eszerint az erősítés *negatív csillapítás*, a csillapítás pedig *negatív erősítés* jelleggel bír. Ha tehát pl. egy $b_1 = 4.5$ néper összcillapítással bíró áramkörbe egy olyan erősítőt kapcsolunk, mely a fenti követelményeknek megfelel s melynek erősítése $b_2 = 2.5$ néper, akkor a teljes beszédátviteli rendszer eredő csillapítása az összegezhetségi elv szerint.

$$b = b_1 - b_2 = 4.5 - 2.5 = 2$$

néper lesz; $b_1 - b_2$ eredő csillapítást a gyakorlatban sokszor *maradék csillapításnak* is szokták nevezni.

A tárgyalt elv elméletileg módot ad tetszésszerűen hosszú távbeszélő összeköttetések megvalósítására; a vezetékrendszerbe csupán annyi néper erősítést kell beiktatni, hogy a megmaradt csillapítás értéke az egész távbeszélő áramkörre a már említett $b = 3.3$ népert ne haladja túl.

A tervezések gyakorlati kivitelével, az ezzel kapcsolatos problémákkal és nehézségekkel a későbbi fejezetekben óhajtunk foglalkozni. Általában egyelőre csak a következő elveket kívánjuk leszögezni:

a) Előfizetői végállomásokon erősítést az üzemeltetés nehézsége és költségessége miatt csak igen kivételes esetekben szoktak alkalmazni. Ilyen végállomási erősítés használata csupán egyes esetekben lehet indokolt, mint pl., ha az előfizetői készülék zajos helyiségben van (börze), vagy, ha az előfizető nagyot hall. Az erősítés ilyenkor is csak a megjövő beszédáramokra (telefonhallgató) vonatkozhatik; a kimenő beszédáramokat (mikrofon) sohasem szokták erősíteni.

Megjegyezzük, hogy a m. kir. posta üzemében nem alkalmaz végállomású erősítést.

b) A gyakorlatban használt erősítő állomások középállomásúak; ezek egyszersmind oly módon vannak kiképezve, hogy az erősített távbeszélő áramkörökön az ellentétes irányokban egyidejűleg lehet

beszélgetéseket folytatni (lásd a következő fejezetet).

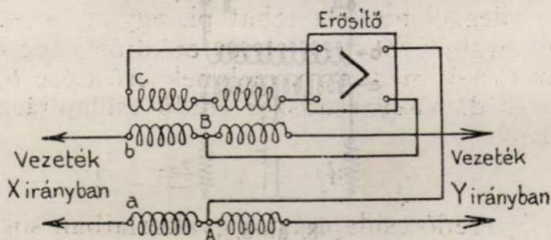
c) Erősítést mindig csak az interurbán központok közt fekvő interurbán áramkörökön szokás alkalmazni (l. a 2. ábrát). Az alkalmazandó erősítők számára vonatkozólag nagy általánosságban a maradékcillapítás értéke irányadó, amely a két szélső interurbán központ között a lehetőség szerint a $b = 1.3$ néper-t nem haladhatja túl ($n = 800$ Hertz).

d) Helyi áramkörökben, amennyiben azok tervezett összecsillapítása az előírt $b = 1$ néper-t meghaladná, a csillapítástöbbletet speciális átkérő vezetékek alkalmazásával (nagyobb huzalátmérő, átkérő kábelek pupinózása stb.) kell redukálni.

III. Erősítő állomások.

1. A középállomású erősítés elve.

Középállomású erősítők legegyszerűbb és egyszersmind legrégibb formáját mutatja a 7. ábra. Az X oldalról bejövő beszédáramok az



7. ábra.

ábrázolt transzformátoron át egy egyirányú erősítőbe jutnak, mely a megerősített energiát A , B pontokon juttatja az áramkörre és pedig mindkét irányban, lévén az X és Y irányú két vezetékfel az A , B pontokon az erősítő kimenő kapcsaira parallel kapcsolva.

Hogy ez a rendszer a gyakorlatban nem vált be, azt következő hátrányainak lehet tulajdonítani:

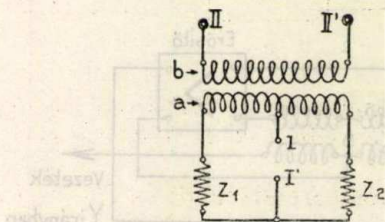
a) A legkedvezőbb konstrukciós feltételek mellett is a bejövő energiának csak mintegy a fele használdik fel erősítésre, míg a másik fele a vezetéken erősítetlenül tovább halad.

b) Az X és Y vezetékek egyforma elektromos sajátságokkal kell, hogy bírjanak; ellenkező esetben ugyanis az erősítő könnyen önrezgésbe jön, azaz fűtül.

c) Ha egy adott áramkörben két, vagy több ilyen típusú erősítő van egyszerre alkalmazva, akkor könnyen visszhangszerű jelenségek, torzítások, sőt fűtülések állhatnak elő. Ennek oka abban rejlik, hogy az erősített energia a vezetéken mindkét (X és Y) irányban tovaterjed; az egyik erősítőtől a vezetéken a szomszédos erősítőhöz érkező beszédáramokat az utóbbi megerősítve részben visszaküldi az első erő-

sítőhöz, miáltal a két erősítő között bizonyos feltételek mellett ú. n. *viesszacsatolási jelenségek* állanak elő.

Hogy az említett hátrányok kiküszöbölhetők legyenek, az erősítő rendszereket úgy kellett megkonstruálni, hogy az erősített áramok mindig csak egy irányban haladhassanak a vezetéken, tehát erősítések folytán áramvisszaverődések, reflexiók ne keletkezhesse. Az említett követelmények teljesítése szempontjából a legjobbnak bizonyult egy differenciál-transzformátor berendezés (hybrid coil), melyet erre a célra az amerikai *A. Campbell* használt először s melynek egyszerűsített sémáját a mellékelt 8. ábrában láthatjuk. Ha a differenciál-transzformátorba kapcsolt két, látszólagos ellenállás Z_1 és Z_2 (pl. két vezeték hullámellenállása) abszolút értékre és fázisra egymással pontosan egyenlők, akkor, amint könnyen belátható, a $I-I'$ ágba elhelyezett váltakozóáramú áramforrásból a parallel kapcsolt Z_1 és Z_2 ellenállásokon keresztül erősségre és fázisra egyenlő nagyságú áramok fognak folyni. Minthogy ezek az áramok az „a” tekercs két egyenlő félágán úgy folynak keresztül, hogy a transzformátor vasmagját ellen-
tétesen (differenciálisan) mágnesezik, világos, hogy a vasban keltett



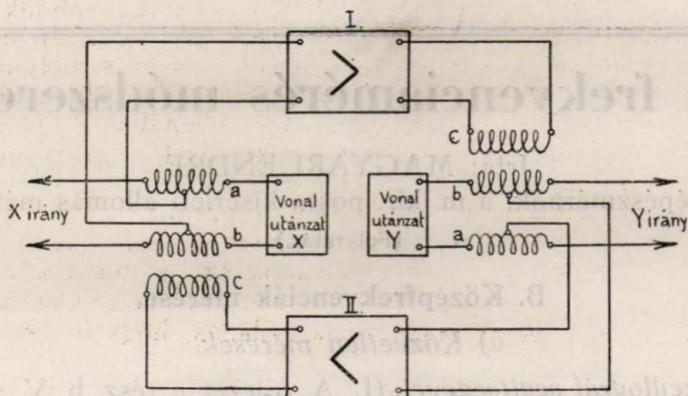
8. ábra.

mágnesség állandóan zérus lesz, azaz a „b” tekercs $II-II'$ végpontjain nem lép fel elektromotoros erő. Hasonlóan áll a fordított esetben is; a $II-II'$ transzformátorvégekre kapcsolt elektromotoros erő értéke bármilyen nagy is, az $I-I'$ kapcsokon fellépő elektromotoros erő mégis zérus lesz.

A leírt berendezés működés szempontjából nagyon hasonlít a kiegyensúlyozott Wheatstone-hídehoz, melyről tudjuk, hogy két diagonális egyensúly esetén egymástól elektromosan teljesen független, azaz a diagonálisokban keltett elektromos folyamatok egymásra semmiféle befolyással nincsenek.

A differenciál-transzformátoros elvnek az erősítő technikában való alkalmazását szemléltető módon mutatja a 9. ábra. Az X vezetékirányból megérkező áram az I . jelzésű, egyirányban működő erősítőn, vagy erősítési rendszeren át megerősítve jut az Y vezetékre. Az előbb mondottak alapján az I . által felerősített energiából az Y differenciál-transzformátoron át semmi sem jut a II . erősítőhöz, ha az Y vonal mesterséges vonalutánzata, vagy művonala (Nachbildung) látszólagos ellenállásra tökéletesen megegyezik az Y vonal látszólagos ellenállásával. Az X irányból jövő energia ennél fogva az I . erősítőn át megerősítve az Y irányba folytatja útját, míg — hasonló következ-

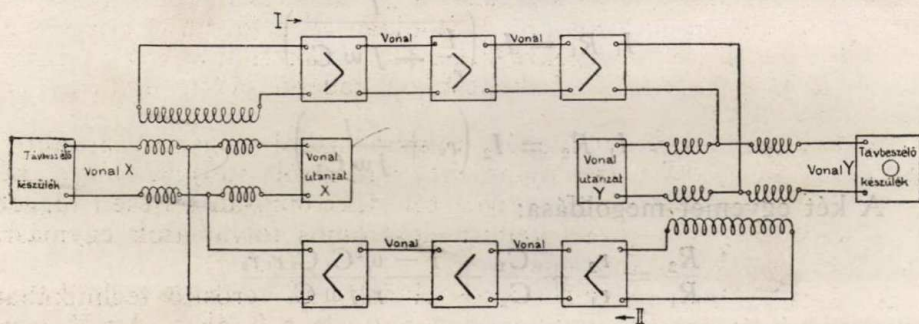
tetések alapján —, az *Y* irányból jövő energia a *II.* erősítőn át megerősítve csupán csak az *X* irányba halad tovább. Kölcsönös kétirányú beszélgetés tehát ezzel a berendezéssel egyidőben lehetséges, mivel a különböző irányokból jövő beszédáramok az erősítő berendezésén át mintegy kikerülnek egymást. Az említett elektromos megoldást *elektro-*



9. ábra.

mos kitérőnek is nevezhetnénk az egyvágányú vasutak analógiájára gondolva, ahol a szembejövő vonatok az állomásokon kölcsönösen ki tudják egymást kerülni.

Ha a középállomású erősítőrendszer *I.* és *II.*-vel jelzett egyirányú erősítőberendezései csupán csak egy-egy katódlámpa erősítőtől állnak, akkor a két egyirányú erősítő elemből és a két differenciál-transzformátorból álló berendezés egy komplett középállomású erősítő



10. ábra.

egységet alkot, amelyet, mivel egyszerű kéthuzalos áramkörökben szokták alkalmazni, *kéthuzalos erősítő egységnek* szokás nevezni.

Nagyobb távolságú összeköttetéseknel gyakori, hogy a két differenciál-transzformátoros berendezés egymástól távol, pl. a távbeszélő összeköttetés két szélső interurbán központjában van elhelyezve, míg az *I.* és *II.* ellentétes irányú erősítések külön-külön egy-egy kéthu-

zalos áramkörön történnek, helyenkint beiktatott elemi erősítő egységekkel. (L. 10. ábra.) A rendszert *négyszakos erősítő-rendszernek* nevezzük; a speciális kiképzésű differenciál-transzformátorok és művonalak ilyenkor együttesen a *négyszakos végberendezés*, vagy *villá* (Terminating set, Gabel) elnevezést viselik.

(Folytatjuk.)

A frekvenciamérés módszerei.

Irta: MAGYARI ENDRE

okl. gépészmérnök, a m. kir. posta kísérleti állomás mérnöke.

(Folytatás.)

B. Középfrekvenciák mérése.

a) Közvetlen mérések.

I. Oszcilloszámológéppel. (L. A. fejezet a rész. b. V. alatt mondtak.)

II. Híd-módszerek. A Wheatstone-híd elve alapján alábbi megfontolással közel laboratóriumi pontosságú (10^{-3}) frekvenciamérő állítható össze. A 11. ábrán láthatjuk a híd felépítését:

R_1 és R_2 önindukció és kapacitásmentes ellenállások, áttétel ágak;

C_1 és C_2 veszteségmentes kondenzátorok;

r_1 és r_2 önindukció és kapacitásmentes finom fokozatokban változtatható ellenállások.

A hídbe kapcsolt hallgatóban hangminimum észlelhető, ha:

$$I_1 R_1 = I_2 \left(\frac{1}{r_1} + j \omega C_1 \right)$$

$$I_1 R_2 = I_2 \left(r_2 + \frac{1}{j \omega C_2} \right)$$

A két egyenlet megoldása:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{r_2}{r_1} + \frac{C_1}{C_2} + \frac{1 - \omega^2 C_1 C_2 r_1 r_2}{r_1 j \omega C_2}$$

Végezzük a következő felvételeket:

$r_1 = r_2 = r$; $C_1 = C_2 = C$ és az utolsó imaginär tag eltűnik, ha: $\omega^2 C_1 C_2 r_1 r_2 = 1$, úgy, mint eredményt a kiegyensúlyozás esetére kapjuk:

$$\frac{R_2}{R_1} = 2 \quad \text{és} \quad \omega = \frac{1}{Cr};$$

Más szóval, ha a hídát úgy készítjük el, hogy

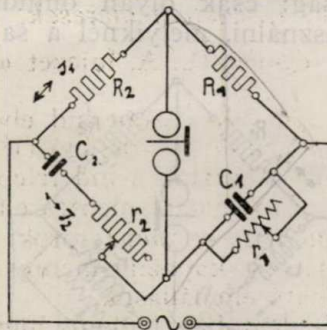
$$\begin{aligned} R_2 &= 2 R_1 \\ C_1 &= C_2 = C \text{ (fix kapacitás),} \end{aligned}$$

akkor bizonyos frekvenciánál hangminimumot akkor kapunk, mikor $r_2 = r_1 = r$ egyidejű és egyenlő nagyságú változtatásával az $\omega = \frac{1}{Cr}$ feltétel kielégül.

A frekvencia értéke ebben az esetben:

$$\nu = \frac{1}{2\pi Cr}$$

A módszer nagyon jól használható, különösen nagyértékű közép-frekvenciáknál ($\nu > 1000 \sim$)



11. ábra.

Kiindulásképp ajánlom a következő értékeket:

$$R_2 = 4000 \, \Omega$$

$$R_1 = 2000 \, \Omega$$

$$C_1 = C_2 = C = 0.1 \, \mu F = 0.1 \cdot 10^{-6} F$$

Mélyebb frekvenciák mérésénél ajánlom ennek a hídnek a pentantját önindukciókból összeállítva (l. 12. ábra)

R_1 és R_2 mint előbb

L_1 és L_2 két fix önindukció

r'_1 és r'_2 az önindukciós tekercsek saját ohmikus ellenállása

r_1 és r_2 mint előbb.

A hídba kapcsolt hallgatóban hangminimum észlelhető, ha:

$$I_1 R_1 = I_2 (r_1 + r'_1 + j\omega L_1)$$

$$I_1 R_2 = I_2 \left(\frac{1}{r_2} + \frac{1}{r'_2 + j\omega L_2} \right)$$

feltételek ki vannak elégítve.

A két egyenlet

$$L_1 = L_2 = L \text{ és } r'_1 = r'_2 = r'$$

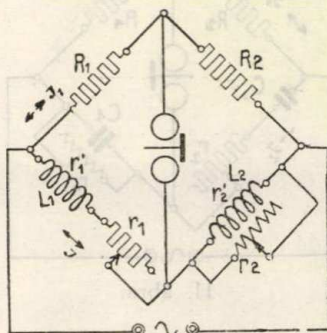
(pontosan egyforma tekercsek)

$$\frac{R_1}{R_2} = 1 + \frac{r_1}{r_2} + \frac{r' + j\omega L}{r_2} + \frac{r_1}{r' + j\omega L}$$

megoldást eredményezi. Ha r' nem hanyagolható el ωL mellett, úgy az egyenlet imaginár megoldására vezet, $r_1 : r_2$ viszonyt állandónak véve fel, más szóval a hid nem egyensúlyozható ki oly egyszerű módon, mint azt az előbb tettük. Ha $r_1 < \omega L$, úgy ismét lehet az $r_1 = r_2$ feltételt eszközölni:

$$\text{akkor } \frac{R_1}{R_2} = 2 \text{ és } \omega = \frac{r}{L}$$

Levonható a tanulság: csak olyan önindukciós tekercseket és kombinációt szabad használni, melyiknél a saját ellenállás elhanya-



12. ábra.

golható ωL mellett, azaz nagy önindukciót kísértékű saját ellenállással.

Kiindulásképp ajánlom a következő értékeket:

$$R_2 = 100 \, \Omega$$

$$R_1 = 200 \, \Omega$$

$$L_1 = L_2 = 0.05 \text{ Henry} \quad r' < 1 \, \Omega$$

$$r_1 = r_2 = 10 \, \Omega \text{ — felfelé.}$$

III. Elektromos rezonancia.

Lényege abban áll, hogy sorba kapcsolt önindukció és kapacitás impedanciája, látszólagos ellenállása:

$$R = \sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}$$

akkor a legkisebb, mikor a zárójelben levő kifejezés eltűnik az ω , vagy a C és L változtatásával, azaz, mikor

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

Ezt nevezzük *feszültségrezonanciának*.

Ebben az esetben a látszólagos ellenállás reális értékű lesz:

$$R = r,$$

tehát rezonancia esetén a soros $C L$ kombináció ellenállása pusztán ohmikus ellenállás.

Az előbbi feltételünkből levezethető a Thomson-formula

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}$$

kifejezése, melyből az ismertebb

$$\nu = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

kifejezés képezhető.

A mérés elrendezését a 13. ábra mutatja:

$D t r$ = egy differenciál transzformátor: duplex tekercs, melynek primer tekercse pontosan ketté van osztva egy leágazással, szekunder tekercse pontosan egyenlő kölcsönös indukciójú, mind a két primer tekercs félhez. A szekunder tekercshez kötjük az indikátort (fejhallgató).

$e \sim$ = a mérendő frekvenciás feszültség.

L, r, C = a rezonáns rezgőkör.

R = Ellensúlyozó ellenállás (önindukció- és kapacitásmentes).

Tételezzük fel, hogy az LC rezgő kör oly önfrekvencia értékre van beállítva, mint a mérendő ν frekvencia, tehát látszólagos ellenállása csak a tekercs ohmikus ellenállása. Az R ellenállás értékét tegyük ezzel egyenlővé, akkor a mérendő frekvenciás áramforrásból jövő áram a differenciál transzformátor két fél primer tekercsében kettéoszlik 1:1 amplitudó arányban, $\varphi = 180^\circ$ fázis szöggel azonban. Így a $D t r$ vasmagjában nincs mágnestér, a szekunder-tekercshez kapcsolt hallgatóban hangminimum észlelhető. Maga a mérés több lépésben végezhető. A C vagy L segítségével relatív minimumot állapítunk meg, tehát először csak legkisebb hangerősséget. Ezután R segítségével egy halkabb relatív minimumot, majd ismét C , vagy L segítségével még halkabbat, ismét R -rel korrekciót veszünk: a két oldalon tehát felváltva, mind halkabb és halkabb relatív minimumot keresünk

mindaddig, amíg a hallgatóban abszolút minimumot (elhallgatás) észlelünk. Ekkor leolvasott L_r és C_r értékekkel a frekvencia:

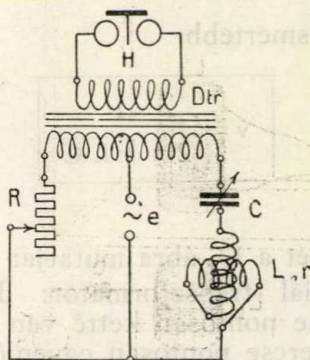
$$\nu = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_r L_r}} \quad \begin{array}{l} L_r \text{ Henryben} \\ C_r \text{ Faradban} \end{array}$$

Pontosan hitelesített C és L segítségével rendkívül érzékeny és pontos frekvenciamérést eszközölhetünk ily módon.

Megjegyzésre méltó, hogy ezt a rendszerű frekvenciamérést a m. kir. posta Kísérleti Állomása használta először. (Dr. Tomits Iván 1918.)

IV. Normál, illetve abszolút frekvenciamérő.

Következő elrendezés tulajdonképpen szintén elektromos rezonancián alapuló mérőfelszerelés. Az alkatrészeinek változtatásával



13. ábra.

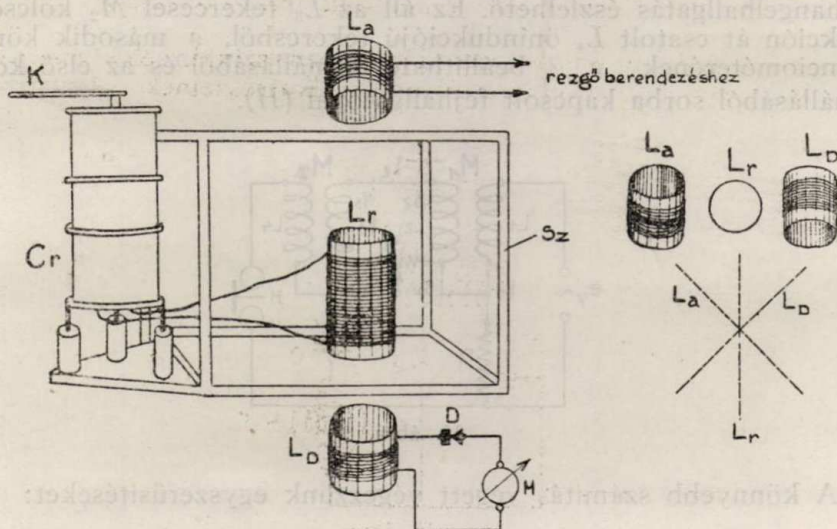
rendkívül nagy frekvenciasáv mérhető ki. A német Physikalisch-Technisches Reichamt (hitelesítő intézet) ezen az elven épített fel egy normál frekvenciamérőt, mellyel $\nu_1 = 1600$ frekvenciától $\nu_2 = 144.000 \text{ sec}^{-1}$ értékig minden frekvencia $\frac{1}{10000}$ rész pontossággal mérhető. A frekvenciahatárokból láthatjuk, hogy a berendezés már nagy frekvenciák abszolút mérésére is alkalmas.

Lényegében egy szekrényben elhelyezett, sztatikusan árnyékolt L_r önindukciós tekercsből (14. ábra, L_r) és fémházban elhelyezett kondenzátorokból áll (C_r). A kondenzátorok párhuzamos kapcsolásához vezetékre nincs szükség: dugaszokkal illeszkednek egymásra közvetlenül.

Előzőleg úgy az L_r tekercssorozatát, mint a C_r kondenzátor-sorozatát pontosan kimérik valamely abszolút mérési módszerrel. Oly frekvenciáknál, ahol az százalékosan már jelentékeny volna a tekercsek önkapacitása C_r , illetőleg a kondenzátorok önindukciója (L_c) figyelembe veendő. Így a frekvencia értéke

$$\nu = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_r + l_c)(C_r + c_L)}}$$

A hitelesítendő frekvenciás áram az L_a tekercsen folyik, melynek hossz tengelye 45 fokos szöget zár be az L_r tekercs hossz tengelyével. Az indikálás egy L_D tekercshez kapcsolt detektor és mikroampermérővel történik. Az L_D tekercs 90 fokot, illetőleg olyan szöget zár be az L_a tekercssel, hogy benne csak az L_r tekercs felől jövő mágneses erővonalak indukáljanak feszültséget. A C_r kondenzátor utolsó (legfelső) részlete forgó kondenzátor, mellyel a rezonancia beállítható.



14. ábra.

A mérés pontossága a tekercsek és önindukciók pontos abszolút mérésétől függ. Ezt, sajnos, jelen cikkemben nem ismertethetem, mert a módszerek ismertetése egész külön cikkekre terjed. Közelebbi részletek a „Zeitschrift für technische Physik” 1925. évi 3. és 4. számában találhatók. Amennyiben ily berendezést *frekvenciára* akarunk kihitelesíteni, úgy alkalmas e célra a következő eljárás:

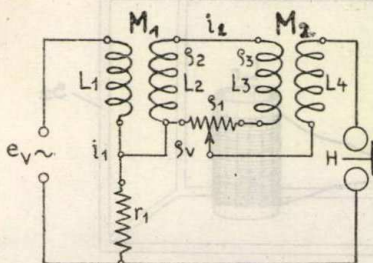
Az L_a tekercset egy katódlámpás rezgő berendezés *anódkörébe* (rezgőkör előtt!) iktassuk. Akkor nemcsak az alapfrekvencia, hanem a 2., 3., 22. felhang is egyik a másik után kihangolható. Így a tekercs és kondenzátor adatai egy mechanikailag is hitelesíthető alapfrekvencia felhangjaival ellenőrizhetők.

V. Kompenzációs frekvenciamérés.

Az angol Cambridge Instrument Company kidolgozott A. Campbell tervei szerint egy nagyon szellemes kompenzációs frekvenciamérőt. Lényege a 15. ábra alapján megérthető.

A mérendő frekvenciás feszültség egy sorbakapcsolt L_1 önindukción és r_1 ellenálláson i_1 nagyságú váltakozó áramot hajt át. Az L_1 tekercs M értékű kölcsönös indukcióval csatolódik az L_2 önindukciós tekercshez. Az M_1 révén kapott $(i_1 j\omega M_2)$ feszültség a L_2 és L_3 önindukciós tekercsen és a hozzájuk tartozó ρ_2 és ρ_3 saját, továbbá ρ_1 ellenálláson i_2 nagyságú váltakozó áramot hajt át. A ρ_1 ellenállás egy potenciométer fix ellenállása.

Ezután következik az indikátor kör, melyben a mérés befejeztével hangelhallgatás észlelhető. Ez áll az L_3 tekercssel M_2 kölcsönös indukción át csatolt L_4 önindukciójú tekercsből, a második kör ρ_1 potenciométerének ρ_{var} beállítható ellenállásából és az első kör r_1 ellenállásából sorba kapcsolt fejhallgatóval (H).



15. ábra.

A könnyebb számítás végett végezzünk egyszerűsítéseket:

$$L_2 + L_3 = L$$

$$\rho_1 + \rho_2 + \rho_3 = \rho$$

Írjuk fel a Kirchhoff 2. törvényét a 2. és az indikátor körre:

$$i_1 j\omega M_1 = i_2 (j + j\omega L) \dots \dots \dots 2. \text{ körre}$$

$$i_1 r_1 = i_2 (\rho_{var} - j\omega M_2) \dots \dots \dots \text{Indikátor körre.}$$

A két egyenletből i_1 és i_2 kiküszöbölésével, az imaginér tagok rendezésével:

$$\rho r_1 = M_1 M_2 \omega^2 + j\omega (M_1 \rho_{var} - L r_1)$$

Az imaginér tag kiesik, ha

$M_1 \rho_{var} = L r_1$; ezzel az előfeltétellel

$$\omega^2 = \frac{\rho r_1}{M_1 M_2} \quad \text{vagy}$$

$$\nu = \frac{\sqrt{\rho} r_1}{2 \pi \sqrt{M_1 M_2}}$$

Ha figyelembe vesszük, hogy az $M_1 \rho_{\text{var}} = L r_1$ egy frekvencia független feltétel, továbbá $\rho = \text{constans}$, úgy a ν kifejezésében csak M_2 értéke változik, azaz készre méretezett berendezésnél

$$\nu = \frac{\text{constans}}{\sqrt{M_2}}$$

A mérés rendkívül éles kompenzációt ad, úgyhogy a frekvencia 1‰ pontosságra mérhető.

Egy ily frekvenciamérő berendezés, melynek mérési határa 200–4000 frekvencia, következő alkatrészekből állítható össze:

$$L_1 = L_2 = 0.01 \text{ Henry}$$

$$M_1 = 0.0099 \text{ Henry}$$

$$\rho_1 = 600 \Omega$$

$$\rho_2 = 3 \Omega$$

$$\rho_3 = 25 \Omega$$

$$L_3 = 0.15 \text{ Henry}$$

$$L_4 = 0.005 \text{ Henry}$$

$$\rho \text{ variáns} = 0 \sim 600 \Omega$$

$$r_1 = 0.1 \Omega \sim 50 \Omega$$

$$M_2 = 0.001 \sim 0.025 \text{ Henry.}$$

Itt megjegyzem, hogy az M_2 aránylag nagy változtatása (25-szörös), csak a kiinduló frekvencia ötödrészenek mérésére alkalmas. A méréshatár kiterjesztését az r_1 és ρ variáns együttes változtatásával lehet eszközölni. Egy méréshatáron belül minden érték állandó, csak M_2 értékét kell változtatni.

Ha a kompenzálás nem jelentkeznék, úgy a fázisok nem egyeznek az alapfeltevéssünkkel. Cserélni kell az L_1 és L_2 egymáshoz való menetirányát, másszóval felcseréljük az L_1 tekercs két bevezetését.

(Folytatjuk.)

A csillapítás és annak csökkentése pupinozás útján.

Irta: KOVÁTS ZOLTÁN, okl. gépészmérnök.

A használatos távbeszélőkészülékek rábeszéléskor elektromos váltakozó energiát termelnek (generátorok), ennek nagysága a hang-erősségtől, a készüléktől, a teleptől stb. függően 0.1–15 mW között ingadozik, közepesen 2 mW-nak vehető. A termelt energiának a vezeték távoli végén csak csekély törtrésze érkezik meg. Hogy még jól megérthető vételt biztosítsunk, a vett energiának kb. 1.0 mikrowatt-

nak (μW) kell lennie. A távbeszélőkészülékre beadott energiának legnagyobb része tehát elvész, még pedig a készülékben, a központokban és a különböző vezetékek mentén, azok ellenállása és levezetése folytán.

A veszteség a vezeték hosszától függ a következő módon: ha egy vezetékdarabon elvész a beadott energiának pl. 2 százaléka, a következő, ugyanolyan hosszú szakaszon a megmaradt energiának ismét 2 százaléka és így tovább. Ez a törvényszerűség exponenciális függvényvel fejezhető ki. A beadott W_b és megérkező W_m energiát viszonyba állítva, a következő összefüggést kapjuk:

$$\frac{W_b}{W_m} = e^{2b}$$

b a vezeték hosszára jellemző veszteség, vagy *csillapítási mérték*, amely a vezeték hosszának, l -nek és az 1 km. hosszú vezetékre jellemző, úgynevezett fajlagos csillapításnak β -nak szorzatával fejezhető ki.* Ha feltételezzük, hogy a beadott energia 2 mW, a megérkező pedig 2 μ W, akkor ezen az alapon kiszámítható, hogy a csillapítási mérték ezen a vezetéken $b = 3.5$ néper. Ebből tapasztalás szerint $b = 2.0$ eshetik az előfizetői vezetékre, továbbá központokra és a helyi vezetékre, míg $b = 1.3 - 1.5$ a távvezetésekre.**

A fajlagos csillapítás β , homogén vezetéknél és pupinozott kábelnél a közepes beszédfrekvenciára közelítően a következő összefüggéssel fejezhető ki a vezetéknek egységnyi hossza (km.) vonatkozó elektromos adataival:

$$\beta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ néper}$$

ahol R az ellenállás, C a kapacitás, L az induktivitás és G a levezetés egységhosszra (pl. km.-re) vonatkoztatott értékei a megfelelő mértékegységben, még pedig R ohmokban, C faradokban, L henrykben és G siemensekben.

A beszédátvitel tehát lényegileg a csillapítás nagyságától függ. Hogy valamely távbeszélő összeköttetés végén a legnagyobb megérkező hangerősséget biztosíthassuk, elsősorban a csillapítást kell a lehető legkisebb értékre szorítanunk. A fajlagos csillapítás (β) a formula szerint két tagból áll: az első *ellenállási csillapításnak*, a másodikat *levezetési csillapításnak* mondhatjuk, minthogy β értéke főképp az ellenállástól és a levezetéstől függ. Ennek következtében tehát elsősorban R -et és G -t iparkodunk olyan kicsire választani, amilyenre csak lehet. A határt gyakorlati okok szabják meg. Az ellenállási csillapítás rendes körülmények között sokkal nagyobb, mint a levezetési. Az egész csillapítást tehát úgy lehetne csökkenteni, hogy az L/C vi-

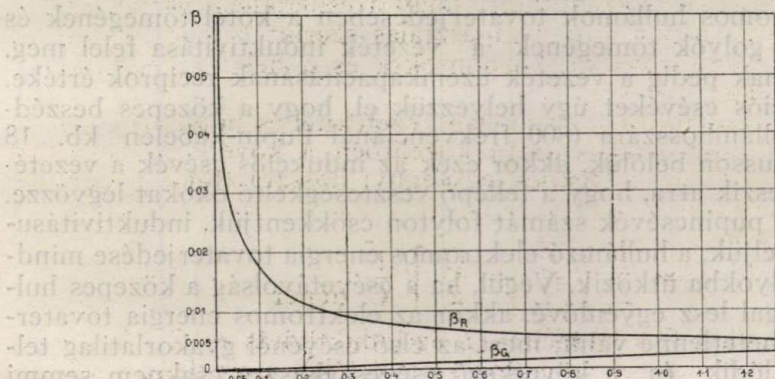
* A csillapításról részletesen a Műszaki Közlemények márciusi számában dr. Tomits Iván értekezik.

** Elfogadhatónak vélném, ha az erőáramú technika analógiájára a nagy távolságú távbeszélővezetéseket (távkábel, iterurbán vezeték) szintén távvezetéknek neveznék.

szonyt nagyobbítjuk. Ezzel ugyan a második tag, a levezetési csillapítás nő, de kisebb mértékben, mint ahogy az első tag, az ellenállási csillapítás csökken. Minthogy a kábel üzempacitása (C farad) a gyártással meg van adva, ezen nem igen változtathatunk, tehát csak az L (henry) növelése marad hátra. Ha a csillapítási tényező ellenállási tagját, mint L függvényét görbével ábrázoljuk, *hiperbolát* kapunk, melynek ordináta-értékei növekvő L mellett eleinte gyorsan, később lassan csökkennek. (Lásd az 1. sz. rajzot.) $L = \infty$ mellett értéke 0. Ugyanígy ábrázolva a levezetési tagot, ennek értéke viszont növekvő L mellett *lineárisan* nő. A levezetési tényező maga a két görbe mindenkor összege, minimuma ott van, ahol a két tag egymással egyenlő, vagyis amikor

$$\frac{R}{2} \sqrt{\frac{l}{L}} = \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{l}}$$

azaz $R/L = G/C$. Innen $\beta_{\min} = \sqrt{R/G}$. (A rajzon, amely egyébként egy 0.9 mm.-es légűrszigetelésű normálkábel adataival készült, jól lát-



1. ábra.

ható, hogy a minimum igen nagy L -értékeknél következnek be.)

Ez az egész okoskodás azonban csak közelítőleg igaz, még pedig abban az esetben, ha az induktivitás L , az ellenállás egyidejű növelése nélkül volna emelhető.

Gyakorlati okok miatt az induktivitást éppen emiatt nem növelelt annyira, hogy a minimális β -t elérjék, hanem csak addig, míg az a görbe meredek részén még elég hatályos.

Az induktivitás emelésének a nagytávolságú kábeltelefonia szempontjából egyedüli tekintetbe jöhető módja, hogy a vezetékbe helyenkint indukciós csévéket iktatnak. A figyelmet erre az eljárásra először Heaviside hívta fel, gyakorlatilag pedig Pupin dolgozta ki; tőle származik az eljárás elnevezése: pupinozás, vagy terhelés.

Az a kérdés, hogy az induktivitás növelése hogyan oszolja el a vezetéken. Bizonyos, hogy a csévevezeték annál inkább megközelíti a homogén induktivitású vezetékét, minél sűrűbben helyezkednek el rajta pupincsévék. Az azonban nem volna gazdaságos, hogy sok apró

csévét iktassunk a vezetékbe, mert a csévék előállítási ára gyakorlatilag függetlennek vehető az induktivitásuktól. A feladat az, hogy lehetőleg kevés, viszonylag nagyobb induktivitású csévét alkalmazunk. Hogy milyen messze lehet menni a csévék ritkításával és induktivitásuk egyidejű növelésével, az a következő mechanikai példával világítható meg: ha egy hosszú kötelet hullámozó mozgásba hozunk, a hullámmozgást (sebességet, hullámhosszát) elsősorban a kötél tömege és feszültsége szabja meg. A kötél tömege a ráerősített, egyenlő tömegű súlyos golyókkal növelhető. Ha a golyókat olyan sűrűen helyezzük el, hogy a golyókkal terhelt kötél egy-egy hullámhosszára kb. 10 golyó jusson, ezzel a hullámozó mozgás alakja nem változik meg, ellenben a kötélen végigfutó hullám sokkal kisebb csillapítással jut a kötél végére. Ha azonban a golyóktól képviselt egész tömeget csak néhány nagy golyóra elosztva, egymástól nagy távolságra helyezzük el, akkor a hullámozás közben minden golyónál erős reflexió jelentkezik. Minden golyót követő kötélszakaszra tehát a hullámkeltő energiának csak töredéke jut az előbbi szakaszból, a többi a reflektálódás folytán számára elveszett. Így a csillapítás igen gyorsan bekövetkezik.

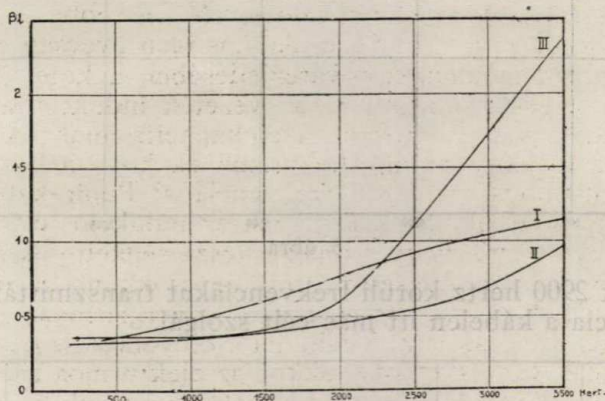
Az elektromos hullámok tovaterjedésében a kötél tömegének és vele együtt a golyók tömegének a vezeték induktivitása felel meg, rugalmasságának pedig a vezeték üzempacitásának reciprok értéke. Ha az indukciós csévéket úgy helyezzük el, hogy a közepes beszéd-frekvencia hullámhosszára (800 frekvenciánál Pupin-kábelen kb. 18 km.) 10 drb. jusson belőlük, akkor ezek az indukciós csévék a vezeték-képesé teszik arra, hogy a fellépő veszteségkeltő okokat legyőzze. Ha azonban a pupincsévék számát folyton csökkentjük, induktivitásukat pedig növeljük, a hullámozó elektromos energia tovaterjedése mindinkább akadályokba ütközik. Végül, ha a csévetávolság a közepes hullámhosszúsággal lesz egyenlővé, akkor az elektromos energia tovaterjedése már lehetetlenné válik; mert az első csévénél gyakorlatilag teljesen reflektálódik és a következő csévészakaszra csaknem semmi átvitt elektromos energia sem jut. A csévevezeték ilyenkor tehát mindazt a váltakozó elektromos energiát majdnem teljesen lecsillapítja a csévék induktivitásán való reflexió következtében, amelynek hullámhossza rövidebb, mint a csévetávolság. Az ehhez a hullámhosszhoz tartozó frekvenciát *határfrekvenciának* nevezzük.

A pupinvezeték legfontosabb tulajdonsága tehát az, hogy határfrekvenciája van, amin túl csillapítása igen nagy, gyakorlatilag végtelen.

A közönséges papírszigetelésű kábel csillapítása a frekvenciával nő. Ennek oka a papíroskábel aránylag nagy kapacitása, amely a levezetéssel együtt a vezeték két ágához képest párhuzamos és mint ilyen, a frekvenciával *csökkenő* ellenállású, levezetéses mellékzárát alkot; ezen keresztül az energia kiegyenlítődik. Minél nagyobb a frekvencia, annál inkább. Ez az oka, hogy a hosszú, közönséges papírkábelen átvitt beszéd tompa, pincéből jövő hang benyomását kelti: benne a nagyobb frekvenciák nagy csillapítása miatt a frekvenciaeloszlás megváltozik és pl. az *i* hangzó az *e*-hez, vagy az *ü*-höz lesz hasonló; a sok nagyfrekvenciájú felhangot (formant) tartalmazó sziszegő mással-

hangzók h , ch , s , sz pedig szintén teljesen átalakulnak (*frekvencia-torzítás*). A pupinozott kábel csillapítása ezzel szemben a határfrekvenciáig csak igen lassan nő.

Az előbbiekből következik, hogy a pupinozás olyan esetekben is sikeresen használható a beszéd *minőségének* javítására, amikor a csillapítás csökkentése csak másodrendű szempont. Erre nézve jó például szolgálnak a budapesti hosszabb átkérő vezetékeken végzett mérések. A cél az volt, hogy ezeknek lehetőleg a csillapítását tünteti fel. A *I.* görbe azonban a rajtuk átvitt beszéd minőségét javítsuk meg. A mellékelt 2. rajz a József—Krisztina központok közti 5239 m. hosszú 0.8 mm.-es átkérőkábel hurokjának adatait szemlélteti. Az *I.* görbe a pupinozatlan vezeték csillapítását tünteti fel. A *II.* rajz a két, egyenkint 0.063 H önindukciójú csévével terhelt vezeték csillapításgörbáját ábrázolja, míg a *III.* rajz ugyanezt 0.088 H-s csévével terhelve. A csévék elhelyezése

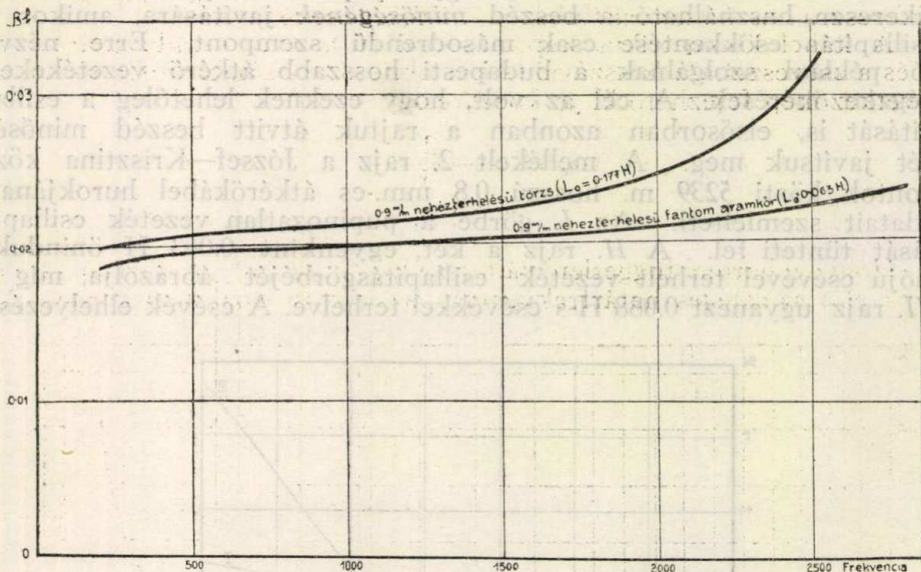


2. ábra.

olyan, hogy a két központ közelébe egy-egy, kb. 1300 m. hosszú fél csévetávolság esett. Látható, hogy a csillapítás csökkenése is elég tekintélyes, mert 1000 hertz-nél kb. 0.12 néper, de annál fontosabb eredmény az, hogy a pupinozott vonal csillapítása kb. 1800 hertzig csak lassan nő. Innen kezdve aztán rohamosan emelkedik. Ez a hely a határfrekvencia, amelynek a megállapítása a pupinozás megtervezésével történik. A bécsi kábel határfrekvenciája pl. kéthuzalos törzsáramköröknél mérések szerint 2870 hertz, míg a négyhuzalos törzsáramköröknél 5730 hertz. A mellékelt 3. és 4. sz. rajzokon a bécsi kábel néhány áramkörtípusának mért csillapítási diagramja van feltüntetve. A lakihegyi zeneátviteli rádiókábel megkövetelt határfrekvenciája 13.000 hertz. Diagrammját az 5. sz. rajz szemlélteti.

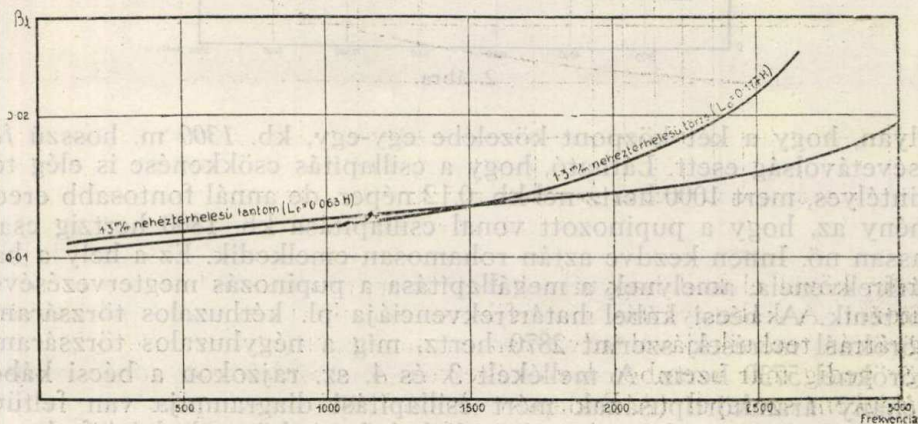
A határfrekvencia megállapítására mértékadó az illető áramkörrel szemben támasztott igény, amit viszont pénzügyi szempontok korlátoznak. Erről alább még szó lesz. A nagy távolságra szolgáló négyvezetékes áramkörök határfrekvenciáját 5800 hertz körül szabják meg, míg a többnyire belföldi forgalomra szolgálóknál megelégszenek

2900 körüli határfrekvenciával. Azonban a végerősítő állomásokon, ahol a nagytávolságú négyvezetékes áramköröket kétvezetékes áramkörökké kell átalakítani, az átalakító, ú. n. villakapcsolás a 2900 hertzen felüli frekvenciákat levágja, tehát végeredményben, ezek az áram-



3. ábra.

körök is csak 2900 hertz körüli frekvenciákat transzmittálnak. A nagy határfrekvencia a kábelben itt más célt szolgál.



4. ábra.

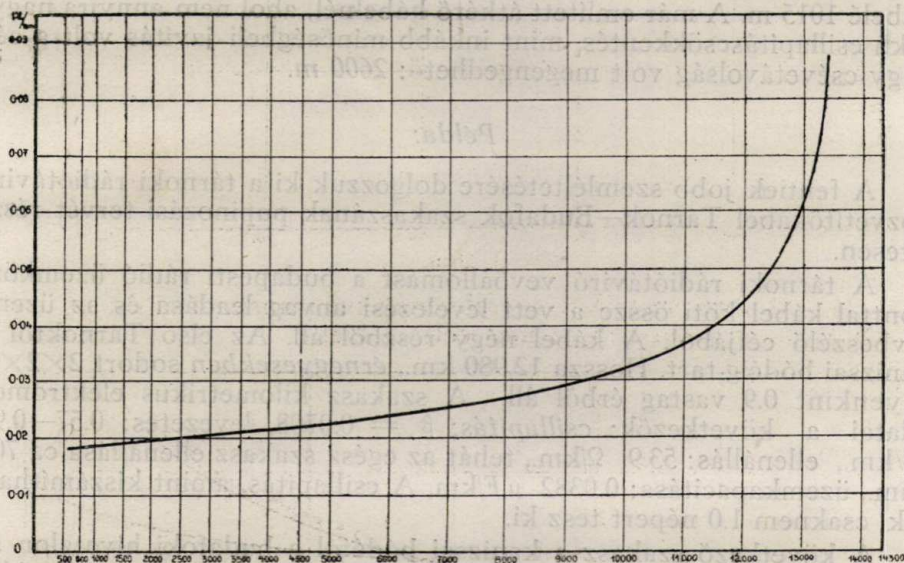
A rádió közvetített zene jó kvalitása megköveteli, hogy a továbbított frekvenciaspektrum lehetőleg mindazokat a frekvenciákat tartalmazza, amelyekre nézve a normális emberi fül érzékeny. Ez kb. az 50–20.000-ig terjedő sáv. Azonban már a 10.000 hertz-ig terjedő átvitel is kitűnő, művészi értelemben is.

Az a követelmény, hogy a határfrekvenciának a még átviendő sávon felül kell lennie, egy jelentőségű azzal a követelménnyel, amit Pupin állapított meg: hogy a csévetávolságnak az átviendő váltakozás hullámhosszához képest kicsinek kell lennie, azaz, hogy egy-egy hullámhosszra *ne küsszámú* (tehát 8—12 drb.) cséve jusson.

A kábel kilometrikus kapacitásával (C), a cséveinduktivitással, L_0 és a cséveszakasz hosszával (s km.) kifejezve, a határfrekvencia következőképp fejezhető ki jó közelítéssel:

$$\omega_0 = \frac{2}{s \sqrt{\frac{L_0}{s} C}}$$

Hogy a három független változó (L_0 , C , s) milyen variációjával érjük el a szükséges határfrekvenciát, az tisztán gazdasági kérdés. A



5. ábra.

három közül el kell hagyni a kábel üzempapacitását, mint független változót. A kábelgyártás mai fejlettsége mellett ez az érték ugyanis a gyártás technikájával adva van és nem egykönnyen változtatható; vagy pedig már üzemben lévő kábelvonal pupinozásánál *adott mennyiségként* szerepel. (A Budapest—bécsi kábel üzempapacitása pl. valamennyi törzsáramkörnél $0.0385 \mu F$, a fantomáramköröknél pedig $0.0625 \mu F$.) Tehát csak az a választás marad, hogy *nagy* cséveinduktivitás mellett, *kis* csévetávolságot vegyünk, vagy fordítva, *nagy* csévetávolság mellett *kis* induktivitású csévét. Az előbbi a költségesebb megoldás, az utóbbi a pénzügyileg kedvezőbb volna, ha ekkor viszont a csillapítás nem maradna aránylag nagy, ami miatt ismét a vezetóvastagságot kellene nagyra vennünk, az *előre megállapított* csil-

lapítás elérése végett. Ez azonban a megnagyobbodott réz- és ólomtömeg ára miatt költségesebb, mint amennyit nyernénk a pupinozás csökkentésével. *Csökkenő* cséveinduktivitással nő a *határfrekvencia* és ezzel együtt az átvitt beszéd jósága, de nő egyúttal a csillapítás, illetőleg bizonyos megállapított csillapítás mellett a vezető átmérője, amely a bizonyos csillapítás betartása mellett a határfrekvenciával körülbelül arányosan nő.

A legelőnyösebb megoldás valamennyi faktor (munkabérek, anyagárak stb.) figyelembevételére alapján nyerhető. A nagytávolságú kábelek standardizálása közben a Western-rendszer 1.83 km. csévetávolságot fogadott el, a Siemens-rendszer pedig 2.00 km.-t. Természetesen már lefektetett kábelvonalaknál nem annyira gazdasági, mint egyéb technikai (szerelési) szempontok jönnek tekintetbe. Pl. tömbcsatornába behúzott kábelnél az aknatávolság, a kötési helyek stb.

A bécsi kábel csévetávolsága 1831 m., a lakihegyi zeneátviteli kábelé 1015 m. A már említett átkérő kábelnél, ahol nem annyira nagyfokú csillapításcsökkentés, mint inkább minőségbeli javítás volt a cél, nagy csévetávolság volt megengedhető: 2600 m.

Példa:

A fentiek jobb szemléltetésére dolgozzuk ki a tárnoki rádiótávíró közvetítőkábel Tárnok—Budafok szakaszának pupinozási tervét részletesen.

A tárnoki rádiótávíró vevőállomást a budapesti rádió üzemközponttal kábel köti össze a vett levelezési anyag leadása és az üzemi távbeszélő céljából. A kábel négy részből áll. Az első Tárnoktól a kanizsai bódéig tart. Hossza 12.980 km., *érnégyesekben* sodort $2 \times 2 \times 7$, egyenkint 0.9 vastag érből áll. A szakasz kilometrikus elektromos adatai a következők: csillapítás: $\beta = 0.0708$, levezetés: 0.57—0.91 $\mu S/km.$, ellenállás: 53.9 $\Omega/km.$, tehát az egész szakasz ellenállása ca 700 ohm., üzemkapacitása: 0.0382 $\mu F/km.$ A csillapítás, amint kiszámíthatjuk, csaknem 1.0 népert tesz ki.

A következő szakasz a kanizsai bódétól a budafoki hivatalon át a Budafoki-út és az összekötő hídra vezető vasútvonal kereszteződésénél levő bódéig tart. Szintén 0.9 mm. vastag erekből áll, az érszám 52×2 , légűrszigetelésű közönséges papírkábel, négyes sodrás nélkül. Elektromos adatai azonosak az előbbi szakasszal. Összes csillapítása 0.73 néper, ellenállása pedig 554 Ω .

A harmadik szakasz a körvasúti bódé és a József-központ közt van; hossza 4.57 km. Közönséges előfizetői kábel, 0.8 mm.-es erekek. Elektromos jellemzői: ellenállás 74 $\Omega/km.$, kapacitás 0.037 $\mu F/km.$, levezetés 1.0 $\mu S/km.$, csillapítás $\beta = 0.081$ néper. Összes ellenállása 339 Ω , összes csillapítása pedig 0.37 néper.

A negyedik szakasz a József-központot és az üzemközpontot köti össze egy, szintén érnégyesekben sodrott 0.9 mm. vastag erű, légűrszigetelésű távkábel típusú kábellel. Ennek a szakasznak hossza 2.245 km., elektromos állandóit egyezőknek vehetjük az első szakasz

állandóival (üzemkapacitás $0.035 \mu\text{F/km.}$). Teljes ellenállása kb. 122.0 ohm , csillapítása pedig 0.158 néper.

Az üzempőzpontot a tárnoki rádióállomással összekötő kábel teljes hossza az előbbiek szerint tehát 30.050 km. , az egész kábelvonal csillapítása pedig az egyes szakaszok csillapításának összegezésével kapható: $\beta l = 2.2$ néper.

Tervezzük meg a kábel első, Tárnok—budafoki, 12.980 km. hosszú szakaszának a pupinozását és azután vizsgáljuk meg, vajjon hogyan változnak a csillapítási viszonyok az egész vezeték mentén.

A határfrekvenciának nagyobbnek kell lennie az átvíendő fónikus táviróadás hangfrekvenciájánál, ami kb. 1000 hertz. Azonban, hogy az üzemi telefonálás céljaira is felhasználhatók legyenek a pupinozott áramkörök, ajánlatos, ha a határfrekvencia az érthetőség szempontjából 2900 — 3000 hertz körül van. Tekintve, hogy kész, elfektetett kábel pupinozását kell elvégeznünk, célszerű a csévetávolságokat (s) úgy megválasztani, hogy azok meglévő kötéspontokra essenek.

A szóban lévő 12.980 km. -es szakasz már annakidején úgy készült, hogy a normális pupinozásnak megfelelően majd. A tárnoki vevőállomástól kiindulólág egy 980 m. hosszú szakasz a vizsgaoszlopig a pupinozásból kiesnék és csak az ez után következő 12.000 km. hosszú szakasz volna terhelendő. Az eredeti tervek szerint a kezdő részt egy 606 m. hosszú szakasz képezi (Anlauflänge) és ugyanígy egy kb. ugyanekkora, 571 m. hosszú szakasz fejezi be a pupinozott kábelrészt a kanizsai bódénál. Sok szempont szól amellett, hogy a pupinozott kábel mindig egy-egy fél cséveszakasszal kezdődjék és végződjk. A csévevezeték látszólagos ellenállásának (impedancia) lefolyása ugyanis attól függ, milyen a kezdő hossz. A mi esetünkben a még hiányzó darabot a fél mezőig kondenzátorral pótolhatjuk. A két kezdőszakasz közé eső rész 24 hosszából áll. Ezeket négyenkint egy-egy cséveszakasz-nak tekintve, hat cséveszakaszt kapunk, amelyeknek közepes hossza 1804 m. Az ettől való maximális eltérés mindössze 0.2 százalék, tehát az elosztás igen egyenletes. (A megengedett eltérés a C. C. I. szerint 2.0 százalék.)

A Western-konzern nehézterhelésű törzsáramköreinek pupin-csévéi 0.177 H induktivitással bírnak, a Siemens-cég hasonló áramköreinek terhelési induktivitása pedig 0.2 H . Az egész világ nagytávolságú távbeszélő kábelhálózatának csaknem valamennyi vonala a két említett cég valamelyikének rendszere szerint készült. Így tehát a pupincsévék gyártása mindkét cégnél standardizálva van. Nem volna eszerint célszerű a példaképen tárgyalt pupinozást úgy választani, hogy annak terhelése a standardizált két típus bármelyikétől eltérjen. Természetes, hogy ennek legfőbb oka pénzügyi természetű: eltérő típusú csévék beszerzése sokszorososan többbe kerülne a normalizáltakénál. Annál is inkább a 0.177 H -s csévet választjuk, mert a magyar távkábelek nehézterhelésű áramkörei is ilyenekkel vannak terhelve.

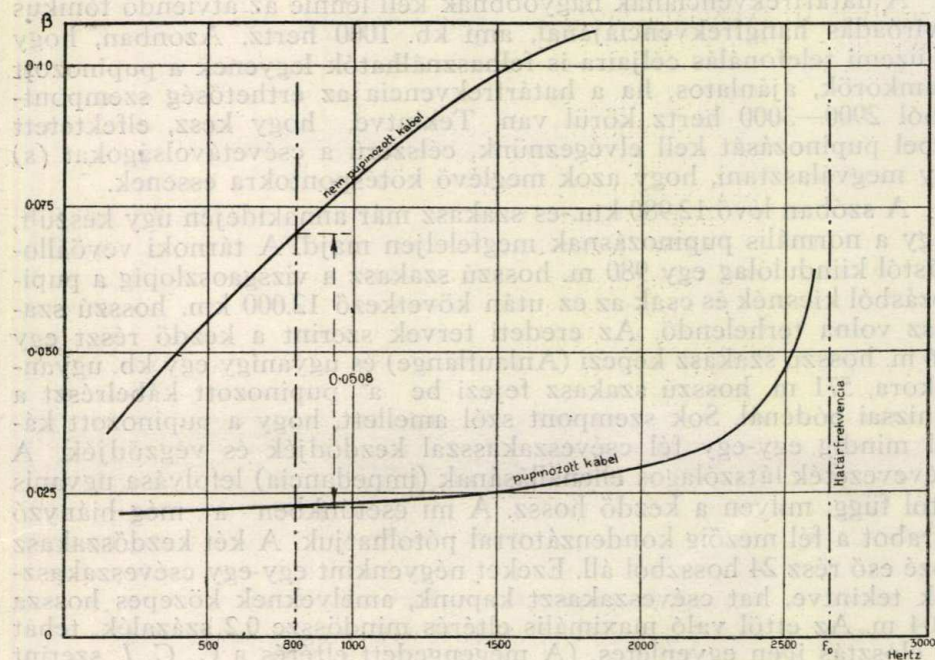
Lássuk tehát, hogy a fentebbi többi adatok és az $L_0 = 0.177 \text{ H}$ cséveinduktivitás mellett milyen határfrekvenciát kapunk. A számí-

táshoz egy megfelelő, a már közölnél pontosabb formulát használunk fel:

$$\omega_0 = \frac{2}{s \sqrt{\left(L + \frac{L_0}{s}\right) \left(C + \frac{2C_0}{s}\right)}}$$

Ebbe a megfelelő értékeket helyettesítve, $\omega_0 = 16.680$, illetőleg $f_0 = 2652$ hertzet kapunk.

Vagyis a normalizált Western-féle nehézterhelésű törzsáram-



6. ábra

körökhöz készült csévékkel való pupinozás a mi kábelünk határfrekvenciáját 2650 hertzben rögzíti le. Ez a határfrekvencia nemcsak a kb. 1000 hertz frekvenciájú fonikus távirójelek átvitelét engedi meg jól, hanem az így terhelt áramkörök adott esetben kényelmesen felhasználhatók rendes beszédáramkörök képzésére is.

Számítsuk most ki a pontos kilometrikus csillapítást, illetőleg alapítsuk meg a csillapítás görbe *elméleti lefolyását*. Evégből szintén egy, a már ismertnél pontosabb, *Plejeltől* származó formulát használunk fel:

$$\beta = \frac{R \left(1 - \frac{2}{3} \eta^2\right) + \frac{R_{o\text{eff}}^{\text{törzs}} + 2 R_o^{\text{fantom}}}{s}}{2}$$

$$\sqrt{\frac{C + \frac{2C_0}{s}}{L + \frac{L_0}{s}}} + \sqrt{\frac{L + \frac{L_0}{s}}{C + \frac{2C_0}{s}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \eta^2}}$$

A mellékelt 6. sz. rajz mutatja az így kiszámított, úgynevezett *elméleti* csillapításgörbét. Ha. visszaidézzük azt, amit a közönséges papíroskábel csillapításáról mondtunk és annak értékeit ugyanezen a koordináta rendszeren ábrázoljuk, megkapjuk a pupinozatlan kábel elméleti csillapításgörbéjét is. A kettő összevetésével megállapíthatjuk bármelyik frekvenciára nézve a terhelés okozta várható csillapítás-csökkenést. Ez a csökkenés például 800 hertznél kilométerenkint $0.0708 - 0.0221 = 0.0487$ néper, ami átszámítva az egész 12 kilométeres hosszra kb. 0.59 népert tesz ki. Megállapítható a két görbe összevetéséből az is, hogy a pupinozott szakaszon a frekvenciatorzítás szintén erősen lecsökken. Itt azonban figyelembe kell vennünk, hogy a *valóságos* vonal *mért* eredményei, különösen az alacsonyabb frekvenciáknál kissé eltérnek az elméleti görbétől. Ez az eltérés viszont attól függ, mivel van a kábel lezárva.

A kábel teljes ismeretéhez és a további következtetésekhez szükséges még a karakterisztika ismerte is. Bennünket most nem az impedancia görbék teljes lefolyása, hanem azoknak csak a közepes, 800 frekvenciánál felvett értéke érdekel. Pupinkábelnél az abszolút értékre nézve jól használható formula ez:

$$Z = \sqrt{\frac{L + \frac{L_0}{s}}{C + \frac{2C_0}{s}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \eta^2}}$$

Ebből a megfelelő értékekkel: $Z = 1650 \text{ ohm}$. Hasonló számítást végezhetünk a nem pupinozott kábelre nézve is a következő képlet alapján:

$$3. = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Helyettesítve a megfelelő értékeket, kapjuk a hullámellenállás abszolút értékére: $Z = 552 \text{ ohm}$. (0.9 mm.-es áramkörre.)

Látható, hogy a kétféle hullámellenállás között elég nagy a különbség: a két szakasz összekapcsolása transzformátor nélkül nem ajánlatos. Az alkalmazandó áttétel:

$$n = \sqrt{\frac{1650}{552}} = 1.76:1$$

Ilyen áttételű transzformátor veszteségmentes illeszkedést biztosít, bár a transzformátor kb. 0.05—0.07 néper nagyságú veszteségével számolnunk kell.

Hasonló meggondolással megállapíthatjuk a képezhető fantom-áramkörök terhelési tervét is. Itt is a már normalizált Western-féle nehézterhelésű fantomcsévét használjuk fel, amelynek induktivitása 0.063 H. Ennek segítségével kiszámíthatjuk a mi esetünkre a fantom-áramkörök határfrekvenciáját és a csillapítás alakulását is.

KÜLFÖLDI SZEMLE.

A távbeszélőforgalom utánzására szolgáló gép automataközpontok részére. (Elliman E. A., Fraser R. W., az Electrical Communication 1928. évi 2. sz.) Automataközpontok tervezésénél az üzembiztonság és a gazdaságosság szempontjából elsőrangú fontossággal bír a szűkséges gépek számának megbízható és pontos megállapítása. A valószínűség számítás úgyszólván az automatikus telefonianak köszönheti mai fejlettségét. Az ilyen számítások alapján megfelelő feltételek előrebocsátása után levezetett eredmények azonban nagyon nehezen kontrollálhatók. Annak ellenére, hogy különböző számítási módok meglehetősen megközelítő eredményeket adnak, a gyakorlat ezen eredmények megfelelő ellenőrzésének régtől fogva érezte hiányát. Bizonyos feltételek betartása mellett megközelítőleg kontrollálni lehet, hogy a számított gépegységek tényleg elegendők lesznek-e a forgalom lebonyolítására, ezek a számítások azonban roppant hosszadalmasak és bizonyos hibák nem kerülhetők ki. A Standard Telefon & Cables Limited mérnöki osztálya egy, aránylag egyszerű, szellemes szerkezetet dolgozott ki azon folyamatok utánzására, amelyek egy automataközpontban véghezmennek s ennek megfelelőleg annak ellenőrzésére, hogy egy bizonyos számú gép előre megálapított forgalom lebonyolítására elegendő lesz-e. A fontos és lényeges az, hogy a folyamatok az emberi akartól teljesen függetlenül, tehát teljesen esetlegesen bonvolodjanak le. Ezen feltétellel elérése érdekében, szerkesztők apró fémgolyókat gurítanak le lejtőkön, amely lejtőkől a gépek számának megfelelő levezető utak nyílnak. A golyó az első szabad úton halad a „gépen” keresztül, amelyet a beszélgetés tartamának megfelelő ideig más beszélgetést, a jelen esetben más golyó részére hozzáférhetetlenné kell tennie. A kérdés gyakorlatilag úgy van megoldva, hogy egy megfelelő nagyságú kilüvgatott fémlemez közepére egy nagyobb acélgolyót helyeznek el. Az acélgolyóra megszakítás nélküli folyamatban

folynak a kis acélgolyók, amelyek rugalmasságuknál fogva a nagy golyóra pattanva, onnét a fémlemez legkülönbözőbb részeire esnek. A fémlemez kivezető nyílásai egy részéhez hajlékony tömlők vannak illesztve, amely tömlők a golyókat egy gyenge lejtésű vályuba vezetik. Ezen vályukban a híváskeresők számának megfelelőleg 25 nyílás van. Amennyiben a golyók szabad nyílást találnak, abba beleesnek. A nyílás alatt egy tárcsa van elhelyezve megfelelő mélyedéssel, amelybe a golyó beleesik. A golyó súlya a tárcsa egyensúlyi helyzetét megváltoztatja és azt 180 fokkal elfordítva, a nyílásból kiesik. A tárcsa belsejében üvegcső van elhelyezve, amelyet vizes glicerintöltet tölt ki. Azonkívül egy olyan átmérőjű fémgolyó is van a csőben, amelynek átmérője a cső átmérőjétől nem sokban különbözik és ennek folytán a csőben csak lassan változtathatja meg helyét. Nyugalmi helyzetben a golyó természetesen a függőlegesen álló üvegcső legmélyebb pontját foglalja el és ezáltal a tárcsa fix helyzetét biztosítja. Ha kívülről esik egy golyó a tárcsának erre a célra készített nyílásába, természetesen felborul a tárcsa egyensúlyi állapota és 180 fokkal elfordul, még pedig gyorsan. Az üvegcsőben mozgó másik golyó lassú mozgása biztosítja, hogy a tárcsa felvételre alkalmas helyzetét kb. csak 2 perc múlva (egy beszélgetés tartama) foglalhatja el. Ezalatt az idő alatt a gép tehát foglalt. Előfordulhat tehát az az eset, hogy az összes híváskeresők foglaltak és a golyó egy külön tartályba kerül. A tárcsa által átbocsátott golyó egy másik, az előbbivel azonos felszerelésű gyenge lejtésű vályuba jut, ahonnan aztán a csoportválasztókat képviselő megfelelő edénybe esik. A szerkezet nagyszámú megfigyelésnek gyors lebonyolítását teszi lehetővé, 4 óra alatt 995 utánzott beszélgetést tudtak megfigyelni és a kísérletek az elméleti számításokat elég nagy pontossággal igazolták. Minthogy a tárcsák forgási idejének pontos és azonos beállítása nehézségekbe ütközött, a szerkezetet

egyéb lényeges alkatrészeinek megtartása mellett úgy építették át, hogy a tárcsák mozgását egy kis elektromotor segítségével eszközölték.

A párisi hálózat automatizálása. (Deakin G., az Electrical Communication 1928. 2. számából.) Párisban 1928. szeptember 22-én kapcsolták be az első automata központot 3500 előfizetővel. A párisi telefonhálózat reorganizálásának kérdése messze a béke idejére nyulik vissza. A közbejött háború s annak következtében előállott nehéz gazdasági viszonyok a békeben kidolgozott terveket megvalósíthatatlanná tették és csak 1925-ben lehetett újból komolyan a helyi hálózat rekonstrukciójára és automatizálására gondolni. Hosszú tárgyalások, műszaki megfontolások és tanulmányok után a francia igazgatás a Western Rotary-rendszer mellett döntött, a Siemens és Ericsson ajánlatát pedig elvetette. A megrendelésnél az igazgatás kikötötte, hogy a teljes berendezésnek az utolsó részéig belföldön kell készülnie. A Standard Electric Compagnies francia leányvállalata a Le Matériel Téléphonique, ezen követelménynek épügy, mint a berendezéssel szemben támasztott összes műszaki követelménynek fényesen megfelelt. Az automatizálással kapcsolatban a „Nagy Páris” hálózatot valószínűleg meg. Jelenleg a város belsejében 22 és a külvárosokban 57 telefonközpont bonyolítja le a forgalmat. Az automatizálás után az összes központok száma 37-re csökkent. Minthogy az előfizetők száma ez ellátási területen jelenleg mintegy 340.000-re tehető, 100.000-es rendszert kellett alkalmazni. Jelenleg a Carnot központ van üzemben, amelynek szereléséhez 1927. december 23-án fogtak hozzá és 1928. június 26-án már az első próbahívások megejthetőek voltak. A központ elrendezése hasonló központokétól általánosságban nem különbözik. Tekintettel a trunk vezetékek nagy számára, ezek részére külön kábelrendező állványt építettek. Az átmeneti időben, amely alatt csak a Carnot központ automatikus, az összes más központokba futó automatahívások számindikárit munkahelyekre futnak be. Ezen munkahely közbeiktatására az idő rövidsége miatt volt szükség, hogy a manuális központok felé irányuló automatahívások lebonyolíthatók legyenek. Az áramköri megoldásnál érdekes, hogy a saját központban az első csoportválasztó jelenleg közvetlen a harmadik csoportválasztóval van összekötve. A manuális központokból az automata központok felé irányuló hívásokat fél-automata munkahelyek bonyolítják le. Technikai kivitel szempontjából érdekes,

hogy a választószervezetek ívei a kábeloldalon megfelelő bádorgurkolattal vannak ellátva. A hívószámok betűk és számok kombinációiból állanak.

Fémek korrozója. (Dr. Frölich C., Gesundheits Ingenieur, 1929. 3. számából.) Minthogy a földkerekség összes vastermelésének 25 százaléka a korrozio folytán tönkrement szerkezetek pótlására kell, ennek a kérdésnek tudományos szempontból való vizsgálata elsőrangú fontosságú. A cikk a korrozios vizsgálatok eddigi állását, valamint a különböző védekezési eljárásokat ismerteti röviden.

Kábelkiöntő anyagok tapadási szilárdságának vizsgálatára, a V. D. E. kábelkiöntő anyagokat szabványosító bizottsága elé többféle tervet terjesztettek: 1. Hengerelt ólomszalagot, amelynek méretei $10 \times 100 \times 2$ mm. kisímitanak és benzollal megtisztítanak, azután pedig 1 mm. vastag kábelkiöntőanyag réteggel fűdünk be. 15 foknál és 0 fok C-nál hajtogatják a szalagokat és ezek mindegyikének 5, 180 fokos ilyen hajtogatást kell kibírnia egy 10 mm. átmérőjű henger körül. A hajtogatások 5 sec.-onként követik egymást. Eközben legföljebb két szalagon szakadhat meg, vagy válhatik le a massa. 2. Egy $170 \times 14 \times 0.9$ mm.-es ólomszalagot sablon segítségével két mm. vastag masszaréteggel vonnak be 100×10 mm.-es területen szimmetrikusan. Ugy a szalagot, mint a sablont előmelegítik. Három-négyórát szobahőmérsékleten való pihentetés után 8, 10 szalagot feszes spirálisban 1 sec. alatt egy 10 mm. átmérőjű hengerre tekernék; eközben a masszarétegek nem szabad sem megszakadnia, sem leválnia. 3. Egy, az előbbiekhöz hasonlóan előkészített lapra 1 mm. vastag réteget mázolnak, amelyre a kihűlése előtt még egy ólomszalagot helyeznek. Azután az egészet sajtolás közben lehűtik. Lehűlés után az ólomlemezeket egymáshoz képest párhuzamosan széthúzzák, miközben figyelik, hogy 20 fok C hőmérséklet mellett, mennyi idő alatt húzhatók szét a lemezek 10, illetőleg 100 mm.-nyire. 4. Egy cca 10 cm.² felületű sárgaréz-, vagy acélgolyót kb. félig a vizsgálandó masszába öntenek be. Kihűlés után 0 fok C hőmérsékletnél az erő fél percenkinti növelése közben megállapítják, hogy mikor szakad ki a golyó a masszából. Minthogy a bizottság ennek a legutolsó módszernek a vizsgálata közben igen különböző értékeket kapott, ezt elcsjtette, hasonlóképpen az 1-et és a 3-at is és csak a 2-es módszert vette fel a szabványos vizsgálatok közé. (E. u. M. 1929. 47. évfolyam 4. füzet.)

Nagy frekvenciával dolgozó orvosi műszereknek a rádióvételt zavaró hatása közismert. Ennek megakadályozására sokféle javaslatot hoztak nyilvánosságra, azonban ezek legnagyobb része a gyakorlatban nem vált be. Olyan berendezések, amelyek kábelhálózattal bíró nagyvárosokban beváltak, tökéletesen hasznavehetetleneknek bizonyultak légvezetékös hálózati helyeken. Kísérletsorozatok igazolták, hogy a nagyfrekvenciájú orvosi műszerek zavaraitól való mentesítés csak akkor érhető el tökéletesen, ha többféle védőberendezést alkalmazunk. 1. A műszer nagyfeszültségű áramkörét a beteg testén keresztül lehetőleg ellenállásmentesen kell zárni, hogy a test sugárzását csökkentsék és ezáltal a vezetékek csatlósát (kupplung) elkerüljék. 2. Szükséges, hogy a tápláló vezetékken fellépő és a készülék szaggatójától előállott vándorhullámok csúcsait letompítsák. 3. A mágnesetekercsek és fojtótekercsek elektromos terének pillanatnyi megszűnése közben előálló zavarokat szintén redukálni kell. E három zavaró ok megszüntetése után felvett oscillogrammok már nem mutatnak zavaró rezgéseket. Kísérlet alkalmával minden berendezés nélkül a hangszóróvételnél az ötlámpás vevő nem volt érzékenyre állítható, minthogy a zavaró hullámok nagy intenzitása a készüléket egészen túlvezérelte. Mikor az orvosi berendezés nagyfeszültségű körét az 1. pont szerint zárták és ezáltal a beteg test sugárzása tetemesen csökkent, a zavartatás jóval kisebb lett, de még mindig elég erős volt ahhoz, hogy a hangszóróvételt teljesen fődje. Ha a nagyfeszültségű kört lehetőleg veszteségmentesen zárták és a hálózat befolyását különleges kondenzátor, fojtótekercs-kombinációval elhárították, csaknem semmi zavarás nem volt észlelhető.

Eleinte kérdésessé tette a fojtótekercsek használatát az a körülmény, hogy amikor a nagyfeszültségű kör nyitva volt, a vezetéken rendkívül nagy feszültségek keletkeztek. A túlfeszültségek elleni automatikus védelemként egy kis ködfénylámpa bekapcsolása a feladatot megoldotta, úgyhogy a fojtótekercset és a túlfeszültség elleni védőberendezést az orvosi készülékbe beépíthették. A lámpa felvillanása jelzi, hogy a készülék kezelése nem szabályszerű.

A vázolt mód mindig beválik, valahányszor magas antennát és normális föl-

delést használnak. A különböző kisegítő antennák (esőcsatorna, ablakpárkány) használata közben olyan sokféle, kevésbé áttekinthető elektromos viszonyok keletkeznek, hogy a zavart elhárító berendezés felmondja a szolgálatot. Ilyenkor ajánlatos, hogy a kisegítő antennát szabályszerűvel pótoljuk. (E. T. Z., 50. évf. 11. füzet, 1929.) (K. Z.)

A budapesti rádióközvetítőkábelt ismerteti a Siemens Zeitung 1928-iki évfolyamának 587-ik lapján dr. W. Riehl. A kábelt tudvalevőleg a budapesti Siemens-gyár készítette és szerelte fel az új stúdió és a lakihegyi adóállomás között. A cikk kiemeli, hogy a kábel tulajdonságai mindenben felülmúlták a megrendeléskor kikötött feltételeket. A cikket bővebben nem ismertetjük, mert a kábel olvasóink előtt eléggé ismeretes már. (K. Z.)

Fading összefüggése az időjárással. (R. C. Colwell, Proc. I. R. 6. 1929. január.) A KDKA amerikai adóállomásnak napnyugta körüli fading diagrammait mintegy 30 esetben automatikusan rajzolták fel. A szép napokon fel vett görbék több rendszertelenséget mutatnak, mint a felhős napok görbéi. Több esetben észlelték, hogy a jelek erőssége a sötétség beálltával jóval a nappali érték alá süllyed. A megfigyelések szerint az emelkedő jellegű görbe másnapra, szép időre, még eső jellegű, borús és esős időre enged következni.

A megfigyelések száma azonban, véleményem szerint, korántsem elég ahhoz, hogy azokból az időjárás változására megszemenő következtetéseket lehetne vonni.

B. I.

Rádiófrekvencia-mérő közvetlen indikációval. (R. CC. Hitchcock, Proc. I. R. 6. 1929. január.) Szerző részletesen ismerteti egy berendezést, mely a rádiófrekvenciák tartományába eső rezgésszámokat (hullámhosszat) közvetlenül műszerrel indikál. A berendezés működése a bejövő és mérendő rezgések és a műszerben lévő kristályoscillátor által gerjesztett rezgések interferenciahangjának mutatós műszeren való indikálása útján történik. A berendezés külön kezelést nem igényel, a mérés automatikus. Laboratoriumban, de főleg adóállomásokon jól használható, utóbbi helyen érintkezők és jelfogó segítségével a megkívánt hullámhossztól való eltérésre akusztikus, vagy optikai jelzéssel is figyelmeztethet.

B. I.