

Híradástechnikai iparunk fejlesztése

A magyar híradástechnikai ipar a felszabadulás első tíz esztendeje alatt jelentős fejlődésen ment át. Elpusztult vagy megrongált vállalatokat helyreállítottuk, sőt kibővítettük, több új híradástechnikai vállalatot, kutatóintézeteket létesítettünk, bevezettük a híradástechnika felsőfokú oktatását, a vállalatokon belül fejlesztő részlegek alakultak. Az ország hírközlő hálózatát újraépítettük és tovább fejlesztettük, a vállalatok számos új készülék és berendezés gyártását kezdték meg. Nagy erőfeszítéseink és eredményeink ellenére sem értük azonban el azt a színvonalat, ami a híradástechnika népgazdasági, kulturális és honvédelmi jelentőségének és régi világhírűségének megfelel. Pártunk és kormányzatunk a következő öt éves terv egyik fő feladatául tűzte ki a nehézipar gyors fejlesztését, aminek életszínvonalunk emelkedéséhez, a szocializmus építésének a meggyorsításához kell vezetnie. A híradástechnikai ipar fő célkitűzése ezen belül az, hogy elmaradásunkat megszüntessük és gyártmányaink korszerűsége, minősége és önköltsége tekintetében az élenjáró országok sorába kerüljünk.

Híradástechnikai iparunk gyártmányai közül sok már nem eléggé korszerű. Gyártmányaink anyagfelhasználása és helyszükséglete nagy, nem használjuk fel eléggé a korszerű gyártástechnológia lehetőségeit, ezért gyártásunk gazdaságossága nem kielégítő, sok készülékünk és alkatrészünk még nem eléggé megbízható, általában alapanyagaink minősége sokszor nem elégíti ki a követelményeket, sok alapanyagban és alkatrészben pedig behozatalra szorulunk. Van tennivaló tehát bőven, és iparunk vezetőségének és minden dolgozójának, különösen a híradástechnikus műszaki értelmiségnek minden erejét meg kell feszítenie, hogy a híradástechnika fejlesztése terén a kitűzött feladatokat teljesítse. Egyesületünk vezetői és aktívái a közelmúltban sok megbeszélésen vitatták meg elmaradottságunk okait, az új gyártmányok és gyártási eljárások bevezetésének az akadályait, a tervezés, a műszaki propaganda és egyesületi munkánk hiányosságait. Megbeszéltük a teendőket és ezekkel kapcsolatban Egyesületünk feladatait.

Egyesületünk a híradástechnikai ipar fejlesztése és a híradástechnikusok műszaki színvonalának az emelése érdekében végzett munkájával jelentős eredményeket ért el. Széleskörű ankétokon foglalkoztunk az iparban felhasznált anyagok és alapanyagok minőségének a kérdéseivel, a híradástechnikai gyártmányok minőségének és önköltségének az összefüggéseivel, iparunk feladataival az exporttal kapcsolatban, a gyártástechnológia egyik viszonylag új területével, a tropizálással. Az ankétokon elhangzott javaslatok közül sok megvalósult, de komoly fogyatékosága volt egyesületi munkánknak, hogy nem ellenőriztük kellőképpen az általunk előterjesztett javaslatok sorsát és beletnyugodtunk abba, hogy sok értékes javaslatunk máig sem valósult meg. Pedig kapcsolataink iparunk és intézményeink vezetőségeivel jó és Egye-

sületünk tekintélye is évről-évre nő. Tevékenységünket elismerik és értékelik a társadalmi munkában nyújtott segítséget. Népgazdaságunk fejlesztése, a szocializmus építése és életszínvonalunk emelése érdekében a jövőben sokkal nagyobb mértékben kell kihasználnunk az ebben rejlő lehetőségeket.

Egyesületi munkánk másik legjelentősebb hiányossága, hogy nem foglalkoztunk eleget a híradástechnikai iparban alkalmazható korszerű technológiai eljárások bevezetésének a kérdéseivel és elhanyagoltuk azok műszaki propagandáját szerkesztőink között.

Az említett megbeszéléseken számos javaslat alakult ki, melyeket illetékes szervek elé terjesztettünk. Bizottságaink figyelemmel fogják kísérni a javaslatok elintézését és szükség esetén azokat tüzetesebben is kidolgozzák. Meghatároztuk az egyéb egyesületi teendőket is, melyek közül a legfontosabbakat ezen a helyen is ismertetjük.

Október végén háromnapos híradástechnikai konferenciát rendezünk, közösen a Magyar Tudományos Akadémiával, ahol sok előadás fog elhangzani a híradástechnika korszerű alapanyagairól és alkatrészeiről. Jövő év elején gyártástechnológiai ankétot tartunk, ahol az előadók a korszerű technológiai eljárásokat és az azok felhasználásával készült konstrukciókat fogják ismertetni és bemutatni. Ezen ankétunk előreláthatólag hathatósan elő fogja mozdítani iparvezetésünk azon célkitűzéseit, hogy 1956 az új technológia bevezetésének az éve legyen.

Egyik bizottságunk most készítette el a szabaddalmi figyelő szolgálat létesítésére vonatkozó javaslatunkat. Tropizálási Bizottságunk a tropizálási ankét anyagát dolgozza fel. Oktatási Bizottságunk a mérnökök és technikusok kötelező szakmai gyakorlatára készít javaslatot. Megszervezzük az egyesületi rendszeres szakmai továbbképzést. Első tanfolyamunk a szerkesztőknek fog szólni és első része, melynek tárgya az anyagismeret lesz, rövidesen megindul. Tudományos Bizottságunk technológiai szakosztályunkkal közösen a készülék-elemek és a készülékgyártás egyetemi oktatására készít javaslatot. Tervgazdasági szakosztályunk több új munkabizottság felállítását határozta el, melyek a gyártmányfejlesztési feladatok gazdaságossági kiértékelésével, a vállalatok gazdasági érdekeltiségének a kérdéseivel, a fejlesztési tervek teljesítésének a mérésével és a prototípusrendelet alkalmazásával kapcsolatos tapasztalatokkal fognak foglalkozni. Központi előadásainkban és klubestjeinken a legaktuálisabb műszaki témákat fogjuk ismertetni és megvitatni.

A híradástechnikusok nagy örömmel fogadták Pártunknak és kormányzatunknak az iparfejlesztésre vonatkozó terveit és biztosan számíthatunk rá, hogy azok megvalósításához az Egyesületben végzett társadalmi munkával is lelkesen hozzá fognak járulni.

Izsák Miklós

Közvetlensugárzó dinamikus hangszóró önrezgésének csillapítása elektromos úton

SZABÓ PÁL

Jó minőségű hangvisszaadás esetén az átvívó berendezés utolsó tagjától, a hangszórótól elsősorban azt követeljük meg, hogy a műsort lehetőleg torzítás nélkül továbbítsa. A torzítás kifejezés egyaránt vonatkozik a frekvencia-, fázis- és nemlineáris torzításra, mert ezek bármelyikének fellépése a hangszóró által kisugárzott rezgéseket módosítja, ezzel a hangközvetítés kitűzött célját: a hangfelvevő szervhez (mikrofonhoz) érkező hangrezgések alakhú átvitelét — a torzítás nagyságától függő mértékben — meghiusítja.

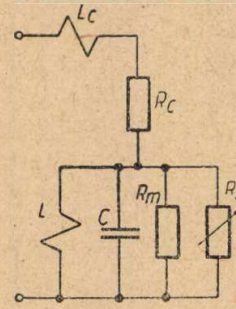
A hangszórótervezők legfontosabb feladata, hogy lehető jó hatásfok elérése mellett a fellépő torzításokat minél jobban csökkentsék. Mivel a gyakorlatban rendszerint már meglévő hangszórót kell felhasználnunk, módot kell keresnünk arra, hogy a torzításokat a csatlakozó erősítő megfelelő kialakításával, tehát elektromos úton is csökkenthessük.

A dinamikus hangszóró torzításainak jelentős részét a hangszóró önrezgései okozzák. Ezek egyenletlenné teszik a hangszóró frekvencia- és fázisgörbéjének menetét, ami különösen az átvinni kívánt beszéd- és zeneműsor nagyrészt nem folyamatos (tranziens) hullámalakjai esetében okoz kellemetlen torzításokat. A hangszóró be- és kirezgési ideje ugyanis gyakran nagyobb, vagy összemérhető a programanyag tranzienseinek be- és kirezgési idejénél, emiatt ezek alakját jelentékenyen módosítja. Az önrezgések közül kiemelkedően legjelentősebb az átviteli sáv alsó részén jelentkező ún. alaprezonancia. Ha nincs kellően csillapítva, saját frekvenciájának fokozott elsugárzása útján a jól ismert hordóhangszerű, kongó hangvisszaadást okozza, és a membránnak ezzel együttjáró intenzív mozgása a lengőcsévét könnyen kijuttatja a rés egyenletes mágnesmezéjéből, ami erős nemlineáris torzítás fellépésével is jár. A továbbiakban a dinamikus hangszóró elektromos helyettesítő kapcsolásának alapján elsősorban ennek az önrezgésnek fellépését és hatásának csökkentését fogjuk vizsgálni.

A dinamikus hangszóró a működése szempontjából leglényegesebb ún. dugattyútartományban, abban a frekvenciasávban, amelyben membránjának minden pontja azonos fázisban rezeg, gyakorlatilag végtelen nagyságú hangfal alkalmazása esetén elektromos szempontból megfelelő pontossággal helyettesíthető az alábbi kapcsolással (1. ábra) [1].

Az L_c lengőcséve inductivitás és R_c lengőcséve ellenállással sorba van kapcsolva egy csillapított párhuzamos rezgőkör, melynek C kapacitását az elektromos oldalra áttranszformált m_m membrán- és m_s együttrezgő levegőtömeg, L inductivitását pedig a felfüggesztés áttranszformált c rúgóállandója adja. R_m ellenállás az áttranszformált r_m mechanikus veszteségekből, a frekvenciától függő R_s az r_s akusztikus sugárzási ellenállásból adó-

dik. (Az R_s által disszipált elektromos teljesítmény alakul át hangszugárzássá.) B jelöli az alkalmazott mágnes tér indukcióját, l a mágnes térben elhelyezett lengőtekercs vezetőjének hosz-



1. ábra

szát. A kapcsolási elemek értékei a fenti jelölésekkel:

$$L = c (Bl)^2 \quad (1)$$

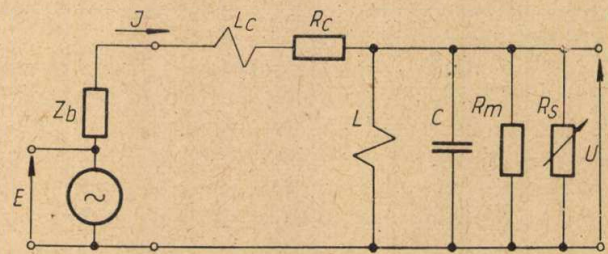
$$C = \frac{m_m + m_s}{(Bl)^2} \quad (2)$$

$$R_m = \frac{(Bl)^2}{r_m} \quad (3)$$

és

$$R_s = \frac{(Bl)^2}{r_s} \quad (4)$$

Ha a hangszórót erősítő kimenetére kapcsoljuk, ez annyit jelent, hogy a helyettesítő kapcsolás kétpólusát egy Z_b impedanciájú E kapcsoló feszültségű feszültségforrásról tápláljuk. (2. ábra.)



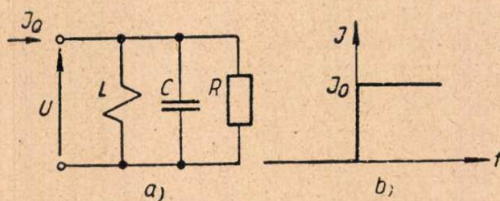
2. ábra

A feszültségforrás időtől függő $E(t)$ kapcsoló feszültségének hatására a kétpóluson valamilyen $I(t)$ áram fog átfolyani. Ennek az $I(t)$ áramnak, illetve az általa a rezgőkörön keltett $U(t)$ feszültségnek időbeli lefolyása lesz a hangszóró önrezgésére jellemző. A számítás egyszerűsítésére tételezzük fel, hogy a feszültségforrás Z_b impedanciája tiszta ohmos (R_b), továbbá hanyagoljuk el a lengő-

cséve L_c induktivitását, amit a dugattyútartományban jó közelítéssel megtehetünk. Vizsgálandó rezgőkörünk ekkor a 3/a ábrán látható alakot kapja, ahol L és C azonos az 1. és 2. egyenletekkel meghatározott induktivitással, ill. kapacitással és

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_c + R_b} + \frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_s} \quad (5)$$

Tekintettel arra, hogy bármilyen alakú $I(t)$ áram tetszőszerinti pontossággal kifejezhető ΔI nagyságú elemi áramugrások összegével (határ esetben $\Delta I \rightarrow 0$ és az összeg integrállá alakul át), a továbbiakban elegendő, ha vizsgálatainkat I áramugrásnak az LCR rezgőkörre gyakorolt hatására korlátozzuk. Kapcsoljunk a 3/a ábra rezgőkörére



3. ábra

a $t = 0$ időpillanatban $I_0 = \text{const.}$ áramugrást (3/b ábra). A kör impedanciája a frekvencia függvényében a $p = j\omega$ jelöléssel ($\omega = 2\pi f$, a körfrekvencia):

$$Z(p) = \frac{1}{\left(\frac{1}{R} + Cp + \frac{1}{Lp}\right)} \quad (6)$$

Az I_0 áramugrást Laplace-transzformáció segítségével a frekvencia függvényévé téve

$$\mathcal{L}[I_0(t)] = \frac{I_0}{p} = i(p) \quad (7)$$

ebből az ismeretlen feszültség Laplace-transzformáltja

$$u(p) = i(p)Z(p) = I_0 \frac{1}{\left(\frac{p}{R} + Cp^2 + \frac{1}{L}\right)} \quad (8)$$

ezt megfelelően átalakítva

$$u(p) = \frac{I_0}{C} \frac{1}{\left(p + \frac{1}{2RC}\right)^2 + \left(\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}\right)} \quad (9)$$

Ennek inverz Laplace-transzformáltja, a megoldás:

$$U(t) = \frac{I_0}{C} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}}} \times \exp\left[-\frac{t}{2RC}\right] \sin\left[\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}} t\right] \quad (10)$$

Az $U(t)$ függvény jellegét láthatólag a

$$\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}}$$

kifejezés értéke szabja meg. Három eset különböztethető meg:

1. $R^2 > \frac{L}{4C}$ esetében a gyökjel alatti kifejezés valós, a függvény $\frac{I_0}{C \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}}}$ amplitudójú

csillapított szinusz. Fizikailag ez annyit jelent, hogy ha R értéke túlságosan nagy, a hangszóró a rákapcsolt áramugrás hatására csillapodó,

$$\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}}$$

periódusú szinuszrezgéseket végez.

2. $R^2 = \frac{L}{4C}$ esetében

$$U = \frac{I_0}{C} \exp\left[-\frac{t}{2RC}\right] \frac{\sin\left[\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}} t\right]}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}}} \quad (11)$$

alakban írható, ahol

$$\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}} \rightarrow 0.$$

$$\sin\left[\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}} t\right]$$

sorbafejtve és a határátmenetet elvégezve

$$U = \frac{I_0}{C} t \exp\left[-\frac{t}{2RC}\right] \text{ adódik.} \quad (12)$$

$t \rightarrow \infty$ esetén $U \rightarrow 0$, ami az

$$U = \frac{I_0}{C} \frac{t}{\exp\left[\frac{t}{2RC}\right]} \quad (13)$$

átírással igazolható.

Az önrezgés nem lesz periódikus; a hangszóró legfeljebb egy teljes kirezgést végezhet. Ezt szokás a kritikus csillapítás esetének nevezni.

3. $R^2 < \frac{L}{4C}$ esetén $\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}}$ értéke képzetes lesz. Irható tehát a

$$\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}} = j \sqrt{\frac{1}{4R^2C^2} - \frac{1}{LC}} \quad (14)$$

helyettesítéssel és rendezéssel, hogy

$$U = \frac{I_0}{2C} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{4R^2C^2} - \frac{1}{LC}}} \left\{ \exp \left[\left(\sqrt{\frac{1}{4R^2C^2} - \frac{1}{LC}} - \frac{1}{2RC} \right) t \right] - \exp \left[- \left(\sqrt{\frac{1}{4R^2C^2} - \frac{1}{LC}} + \frac{1}{2RC} \right) t \right] \right\}. \quad (15)$$

Figyelembevéve a

$$\sqrt{\frac{1}{4R^2C^2} - \frac{1}{LC}} < \frac{1}{2RC} \quad \text{egyenlőtlenséget,} \quad (16)$$

kimutatható, hogy t extrém értékei esetén U mindig 0-hoz tart, $t \rightarrow 0$ esetén azért, mert az exponenciális kifejezések értéke 1-hez, $t \rightarrow \infty$ esetén, mivel egyenként 0-hoz tartanak.

$R \rightarrow 0$ esetben a rezgés amplitudója, az

$$U_0 = \frac{I_0}{2C \sqrt{\frac{1}{4R^2C^2} - \frac{1}{LC}}} \quad (17)$$

kifejezés is láthatólag 0-hoz tart. R csökkenésével tehát egyrészt a rezgések amplitudója enyészik el, másrészt az első exponenciális kifejezés (15. egyenlet) egyre gyorsabb csökkenése miatt a kirezgés »ideje« rövidül meg.

Az egyenlet megoldása azt mutatja, hogy a rákapcsolt I_0 áramugrás hatására a kör az R eredő csillapító ellenállás nagyságától függő mértékű önrezgéseket fog végezni, és a rezgések csillapításához R értékének csökkentésére van szükség. R a kapcsolás elemeitől az 5. egyenlet által meghatározott módon függ. R_c , R_m és R_s a hangszóró adatai által megszabott értékek, a csillapítás javítása céljából tehát csak Z_b -t, a csatlakozó erősítő kimenőimpedanciáját változtathatjuk. (A továbbiakban kimenőimpedancia, ill. belső ellenállás alatt az erősítő kimenőkapcsain megjelenő impedanciát, ill. ennek ohmos komponensét értjük.) Z_b képzetes részének további elhanyagolásával (jó minőségű erősítő esetén ez a teljes átviteli sávban jó közelítéssel megtehető), a valós rész, R_o változtatása folyamán a csillapítás szempontjából 3 szakaszt különböztethetünk meg:

A)

$$\frac{1}{R_c + R_b} < \sqrt{\frac{4C}{L}} - \left(\frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_s} \right). \quad (18)$$

Ezen a szakaszon a hangszóró önrezgései az előbbi levezetés 1. pontjában említett exponenciálisan csillapodó szinuszrezgések lesznek, amelyeknek fellépése a rosszul csillapított hangszórók kongó hangvisszaadását okozza.

B) R_b csökkentése útján elérhető az

$$\infty > \frac{1}{R_c + R_b} \geq \sqrt{\frac{4C}{L}} - \left(\frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_s} \right) \quad (19)$$

egyenlet, illetve egyenlőtlenség teljesítése. Ebben a tartományban a hangszóró periódikus önrezgéseket már nem végez, a hangvisszaadás minősége lényegesen megjavul. R_b -t tovább csökkentve, (mindenesetre kizárólag R_b negatív értéke esetén) megvalósítható az

$$R_c + R_b = 0 \quad (20)$$

eset, amihez az 5. egyenletből következőleg az $R = 0$ ellenállásérték tartozik. Ez nevezhető a »tökéletes csillapítás« esetének: a hangszóró önrezgései megszűnnek. Ezt — a csillapítás szempontjából rendkívül kedvező — értéket azonban a gyakorlatban csak megközelíteni lehet, mert eléréskor az áramkör stabilitásának határán vagyunk, ugyanis

$$C) \quad R_c + R_b < 0 \quad (21)$$

esetén az áramkör instabillá válik: az erősítő begerjedhet.

Hogy levezetéseinket gyakorlati szempontból hasznosíthassuk, szükségünk van R_b azon számbajövő értékeinek ismeretére, amelyek mellett a kritikus csillapítás legalább is megközelíthető. Vegyük fel számítási alapként egy, a gyakorlatban előforduló, gyengébb minőségű 16 cm membrán-átmérőjű hangszóró adatait. Az áramköri elemek értéke a 2. ábra jelöléseivel:

$$\begin{aligned} R_c &= 3 \Omega & R_m &= 4,5 \Omega \\ L &= 0,7 \text{ mH} & R_s \text{ rez.} &= 8,3 \Omega \\ C &= 2,5 \text{ mF} & B &= 0,6 \text{ Vs/m}^2 = 6000 \text{ Gauss.} \end{aligned}$$

A rezonancia frekvenciája $f_0 = 120$ Hz, (meglehetősen magas).

A 19. képlet jobb oldalát egyenlősséggé téve és az adatokat behelyettesítve

$$\frac{1}{3 + R_b} \cong 3,44 \Omega^{-1} \quad (22)$$

$$\text{amiből} \quad R_b \cong -2,7 \Omega \text{ adódik} \quad (23)$$

a belső ellenállás határértéke

$$R_b = -R_c = -3 \Omega \quad (24)$$

amiből látható, hogy a példaként felvett hangszórónál az erősítő belső ellenállásának negatív értéke nélkül a hatásos csillapítás meg sem közelíthető. Figyelemreméltó, hogy a negatív belső ellenállás abszolút értékének aránylag csekély növelésével az áramkör már instabillá válik.

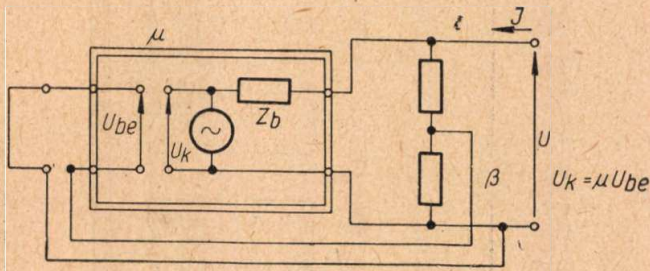
Ha most kísérletképpen az előbbi hangszóró felfüggesztését olyan lágyra cseréljük ki, hogy a rezonancia 60 Hz-re csökken és a mágnes térerősségét $B = 12000$ Gaussra növeljük (amit jelenleg a legjobb állandó mágnesű hangszórók érnek el) és R_b megfelelő értékeit az 1—4. egyenletek figyelembe-

vételével a 19. egyenlet segítségével kiszámítjuk, a kritikus csillapítás esetére az

$$R_{\tau} \cong -0,36 \Omega \quad (25)$$

értéket kapjuk, ami azt jelenti, hogy ezt a kedvező állapotot már igen kis pozitív belső ellenállású erősítővel is megközelíthetjük, és aránylag kis negatív belső ellenállás értékkel megvalósíthatjuk.

Elektroncsöves erősítőink belső ellenállása — az általában alkalmazott kimenőtranszformátor által okozott veszteségektől eltekintve —, trióda végfokozat esetén az illesztőellenállás értékével kb. egyenlő, sugártetróda, vagy pentóda végerősítő



4. ábra

alkalmazása esetén az illesztőellenállás 5–10-szerese(!), az erősítő belső ellenállását tehát még a jelenlegi legjobb hangszórók alkalmazása mellett is műkapcsolással kell megfelelő értékre lecsökkenteni. Önként kínálkozik erre a célra a nemlineáris torzítások csökkentése és a frekvenciagörbe megjavítása céljából egyébként is széles körben alkalmazott negatív feszültségvisszacsatolásnak a csillapítás növelésére történő felhasználása.

A kimenő impedancia változásának meghatározására vizsgáljuk a 4. ábrán látható erősítőkapcsolást, ahol a μ erősítésű és Z_b kimenő impedanciájú erősítő kimenő feszültségének β -szorosát egy ohmos feszültségosztó lánc részfeszültségének alakjában, negatív értelemben a bemenetre csatoltuk vissza. A bemenő kapcsokat rövidre zárva és a kimenőkapcsokra U feszültséget adva, a 4. ábra jelöléseinek figyelembevételével a megváltozott kimenőimpedanciára felírható a

$$Z'_b = \frac{U}{I} \quad \text{egyenlet.} \quad (26)$$

Ha feltételezzük, hogy a kimenetre kapcsolt feszültségosztó lánc ellenállása az előforduló impedanciákhoz képest elhanyagolhatóan nagy (ami a gyakorlatban mindig teljesíthető), a következő egyenletek írhatók fel:

$$I = \frac{U - U_k}{Z_b} \quad (27)$$

és

$$U_k = (0) - \beta \mu U \quad (28)$$

amiből behelyettesítés és rendezés után

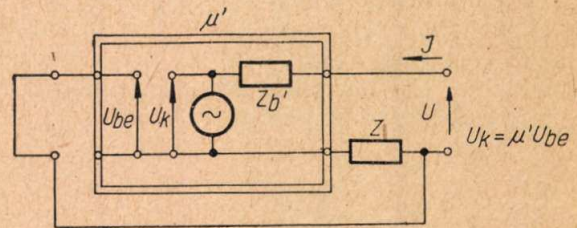
$$Z'_b = \frac{Z}{1 + \beta \mu} \quad (29)$$

adódik.

Figyelembe véve azt, hogy az erősítés fáziszöge az átviteli sáv szélein az erősítő kapcsolási elemeinek fázisforgatása miatt jelentős értéket ér el [2], az alkalmazható negatív visszacsatolás mértéke a stabilitás fenntartása céljából korlátozódik. Megfelelően méretezett és kivitelezett kapcsolási elemek alkalmazásával a belső ellenállás a jelenlegi gyakorlat szerint az illesztőellenállás 10%-a alá csökkenthető, ami jó minőségű hangszóró alkalmazása esetén megengedi a kritikus csillapítás határának megközelítését, esetleg elérését.

Negatív feszültségvisszacsatolás egyedüli alkalmazásával azonban az erősítő belső ellenállását negatívvá nem tehetjük, ennek eléréséhez újabb módszert kell keresnünk. Célszerű, és egyszerűen alkalmazható erre a célra a pozitív áramvisszacsatolás [3], amit a lineáris szuperpozíció elvének alapján számítással is könnyen követhetően alkalmazhatunk a negatív visszacsatolással már ellátott erősítőre is. A pozitív áram- és erős negatív feszültségvisszacsatolás együttes alkalmazása egyébként is ajánlatos, mert ilyen módon az erősítőnek a pozitív visszacsatolás által megnövelt nemlineáris torzítását a negatív visszacsatolás segítségével megfelelő mértékben ellensúlyozhatjuk.

A pozitív áramvisszacsatolás alkalmazása esetén fellépő megváltozott kimenőimpedancia értékének meghatározására vizsgáljuk meg az 5. ábra erősítőkapcsolását.



5. ábra

A μ' erősítésű és Z'_b kimenőimpedanciájú erősítő kimenő árama által a Z visszacsatoló impedancián keltett $I Z$ feszültséget az erősítő bemenetére visszacsatolva és a bemenő kapcsokra rövidzárt téve, a megváltozott kimenőimpedancia ismét felírható, mint a kimenő kapcsokra helyezett U feszültség és a hatására keletkező I áram hányadosa. (Megjegyzendő, hogy az ábrán szereplő μ' és Z'_b értékek lehetnek a negatív feszültségvisszacsatolással már ellátott erősítő megváltozott értékei is, amire a jelölés is utal.) Az 5. ábra jelöléseivel:

$$Z''_b = \frac{U}{I} \quad (30)$$

mivel

$$I = \frac{U - U_k}{Z + Z'_b} \quad (31)$$

és

$$U_k = (0) - \mu' I Z. \quad (32)$$

Behelyettesítés és rendezés után

$$Z''_b = Z'_b + (1 - \mu') Z \quad (33)$$

adódik, amiből látható, hogy ha csak μ' értéke elég nagy, Z -nek már aránylag kis értékével is tekintélyes negatív kimenőimpedancia valósítható meg, módszerünk tehát lehetővé teszi a hangszóró tökéletes csillapításának megvalósítását is.

Az eddigiekben meghatároztuk a hangszóró megfelelő csillapításához szükséges ellenállás értékeket, most vizsgáljuk meg, hogy a csökkentett belső ellenállású generátorról való táplálás következtében a hangszóró frekvenciavisszaadása hogyan módosul. Állapítsuk meg először a hangszórónak, mint külön hangszugárzó elemnek frekvenciamenetét a csatlakozó erősítő adataitól függetlenül. A 2. ábra helyettesítő kapcsolásának elemei közül a már említett R_s (az áttranszformált sugárzási) ellenállás által disszipált elektromos teljesítmény alakul át hangteljesítménnyé, tehát a hangszóró frekvenciamenete akkor lesz egyenletes, ha az R_s -en disszipálódó elektromos teljesítmény a frekvencia függvényében állandó. R_s azonban a dugattyútartományban nem állandó, hanem értéke a frekvencia négyzetével fordított arányban csökken:

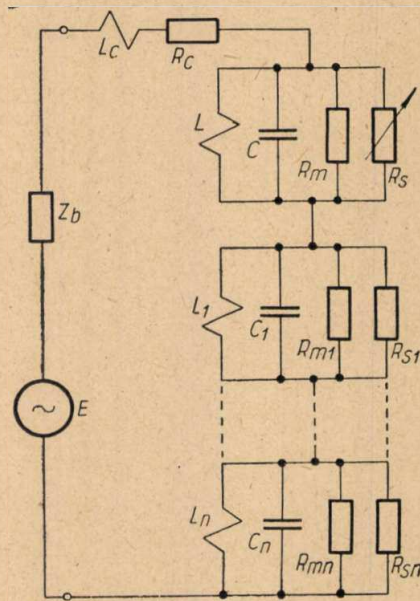
$$R_s = \frac{K}{f^2} \quad (34)$$

ahol K a hangszórómembrán adatai által meghatározott állandó. A rezonancia felett azonban a rezgőkör impedanciáját mindinkább a rezgő rendszer tömeggátlásából eredő C kapacitás növekvő admittanciája szabja meg, és ha a rezgőkört állandó árammal tápláljuk, a rajta megjelenő U feszültség a frekvenciával arányosan csökken, aminek eredményeképpen a

$$W_0 = \frac{U^2}{R_s} \quad (35)$$

elsugárzott hangteljesítmény állandó marad. A rezonancia felé haladva a rezgőkör összimpedanciáját egyre inkább R_m és R_s eredő értéke határozza meg, emiatt az impedancia (R_m hatása által ugyan csökkentett) növekedését és ezzel az elsugárzott hangteljesítménynek (a hangszóró adataitól függő mértékű) emelkedését tapasztaljuk. Rezonancia alatt a rezgőkör összimpedanciáját mindinkább L növekvő admittanciája határozza meg, ennek következtében a 35. képlettel meghatározott sugárzási teljesítmény a frekvencia negyedik hatványával arányosan csökken, tehát alacsony frekvenciákon számottevő hangszugárzást a rezonancia környezetén kívül nem kapunk. A dugattyútartomány felett a hangszóró membránja nem viselkedik többé merev testként, tehát helyettesítő kapcsolásunk ebben a formában tovább nem alkalmazható. A membrán részrezgése lépnek fel, melyek a rezgőkör valamennyi elemének értékét módosítják. Ez eddigi helyettesítő kapcsolásunk megtartása esetén figyelembe vehető ugyan oly módon, hogy a rezgőkör elemeinek értékét a frekvencia függvényévé tesszük, ez azonban gyakorlatilag még a kvalitatív áttekintést is felhasználhatatlanul bonyolulttá teszi. Kedvezőbb a helyzet, ha helyettesítő

kapcsolásunkat a 6. ábra szerint kiegészítjük az L_n , C_n , R_{mn} és R_{sn} elemekből álló sorbakapcsolt párhuzamos rezgőkörökkel, amelyek mindegyike egy-egy membrán részrezonancia elektromos helyettesítő képének felel meg, és elemeik a mechanikus értékekből értelemszerűen az 1.—4. képleteknek megfelelően transzformálódnak. Könnyen belátható, hogy mivel az L_n C_n rezgőkörök önfrekvenciája a dugattyútartomány fölé esik, és mivel az egyes L_n értékek a membránnak a felfüggesztéshez képest lényegesen csekélyebb rugalmasságából származnak, eredő impedanciájuk hatása a dugattyútartomány-



6. ábra

ban elhanyagolhatóvá válik, így az előbbi eredményeket nem módosítja számottevő mértékben.

A dugattyútartomány felett az L_n C_n rezgőkörök impedanciájának sorozatos megnövekedése következtében az R_{sn} sugárzási ellenállásokon fellépő U_n feszültségek hatására a

$$W = \Sigma W_n = \Sigma \frac{U_n^2}{R_{sn}} \quad (36)$$

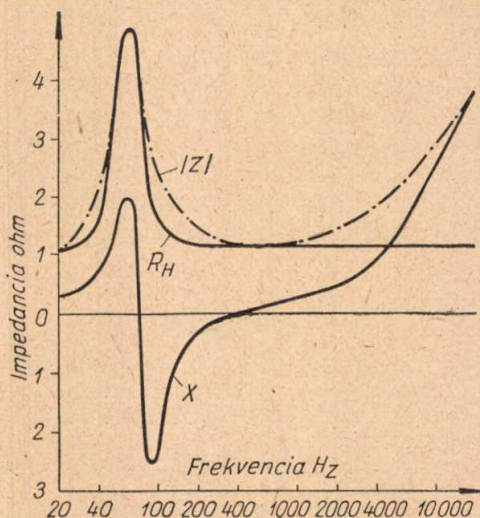
összes elsugárzott teljesítmény helyesen kivitelezett hangszóró esetében nemcsak, hogy állandó maradhat, hanem adott esetben (l. később), még növekedhet is.

A frekvenciamenet vizsgálata folyamán feltételeztük, hogy a hangszórót állandó árammal tápláljuk, ami a hangszórónak áramforrásról (gyakorlatilag: igen nagy belső ellenállású generátorról) való táplálását jelenti. Ha az erősítő kimenő impedanciáját a hangszóró impedanciájához (7. ábra) [4.] képest jelentősen lecsökkentjük, két jelenséget tapasztalhatunk:

1. A dugattyútartományban mindazokon a frekvenciákon, ahol az LC rezgőkör eredő impedanciája a cséveellenálláshoz képest el nem hanyagolható nagyságúra növekszik, a rajta fellépő feszültség nem fog az eredő impedanciával arányosan növekedni, ezáltal a 35. egyenlettel meghatározott elsugárzott teljesítmény a frekvencia függ-

vényében csökkenni fog. A tökéletes csillapítás határesetének elérésekor a rezgőkörre jutó feszültség a frekvenciától függetlenné válik: az elsugárzott teljesítmény ilyen módon táplált hangszórónál a frekvencia négyzetével arányosan nő.

2. A dugattyútartomány határa felett a hangszóró eredő impedanciáját egyre inkább a már el nem hanyagolható L_c cséveinduktivitásnak a frekvenciával arányosan növekvő impedanciája határozza meg, a hangszórón átmenő áram ennek megfelelően csökken: az elsugárzott teljesítmény a frekvencia növekedtével csökken. Megfelelően kivitelezett hangszórónál ez a hatás az R_{sn} sugárzási ellenállásokon elsugárzott teljesítmény növelésével



7. ábra. Dinamikus hangszóró impedanciája a frekvencia függvényében. R = a lengőcséve ohmos ellenállása.

R_H = a hangszóróimpedancia ohmos összetevője. X = a hangszóróimpedancia képzetes összetevője. $|Z|$ = a hangszóróimpedancia abszolút értéke. (Kinsler—Frey nyomán).*

ellensúlyozható ugyan, (ez esetben állandó árammal való tápláláskor a teljesítmény a frekvencia függvényében növekszik), azonban a tökéletes csillapítás megközelítése esetében ez a cséveinduktivitás sokkal jelentősebb hatása miatt a frekvenciagörbe esését nem akadályozza meg.

A frekvenciamenetnek a mély frekvenciák felé mutató esését a következőképpen kompenzálhatjuk:

a) Kompromisszumot kötünk a jó csillapítás és az egyenletes frekvenciaátvitel között: a csatlakozó erősítő belső ellenállását csak addig az értékig csökkentjük, amíg a frekvenciagörbe csökkenését az alaprezonancia fellépése által okozott kiemelés — a frekvenciaátvitel egyenletességére megszabott határok között — kiegyenlíti. Ezzel a módszerrel kielégítő csillapítást mindenesetre csak jóminőségű felhasználás alkalmával érhetünk el. A kivitelezett erősítők zöme általában legfeljebb ezt a csillapításértéket mutatja, ugyanis így a belső ellenállás csökkentése a szokásos negatív feszültségvisszacsatolás módszerével is megvalósítható. Ha még hozzátesszük, hogy az előzőekben már említett megfelelően méretezett hangszórók esetében a hangvisszaadás a magas hangok tartományában sem romlik számottevően, a kompromisszumos meg-

oldás alkalmazása — némi minőségi engedmény mellett — a kompenzálás szükségtelenné válása folytán, jelentős előnyökkel jár.

b) Ezen túlmenő csillapítás alkalmazása esetén a frekvenciagörbe esését a rendszerint egyébként is alkalmazott előerősítőben megfelelő korrekció útján egyenlíthetjük ki. A szükséges korrekció a tökéletes csillapítás megközelítése esetében meglehetősen nagy (20 dB nagyságrendbe eső) érték, amit az előerősítő méretezésénél figyelembe kell venni.

A frekvenciamenetnek a nagyobb frekvenciák felé való esését megszüntethetjük:

a) az esésnek az előbb említett előerősítőben történő kompenzálásával;

b) pozitív áramvisszacsatolás alkalmazása esetén, az erősítő kimenetén, a lengőtekercs impedancia tükörképének előállításával, a Z visszacsatoló impedanciának (5. ábra) megfelelő értékű, ohmos ellenállással sorba kapcsolt inductívitás alakjában történő beiktatása útján. Ebben az esetben az erősítő negatív kimenőimpedanciája az L_c cséveinduktivitás hatását is ellensúlyozza.

Megjegyzendő, hogy a frekvenciamenetnek nagyobb csillapítás értékek megvalósítása esetében történő elromlása nem erősítéscsökkenés miatt következik be, hanem a pozitív áramvisszacsatolásnak az erősítést a hangszóró összimpedanciájával fordítottan arányosan növelő hatása miatt. A hangszóró eredő impedanciájának egyik minimuma éppen a dugattyútartomány felső határára esve az előbb említett frekvenciafüggést okozza, míg a rezonanciafrekvencia alatt a csökkenő összimpedancia következtében növekvő erősítés a frekvencia negyedik hatványával arányosan csökkenő elsugárzott hangteljesítményt a frekvencia négyzetével arányosan csökkenő értékűvé növeli, ami az előerősítőben történő korrekció útján egyenletes hangvisszaadássá javítható. A visszaadást a mélyebb frekvenciák felé ilyen esetben csak a lengőtekercs egyre növekvő kitérései korlátozzák.

Feladatunk a gyakorlatban rendszerint úgy jelentkezik, hogy ismeretlen csillapítási adatokkal rendelkező hangszórót kell erősítőnkhez a kíván csillapítással csatlakoztatnunk. Ilyen esetben célra vezet a következő, aránylag egyszerű mérési módszer alkalmazása:

A hangszórót az erősítővel együtt üzembe helyezzük, és az erősítő kimenetére megfelelő erősítésű oszcilloszkópot kapcsolva, olyan periódikus feszültségugrásokat tartalmazó jellel vezéreljük, melynek alapfrekvenciája a hangszóró önrezgés-számánál lényegesen alacsonyabb, és az erősítő kimenetén jelentkező hullámalakot az oszcilloszkópon megfigyeljük. Az erősítő vezérlésére különösen alkalmas az oszcilloszkóp saját fűrészrezgése, aminek alkalmazásával az esetleges szinkronizálási problémákat is megoldottuk. A hangszóró önrezgéseinek hatására keletkező áram az erősítő kimenőimpedanciáján is kelt feszültséget, ami az oszcilloszkóp ernyőjén a kimenőjelre szuperponálódva megjelenik.

Az erősítő kimenőellenállását a negatív értékek felé csökkentve a kimenőjelre szuperponálódott önrezgések két beállítási értéknél tűnnek el:

*A 7. ábra ordinátáján a helyes egységek (felülről lefelé): $4R$, $3R$, $2R$, $1R$, 0 , $-1R$, $-2R$, $-3R$.

Először az erősítő kimenőimpedanciájának 0 értékénél. Ennek elérése nem feltétlenül jelenti még a kritikus csillapítás megvalósulásának esetét sem. Ha a hangszórót lekapcsolva a kimenőjel nagysága nem változik, úgy éppen a 0 kimenőimpedancia értékénél vagyunk. Az impedanciát tovább csökkentve, az önrezgés újra megjelenik, csak Z_b negatív volta miatt ellenkező fázisban szuperponálódik a kimenőjelre. Szinuszos alakú szuperponált rezgések újabb megjelenése esetén a kritikus csillapítást még nem értük el, ez csak aperiódikus rezgések fellépése esetén következik be. (A kimenőjel alakja itt már alig különböztethető meg a normális alaktól.)

A kimenőellenállással a hangszóróimpedancia valós részének negatív értékét megközelítve a tökéletes csillapítás állapotához közeledünk, ez a csekély önrezgési amplitudók miatt az oszcilloszkópon már nem figyelhető meg, túllépését azonban az egyébként stabil erősítő begerjedése jelzi.

A kívánt csillapítás beállítása után az erősítő kimenő kapcsain konstans szinuszos bemenőfeszültség mellett felvesszük a frekvenciagörbét. Ezt a görbét a hangszóró állandó feszültség mellett felvett frekvenciagörbéjével összehasonlítva a szükséges korrekciók mértéke meghatározható.

Vizsgáljuk meg végül, hogy milyen frekvenciákon várható elsősorban a kapcsolás begerjedése. A frekvencia függvényében konstans kimenőellenállású erősítőt alkalmazva a gerjedés — a cséveellenállás negatív értékének elérése után — elsősorban olyan alacsony frekvencián következik be, ahol a cséveellenállással sorbakötött eredő impedancia valós része minimális lesz — vagyis az erősítő által átvitt legalacsonyabb frekvencián. (A magas frekvenciák felé ugyanis a hangszórócséve vasmagjában keletkező — az eddigiekben elhanyagolt — veszteségek a cséveellenállással sorbakötött impedancia valós részét megnövelik.) Kevésbé jó minőségű erősítő esetén azonban a kimenőellenállás negatív értéke — az erősítés frekvenciafüggése folytán — a frekvenciasáv közepén maximumot ér el, emiatt a begerjedés esetleg itt következhet be. [5.]

Megemlítendő még, hogy gyakorlati szempontból általában elegendő a kritikus csillapítás megvalósítása, mert a csillapítás további növelése észrevehető hangminőségjavulást már nem okoz [6.], viszont jelentékeny hátrányokkal jár: nemcsak stabilitási nehézségek miatt, hanem a pozitív áramvisszacsatolásnak az erősítő torzítását növelő hatása miatt is. Ez ugyanis megnövelt negatív visszacsatolással csak korlátozott mértékben ellensúlyozható: a kisebb eredő erősítés következtében a kívánt belső ellenállás eléréséhez szükséges nagyobb értékű soros visszacsatoló ellenálláson fellépő számottevőbb teljesítményvesztés miatt.

A csatlakozó erősítő kimenőimpedanciájának alkalmas megválasztásával tehát lehetővé válik a hangszóró alaprezonanciájának tetszésszerű mértékű csillapítása [7.]. A csillapítás növelése ugyan a frekvenciamenet romlását és a nemlineáris torzítás növekedését okozza, de ez a hátrány az erősítő megfelelő méretezésével ellensúlyozható, tehát célunk: a továbbítandó rezgéseknek torzítatlan formában való átvitele újabb lépéssel közelíthető meg.

IRODALOM

[1.] A helyettesítő kapcsolás részletes levezetése megtalálható *Barát Zoltán*: »A közvetlenségű dinamikus hangszóró hatásfoka« c. cikkében. Magyar Híradástechnika, 1952. 10—12. sz. 156. old.

[2.] L. pl.: *B. A. Szmirenyin*: A rádiótechnika kézikönyve. V. fejezet.

[3.] *W. Clements*: A New Approach to Loudspeaker Damping. Audio Engineering, 1951. aug. 20. old.

[4.] A dinamikus hangszóró impedanciáját tárgyalja *Kinsler—Frey*: Fundamentals of Acoustic c. könyvében a 270—272. oldalakon. J. Wiley & Sons, Inc. New York, 1950.

[5.] A [3.] cikkel kapcsolatban kialakult vitát l.: *U. J. Childs*: Loudspeaker Damping. Audio Engineering, 1952. febr. 11. old. *W. Clements*: It's Positive Feedback. Audio Engineering, 1952. máj. 20. old. *U. J. Childs*: Positive Current Feedback. Audio Engineering, 1952. máj. 21. old.

[6.] *Albert Preismann*: Loudspeaker Damping. Audio Engineering, 1951. ápr. 24. old. és *J. Moir*: Transients and Loudspeaker Damping. Wireless World, 1950. máj. 166. old.

[7.] Gyakorlati megoldásokat közöl pl. *Robert F. Scott*: Variable Damping in Audio Amplifiers. Radio-Electronics, 1955. márc. 64. old.

A közvetlensugárzó dinamikus hangszóró elmélete és tervezése

HUSZTY DÉNES

A 124—128; oldal (4; szám) folytatása.

A hangszóró hatásfoka

Az elemek ismeretében kiszámíthatjuk a rendszer hatásfokát.

Az előbbieken már említettük, hogy a hangszóró 4π térszögbe sugároz. Részünkre azonban csak az a teljesítmény hasznos, melyet abba a 2π térszögbe sugároz, amelyben mi, az észlelők tartózkodunk. Ezek szerint tehát különbséget kell tennünk a sugárzott és a hasznosítható teljesítmény között. A fentiek szerint tehát az elsugárzott teljesítmény (melyet a membrán két oldala 4π térszögbe sugároz)

$$N_s = i_{eff}^2 R'_{ES} \quad (47)$$

míg a hasznosítható teljesítmény

$$N_h = i_{eff}^2 R_{ES} \quad (48)$$

ahol

$$R_{ES} = \frac{R'_{ES}}{2} \quad (49)$$

Ha energetikai szempontból nézzük a kérdést, a hatásfokot az elsugárzott teljesítményből kell számolnunk, míg ha a hasznosítható teljesítményt vesszük alapul, a hatásfokot a 2π térszögbe sugárzott teljesítményre kell értelmeznünk. Ez utóbbi 47, 48. alapján az előbbinek éppen a fele. Figyelembevéve azt, hogy a felvett teljesítmény

$$N_b = i_{eff}^2 (R + R_{EM}) = i_{eff}^2 R_E \quad (50)$$

a hatásfokot kétféle összefüggéssel definiálhatjuk. A hangszóró elektroakusztikus hatásfoka:

$$\eta_e = \frac{N_s}{N_b} = \frac{R'_{ES}}{R_E} = \frac{C^2 r'_s}{C^2 r_m + 10^9 R |z_m|^2} \quad (51)$$

míg a hasznos hatásfok:

$$\eta_h = \frac{N_h}{N_b} = \frac{R_{ES}}{R_E} = \frac{C^2 r_s}{C^2 r_m + 10^9 R |z_m|^2} \quad (52)$$

Megfigyelhetjük, hogy 51. és 52. nevezője szükségszerűen nagyobb a számlálónál, éppen ezért η mindig kisebb mint egy, azaz a hatásfok nem lehet 100%.

A rezonanciafrekvenciától eltekintve a nevezőben levő $C^2 r_m$ általában elhanyagolható $10^9 R |z_m|^2$ mellett.

Ekkor 52. a következő alakot ölti:

$$\eta_h \sim \frac{C^2 r_s}{10^9 R |z_m|^2} \quad (53)$$

Mivel $C = Bl$, látható, hogy a hatásfok a légrésben mért indukció négyzetével arányos.

A mozgásban résztvevő állandó tömeg

$$m_a = m_l + m_m + m_k \quad (54)$$

ahol m_l a lengő tömege (g)

m_m a membrán tömege (g)

m_k a központosító (g)

Ezzel a mozgásban résztvevő összes tömeget 22., és 54. alapján a következő alakban is felírhatjuk:

$$m = m_m + m_k + m'_s \left(1 + \frac{m_l}{m_m + m_k + m'_s} \right) \quad (55)$$

Ha ezt 52-be helyettesítjük, s figyelembe vesszük 28-at, valamint azt, hogy a rezonanciafrekvencia felett $z_m \sim \omega m$; $m_m + m_k + m'_s = m_0$ jelöléssel a következő kifejezést nyerjük:

$$\eta_h \sim \frac{B^2 r_s l q}{10^9 \omega^2 m_0^2 \rho_e \left(1 + \frac{m_l}{m_0} \right)^2} \quad (56)$$

de

$$m_l = \gamma_l v_l \quad (57)$$

és

$$v_l = l q \quad (58)$$

ahol γ_l a lengőtekeres huzalanyagának fajsúlya (g cm⁻³)

v_l a huzal térfogata (cm³)

ezzel

$$\eta_h \sim \frac{B^2 r_s}{10^9 \omega^2} \frac{\frac{m_l}{m_0}}{\rho_e \gamma_l m_0 \left(1 + \frac{m_l}{m_0} \right)^2} \quad (59)$$

A nevezőben a lengőtekeresanyag fajsúlyának és fajlagos ellenállásának szorzata szerepel. Ez vörösrézre éppen kétszerese az alumíniumra vonatkozó értéknek. Ha tehát a hangszóró szerkezet egyéb elemének megtartásával a lengőtekeres anyagát v. rézről alumíniumra cseréljük ki, a hatásfok látszólag 3 dB-t nő. Ekkor azonban, mivel a tömegeket a fentiek szerint állandónak kell tartanunk, a lengőtekeres térfogatát $\gamma_{réz}/\gamma_{al} \sim 3,3$ -szeresre kell megnövelnünk. Ez a légréstérfogat hasonló arányú növelését is jelenti egyúttal.

A légrésben elhelyezett huzal térfogatnövelését végrehajthatjuk pl. úgy, hogy a légrés hosszát, másszóval a huzal átmérőjét tartjuk állandónak. Ekkor a menetszámot a 3,3-szeresre kell megnövelnünk, amellyel a légrésmagasság 3,3-szeres növekedése is együttjár. Ennek az elrendezésnek az az egyik hátránya, hogy a túlságosan meghosszabbított lengőtekeres miatt gyártástechnológiai okból a légrés hosszát is meg kell növelni. Ha a mágnes

kör szórásváltozásától és a szükséges légréshossz növeléstől eltekintünk, kereken 3,3-szeres mágnessúly szükséges ehhez. A hangszóró felvett teljesítménye a megnövekedett lengőtekercsinduktivitás miatt feszültséggenerátorról táplálva nagyobb frekvencián lecsökken, s így a frekvenciamenet romlik.

Megnövelhetjük úgy is a térfogatot, hogy a metszszámot s a lengőtekercs középátmérőjét tartjuk állandónak. Ezzel az elrendezéssel megnöveljük a légrés kitöltési tényezőjét, emiatt tehát a légrés gerjesztéséhez viszonylag valamivel kevesebb mágnessanyag-többlet kell, mint az előbbi esetben. A légréshossz növekedése azonban a mágneses szórást növeli, úgy, hogy a szükséges mágnes-térfogat kb. ugyanakkora, mint az előbbi esetben volt. A lengőtekercs induktivitása az első megoldáshoz képest aránytalanul kevesebbet növekszik. Ez az elrendezés tehát kedvezőbb; a frekvenciagörbe változása a csekély induktitásnövekedés miatt elhanyagolható, a hatásfok növelése a frekvenciamenetet gyakorlatilag nem befolyásolja.

A hatásfokot tehát a lengőtekercs anyagának változtatásával látszólag megnövelhetjük. A kétszeres hatásfok esetünkben mintegy 3,3-szeres mágnessúlyba került. Hatásfok növekedést okoz, mint láttuk, a légrésindukció növelése is. Önkéntelenül felvetődik az a kérdés, nem célszerűbb-e a hatásfokot a légrésindukció növelésével javítani, ha a növekvő mágnessúllyal kapcsolatos költség-többletet tudomásul vesszük? Erre azt válaszolhatjuk, hogy a kérdést esetenként kell elbírálnunk. A légrésindukció növelését ui. korlátozza a mágneskör szórásnövekedése, s így bizonyos légrésindukció felett a mágnessúly növelése gyakorlatilag csak a szórt fluxust növeli. Ez az indukcióhár a jelenlegi korszerű mágnessanyagokkal és légrésméretekkkel cca 20–25 000 gauss. Ha a felhasználható mágnessúly adott, a tervezésnél az átmeneti (tranzien) jelenségek csökkentése érdekében mindenestre az azonos tömegű alumíniumhuzal alkalmazása helyett érdemesebb a légrésindukciót növelni.

Ha a légrésbe tekercselt huzal térfogatát állandónak tartjuk, s az anyagát változtatjuk, a viszonyok egészen másképpen alakulnak. 59. alapján a hatásfokviszony:

$$\frac{\eta_{al}}{\eta_{réz}} = \frac{\gamma_{al} (\gamma Q_e)_{réz} \left(1 + \frac{m_{réz}}{m_0}\right)^2}{\gamma_{réz} (\gamma Q_e)_{al} \left(1 + \frac{m_{al}}{m_0}\right)^2} \sim \sim 0,6 \frac{\left(1 + \frac{m_l}{m_0}\right)^2}{\left(1 + 0,3 \frac{m_l}{m_0}\right)^2} \quad (60)$$

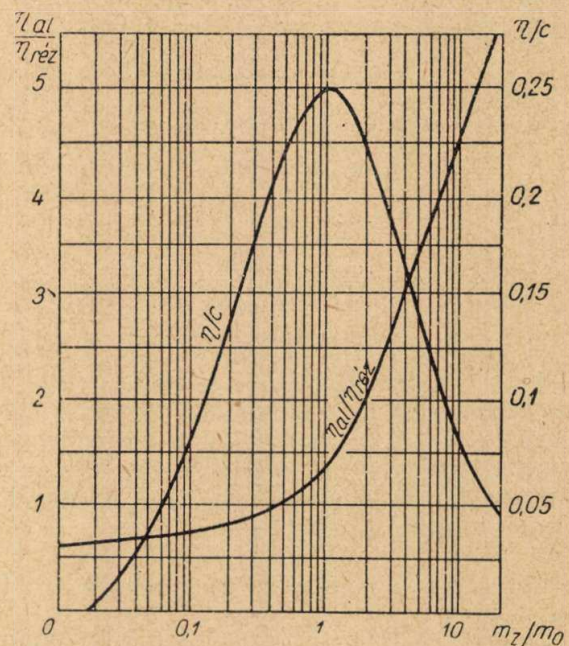
m_l itt a v. rézből készült lengőtekercs tömegét jelenti.

Ha $\frac{m_l}{m_0} \rightarrow 0$; $\frac{\eta_{al}}{\eta_{réz}} \rightarrow 0,6$, tehát, ha a v. rézből készült lengőtekercs a lengőrendszer össz-

tömegéhez képest aránylag kicsi, az alumíniumhuzal felhasználásával a hatásfok csökkenhet.

Ha $\frac{m_l}{m_0} \rightarrow \infty$, a l'Hôpital szabály alapján $\frac{\eta_{al}}{\eta_{réz}} \rightarrow 6,6$. Ha a lengőrendszer tömegének túlnyomórészt a rézből készült lengőtekercs tenné ki, azonos térfogatú alumíniumhuzallal a hatásfokot jelentősen megnövelhetjük. Az 5. ábra az $\frac{\eta_{al}}{\eta_{réz}} =$

$= f\left(\frac{m_l}{m_0}\right)$ összefüggést mutatja. Jól láthatjuk, hogyha $\frac{m_l}{m_0} \geq 0,5$; $\frac{\eta_{al}}{\eta_{réz}} \geq 1$. Gyakorlati szempontból nézve tehát, ha egy közepes frekvencián m'_s nem elhanyagolható és $\frac{m_l}{m_0} \geq 0,5$, érdemes



5. ábra

alumíniumhuzalt alkalmazni. Ekkor nagyobb frekvenciára a rézzel azonos térfogatú alumíniumhuzal alkalmazása már nagyobb hatásfokot eredményez. A felhasználandó mágnessúly ebben az esetben természetesen változatlan marad.

Az alumíniumhuzal alkalmazása tehát ezek szerint elsősorban különleges hangszóró szerkezetekben (pl. tölcéses hangszóró esetében) indokolt. Mivel a rádiókészülékekben alkalmazott hangszóróknál a lengőtekercs tömege az össztömeghez viszonyítva általában kicsi, az alumíniumhuzal felhasználása ezen a területen csak egészen ritka esetben célszerű. Az alumíniumhuzal használatát gyártástechnológiai nehézségek is korlátozzák, erre azonban itt nem térünk ki.

Az 59. összefüggésből további érdekes következtetést vonhatunk le: Mivel mind a számlálóban, mind a nevezőben tömegek viszonyai szerepelnek, várható, hogy lesz egy olyan $\frac{m_l}{m_0}$ viszony, amelyre $\eta = \eta_{max}$. A szélsőértékszámítás elvég-

zése után a legkedvezőbb tömegviszonyra $\frac{m_l}{m_0} = 1$ adódik, azaz a hatásfok akkor a legnagyobb, ha a hangszóró lengőtekercsének tömege (ezalatt természetesen a működő tömeget, a légrésben helyetfoglaló vezető tömegét kell érteni) egyenlő a megmozgatott membrán + központosító + együttrezgő levegő tömegével. Mivel az együttrezgő levegő tömege a frekvenciával kismértékben változik (lásd a 23. összefüggést), a fenti követelményt elméletileg szigorúan csak egy aránylag szűk frekvenciasávra tudjuk megvalósítani.

Az 5. ábra ábrázolja az $\eta = f\left(\frac{m_l}{m_0}\right)$ összefüggést. Megfigyelhetjük, hogy a hatásfok $\frac{m_l}{m_0}$ változásával erősen változik. Sajnos, a gyakorlatban kivitelezett hangszórószervezeteknél gazdasági okok miatt csak a legritkábban tudjuk az $\frac{m_l}{m_0} = 1$ értéket megvalósítani. Egy 200 mm átmérőjű hangszórónál m_0 cca 8 g; ugyanakkora tömegű lengőtekercs alkalmazásához aránylag nagy légréstér fogat lenne szükséges. (A szokásosnak körülbelül a négyszerese.) A felhasznált mágnes súlyát emiatt ugyancsak legalább a négyszeresére kellene megnövelnünk. Ekkor az előbbi megfontolás alapján mérlegeléssel kell eldöntenünk, vajjon a négyszeres mágnesestér fogatot nem célszerűbb-e légrésindukció növelésére fordítani. A gyakorlat azt mutatja, hogy az $\frac{m_l}{m_0} = 1$ viszonyt kismértékű ($D < 160$ mm átmérő) hangszóróknál azonban aránylag csekély mágnesestöbblet felhasználásával meg tudjuk közelíteni.

A fentiek alapján az alábbi következtetést vonhatjuk le: *a hangszórók hatásfokát gyakorlatilag csak a felhasznált mágnessúly növelésével növelhetjük meg*, mivel mind a légrésindukció, mind a huzaltér fogat (lengőtekercs tömeg) növelése csak a mágnessúly növelésével végezhető el.

A hangnyomásgörbe és a membrán-sebességamplitúdó számítása

A hangszóró impedanciáját 33. és 38. alapján a következőképpen is kifejezhetjük:

$$Z = R_E + jX_E = \\ = R + R'_{ES} + R_{EV} + j(\omega L + X_{EM}) \quad (61)$$

A lengőtekercsben folyó áram ekkor, ha a sarkain U_{eff} (volt) feszültség van

$$i_{eff} = \frac{U_{eff}}{|Z|} \quad (A) \quad (62)$$

Az elsugárzott hasznosítható teljesítmény 48. alapján

$$N_h = i_{eff}^2 R_{ES} = \frac{U_{eff}^2}{|Z|^2} \frac{C^2 r_s}{10^9 |z_m|^2} \quad (W) \quad (63)$$

Legyen $i_{eff} = \text{const.}$, (azaz a hangszórót nagy belső-ellenállású generátorról tápláljuk), 63. alapján az elsugárzott teljesítmény ekkor $r_s/|z_m|^2$ -el arányos. A végtelen falban sugárzó köralakú dugattyúmembrán sugárzási ellenállása, mint a 2. ábrán látjuk, a membrán méretétől függő határértékhez tart, míg, ha $2kr < 1$, a frekvencia négyzetével csökken. A mechanikai impedancia a rezonanciafrekvencia alatt nagy, s rugójellegű, azaz $z_m \sim \omega^{-1}$, $r_s \sim \omega^2$ emiatt $N_h \sim \omega^4$, tehát csökkenő frekvenciával 12 dB/oktáv az elsugárzott teljesítmény csökkenése a rezonanciafrekvencia alatt.

A rezonanciafrekvencián $r_s/|z_m|^2$ a legnagyobb, mivel ekkor $z_m = r_m$. Ennél nagyobb frekvencián $z_m \sim \omega m$, $r_s \sim \omega^2$, így $N_h = \text{áll.}$ Növekvő frekvenciával r_s eléri legnagyobb értékét, azaz $r_s = \text{áll.}$; ugyanakkor $z_m \sim \omega m$, ennek eredményeképpen $N_h \sim \omega^{-2}$ azaz a csökkenés 6 dB/oktáv.

Közepes frekvencián a hangszóró impedanciája $Z \sim \text{áll.}$, s így az áram vagy feszültséggenerátorról táplált hangszóró azonos teljesítményt sugároz.

A rezonanciafrekvencia környékén, mint az előbb láttuk, megnő a mozgási impedancia, s ezzel együtt a hangszóró impedanciája. Növekvő frekvenciával a lengőtekercs induktív ellenállása egyre nagyobb lesz, s így a hangszóró impedanciája növekszik. 63. alapján láthatjuk, hogy Z növekedésével N_h csökken, tehát mély és magashangoknál a feszültséggenerátorról táplált hangszóró elsugárzott teljesítménye kisebb, mint az áramgenerátorról táplált hangszóróé.

Az elsugárzott teljesítmény ismeretében felírhatjuk a hangforrástól a távolságban észlelhető átlagos hangintenzitást. (Megjegyzendő, hogy a hangintenzitást $\text{erg sec}^{-1} \text{cm}^{-2}$ -ben kapjuk, ha az elsugárzott teljesítményt erg sec^{-1} -ben helyettesítjük.) Mivel a sugárzó hasznos teljesítményt csak 2π térszögbe sugároz, 5.-öt figyelembe véve

$$I'_{\text{át}} = \frac{N_h}{2\pi a^2} = \frac{N_0 S}{2\pi a^2} = 2 I_0 S \quad (64)$$

Az átlagos hangnyomás eff. értékét ebből a

$$p'_{\text{át}} = \sqrt{\rho c I'_{\text{át}}} = p_0 \sqrt{2S} = 2 p_0 \sqrt{\frac{S}{2}} \quad (65)$$

összefüggéssel számíthatjuk. Az így számított átlagérték $kr < 1$ esetében megegyezik a tengelybeli hangnyomással. Ennél nagyobb frekvencián a sugárzó tengelyében az így számított átlagértékhez képest 65. szerint elméletileg nagyobb hangnyomást kapunk. Ezt a jelenséget fizikailag a következőképpen magyarázhatjuk meg. Az észlelés helyén a membrán felületelemeiről kiinduló hanghullámok interferálnak, azaz a hangnyomás a hangtér bármely pontjában az interferáló hanghullámok eredőjeként jelentkezik. Az észlelés helye legyen a sugárzótól több hullámhossznyi távolságra; ekkor itt már síkhullámokat találunk. Ha a hullámhossz a membrán méretéhez képest nagy, a különböző

felületelemekről kiinduló sugarak gyakorlatilag útkülönbség nélkül érkeznek az észlelés helyére; így a hangnyomás a sugárzótól azonos távolságban mindenütt állandó. Csökkenő hullámhossznál azonban a helyzet megváltozik; a sugárzó tengelyétől eltérő irányban a felületelemekről kiinduló elemi sugarak egyre nagyobb útkülönbséggel találkoznak, interferálnak, s így a sugárzás egyre jobban a sugárzó tengelyébe összpontosul, míg a tengelytől eltérő irányban a hangnyomás az interferencia miatt csökken. A hangsugárzó tengelyében keletkezett nyomásnövekedésre a fentiek alapján a sugárzó sugárzási tényezője jellemző. 65. alapján, figyelembevételével, hogy sugárzónk 2π térszögbe sugároz, a tengelyben észlelhető hangnyomás effektív értéke

$$p_t = 2 p_0 = \frac{p_{\text{átl}}}{\sqrt{\frac{S}{2}}} \quad (\text{dyn cm}^{-2}) \quad (66)$$

Ha $kr < 1$; $p_t = 2p_0 \sim p_{\text{átl}}$, mivel ekkor $S \sim 2$. Ezek után kiszámíthatjuk, hogy a sugárzó membrán mekkora sebességamplitudóval mozog, ha a lengőtekerccsen átfolyó áram, ill. feszültség állandó.

$$N_h = v_{\text{eff}}^2 r_s \quad (\text{erg sec}^{-1}) \quad (67)$$

ahol v_{eff} a sugárzó sebességamplitudójának effektív értéke és r_s a sugárzási ellenállás. Másképpen

$$v_{\text{eff}} = \frac{C i_{\text{eff}}}{10 |z_m|} \quad (\text{cm sec}^{-1}) \quad (68)$$

Ha $i = \text{áll}$; $v_{\text{eff}} \sim (|z_m|)^{-1}$. Rezonanciafrekvencia alatt, mivel ekkor $z_m \sim \omega^{-1}$, $v_{\text{eff}} \sim \omega$; rezonanciafrekvencián $v_{\text{eff}} \sim r_m^{-1}$, míg felette, mivel $z_m \sim \omega$; $v_{\text{eff}} \sim \omega^{-1}$

Ha a lengőtekerccs kapcsolt feszültségét tartjuk állandónak,

$$v'_{\text{eff}} = \frac{C U^2_{\text{eff}}}{10 |Z| |z_m|} \quad (69)$$

A konstans áramú tápláláshoz képest ekkor a rezonanciafrekvencia környékén, valamint magasabb frekvencián, mivel ilyenkor $Z \neq \text{áll}$; $v'_{\text{eff}} < v_{\text{eff}}$, míg közepes frekvencián a kétféle táplálási mód nem okoz különbséget. A lengőtekerccs állandó árammal történő táplálása az előbbieket szerint nyilvánvalóan helytelen, mivel a rezonanciafrekvencián az amplitudó erősen megnő, s így a rendszer torzítása is megnövekszik. Ha az itt nem tárgyalt transiens jelenségeket is figyelembe vesszük, megállapíthatjuk, hogy a végtelen belsőellenállással kapcsolatos állandó áramgenerátorral történő táplálás nyilván a legrosszabb eredményt adja.

A megnövekedett amplitudó miatt bekövetkező torzítás egyik okát a felfüggesztő rugórendszer nemlineáris viselkedésében kell keresnünk. (Az amplitudó függvényében változik a rugóállandó.)

Ezt a torzítást a membrán és központosító célszerű kiképzésével azonban aránylag könnyen elhanyagolható értékűre csökkenthetjük. Sokkal kellemetlenebb az a torzítás, amely akkor keletkezik, ha nagy amplitudónál a lengőtekerccs egy része kilép a homogén mágnesetérből. (Az amplitudó függvényében változik a lengőtekerccset mozgató P erő.) Ez ellen kétféleképpen lehet védekezni: pl. meghosszabbíthatjuk a lengőtekerccset úgy, hogy a várható legnagyobb amplitudónál is a légrésben maradjon egy a légrésmagassággal azonos hosszúságú része. Ennek azonban az a nagy hátránya, hogy nagyobb frekvencián, ahol az amplitudó eleve kicsi, a meghosszabbított lengőtekerccs légrésen kívüli része mint sorbakapcsolt ohmos ellenállás és induktivitás szerepel. Emiatt mind a határfok, mind a feszültséggenerátorról történő táplálás esetén felvett teljesítmény csökken; a torzítást tehát a határfok rovására csökkentettük.

Ilyenfajta torzítástól nyilvánvalóan nem kell tartanunk, ha a lengőtekerccs mozgása közben a légrés homogén terében marad, úgy mint azt tárgyalásunk elején feltételeztük. Kézenfekvő tehát, hogy a légrés magasságát ennek alapján úgy válasszuk meg, hogy a lengőtekerccs teljes egészében, a várható legnagyobb amplitudónál is a légrésben maradjon. Ekkor azonban meg kell növelnünk a légrésmagasságot és ezzel a mágnessúlyt, a hangszóró tehát jelentősen megdrágul. A torzítás csökkentése természetesen ebben az esetben is az adott mágnessúllyal elérhető határfok rovására történik. A gyakorlatban mindkét eljárás használatos; az előbbit azonban olcsósága miatt általában gyakrabban alkalmazzák.

Szám példa

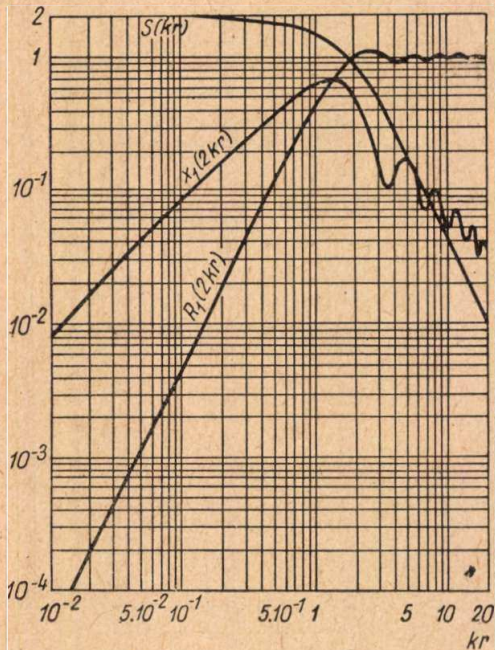
A fenti összefüggések segítségével méreteztük az alábbi adatokkal rendelkező hangszórót. A számítás eredményét ábrába foglaltuk. A méretezés alapjául szolgáló adatok a következők:

- a membrán sugara $r = 8$ cm
- a membrán súlya $m_m = 5$ g
- a lengőtekerccs súlya $m_l = 2$ g
- a központosító súlya $m_k = 1,2$ g
- a felfüggesztés rugóállandója ... $c_l = 3,6 \cdot 10^{-7}$ cm dyn⁻¹
- a felfüggesztés veszteségi ellenállása $r_v = 100$ dyn sec cm⁻¹
- indukció a légrésben $B = 10\,000$ gauss
- a lengőtekerccs közepes átmérője $d = 2,6$ cm
- a lengőtekerccs menetszáma $n = 74$ fordulat
- a lengőtekerccs anyaga réz $q_e = 1,755 \cdot 10^{-2}$ $\Omega / \text{m}^{-1} / \text{mm}^2$
- a lengőtekerccs induktivitása ... $L = 0,6 \cdot 10^{-3}$ H
- a lengőtekerccs huzalának átmérője $d_l = 0,2$ mm
- a légrés magassága $h = 6$ mm

A 6. ábra a sugárzási ellenállás (r'_s), a sugárzási reaktancia (x'_{ms}) az állandó tömegektől eredő reaktancia (x_{ma}) és a rugóállandó okozta reaktancia (x_{mr}) változásait mutatja a frekvencia függvényében. A 7. ábrán a mechanikai ellenállást (r_m), a mechanikai reaktanciát (x_m) és a mechanikai impedancia abszolút értékét ábrázoltuk. Jól láthatjuk, hogy a mechanikai ellenállást kis frekvencián a mechanikai veszteségi ellenállás képezi, míg nagyobb frekvencián gyakorlatilag állandó, mivel a sugárzási ellenállás tovább nem nő. (Az ábrán feltüntetett sugárzási ellenállást és reaktanciát 4π térszögre számítottuk.) Ettől a frekvenciától kezdve a nagyobb frekvenciák felé haladva a határfok csökken. A mechanikai reaktancia a rezonanciafrekvencia alatt

rugó-jellegű és negatív értékű, rezonanciafrekvencián nulla, míg felette tömegjellegű és pozitív. A mechanikai impedancia értékét a rezonanciafrekvenciától és annak közvetlen környékétől eltekintve a mechanikai reaktancia szabja meg.

A 8. ábrán a hangszóró impedancia görbét látjuk. A mechanikai ellenállással arányos R_{EM} elektromechanikus ellenállás maximumát a rezonanciafrekvencián éri el, míg



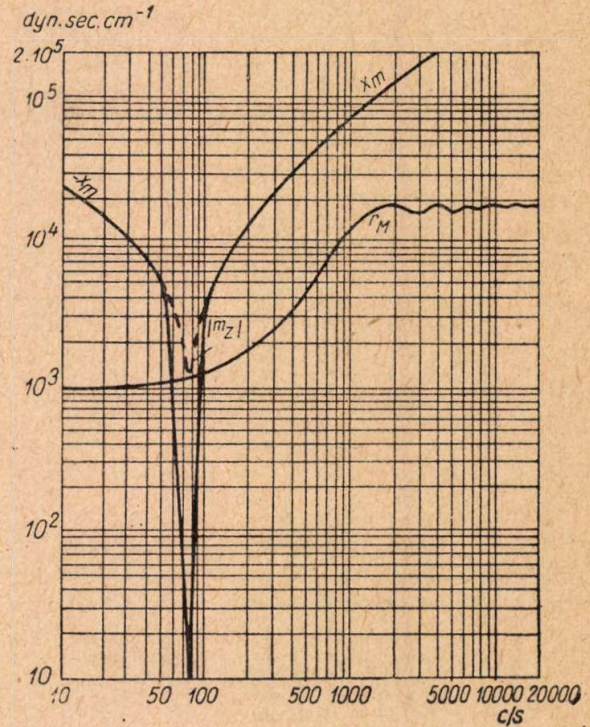
6. ábra

nagyobb és kisebb frekvencián aszimptotikusan nullához tart. A mechanikai reaktancia villamos megfelelője, X_{EM} , a rezonanciafrekvencia közelében előjelet vált, rezonanciafrekvencián nulla. A lengőtekercs induktivitásából számított induktív ellenállás, X_E , a frekvenciával arányosan nő. Az említett elemek eredőjeként jelentkező impedancia alakulásából azt láthatjuk, hogy a hangszóró impedanciája egy aránylag szűk sávon belül gyakorlatilag állandó, míg azon kívül elég gyorsan nő, a tápláló erősítőt tehát csak egy aránylag szűk frekvenciatartományban tudjuk helyesen illeszteni.

A hatásfok görbét a 9. ábrán láthatjuk. A hatásfokot dB-ben fejeztük ki. 0 dB 100% hatásfoknak felel meg. A görbét a következő összefüggés segítségével számoltuk:

$$\eta_h^{dB} = 10 \log \eta_h^{10} - 20 \quad (70)$$

A hangszóró tengelyében mért $a = 100$ cm távolságra számított hangnyomásgörbét a 10. ábra mutatja. A hangszóró kapcsaira $U = 1$ V = áll. feszültséget kapcsolunk.



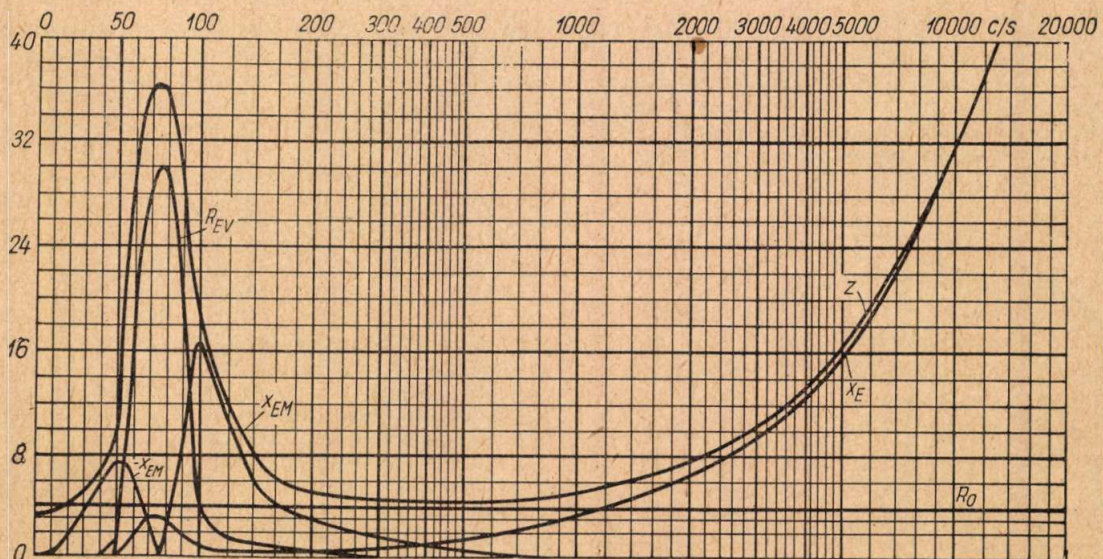
7. ábra

Hangnyomás alapszintnek $p_0 = 2 \cdot 10^{-4}$ dyn/cm²-t választottuk. A hangnyomást dB-ben ekkor a következőképpen számítjuk:

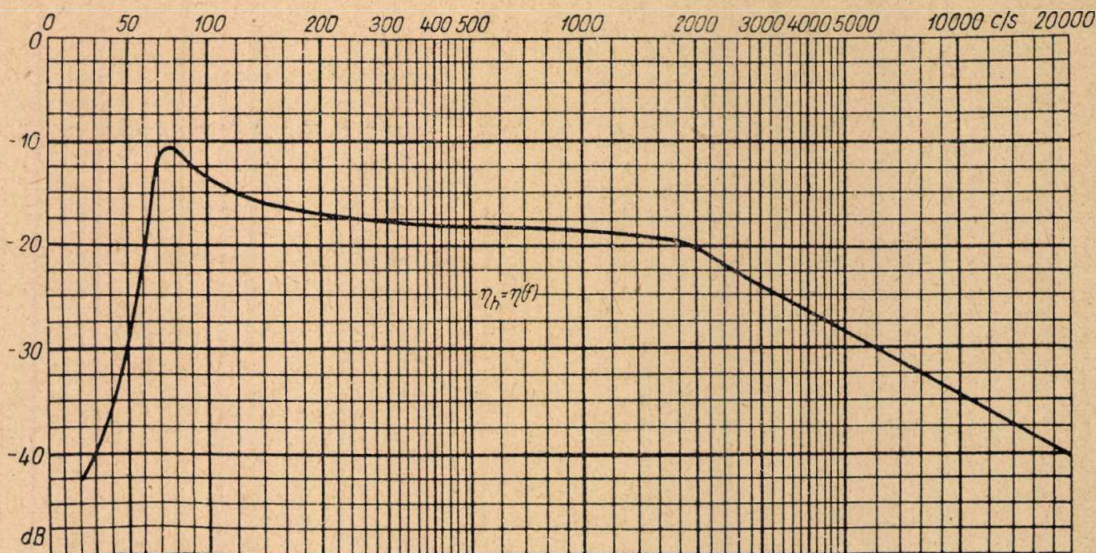
$$p^{dB} = 20 \log p + 74 \quad (71)$$

Nagyobb frekvencián jól látható az interferencia miatt bekövetkezett nyomásnövekedés. A sugárzó tengelyében a hangnyomásgörbe széles frekvenciasávon belül meglehetősen egyenes, ez azonban az előbbieik alapján nem jelenti azt, hogy a hangszóró ezt a széles frekvenciasávot egyenletesen viszi át, mivel az átlagos hangnyomás, mely az elsugárzott teljesítménnyel arányos, csökken.

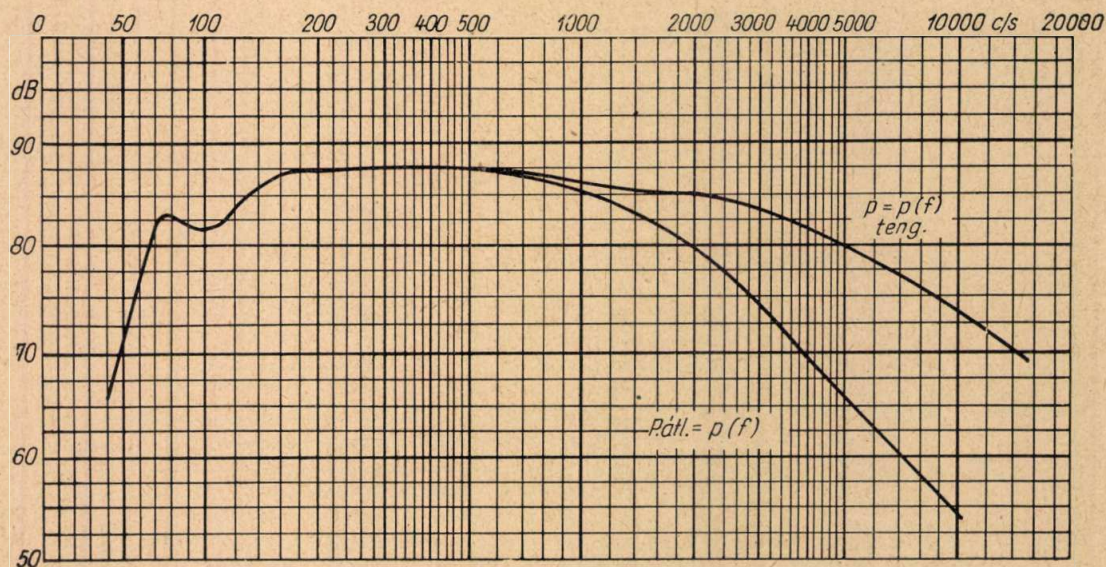
Zárt térben működő hangszugárzó esetében a tetszészerinti helyen észlelt hangintenzitás két összetevőből áll,



8. ábra



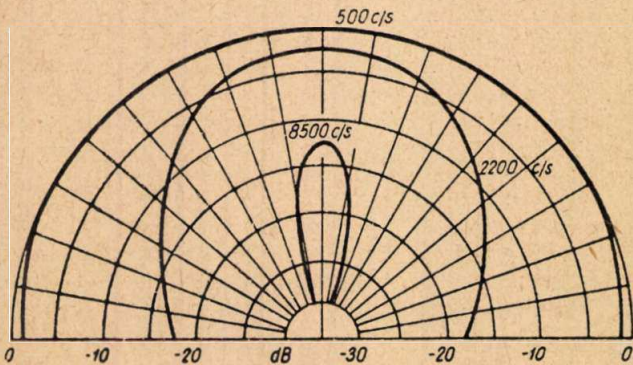
9. ábra



10. ábra

a sugárzótól eredő közvetlen sugárzásból, és a helyiség viszonyaitól függő visszavert sugárzásból. A sugárzó közelében a közvetlen sugárzás keltette hangintenzitás nagyobb, mint a visszavertből eredő, míg a sugárzótól távolodva ez a viszony megváltozik, s egyre inkább a visszavert sugárzás jut érvényre. Ha a helyiség kicsi, ez már a sugárzótól aránylag kis távolságban bekövetkezik. Ebben az esetben a tér adott helyén keltett hangérzet a sugárzó átlagos elsugár-

zott teljesítményétől függ. Nagy teremben a sugárzótól mért aránylag nagy távolságon belül általában a közvetlen sugárzásból eredő hangintenzitás a nagyobb; a keltett hangérzetet a hangszóró irányjelleggörbéje ebben az esetben erősen befolyásolja. Sokkal inkább fennáll ez utóbbi szabad tér esetében. Egy adott hangszóró minőségének elbírálásához a tengelyben észlelt hangnyomásgörbe ismerete tehát nem elegendő, jellemző ebből a szempontból az irányjelleggörbe és az ezzel szoros kapcsolatban levő elsugárzott teljesítmény jelleggörbe is.



11. ábra

A hangszóró számított irányjelleggörbéjét a 11. ábrán láthatjuk. Míg mély hangoknál egy sugárzó-oldalra vonatkoztatva a sugárzó félgömbkarakterisztikájú, nagyobb frekvencián a sugárzás egyre inkább irányított. 8,5 Kc/s frekvencián a tengelytől 30°-ban eltérő irányban a hangnyomás pl. kb. 18 dB-t csökken. $U = 1$ V kapocsfeszültség esetén a membrán sebességamplitudóját és amplitudóját a frekvencia függvényében a 12. ábrán láthatjuk. (Megjegyzendő, hogy 400 c/s alatt az amplitudó x értékeit a baloldali v skálán kell leolvasni.)

Jellemző, hogy a rezonanciafrekvencia környékén az amplitudó erősen megnő. Az adott lengőtekereshossz mellett megengedhető legnagyobb amplitudót a megengedhető torzítás korlátozza. Ha a rezonanciafrekvencián az amplitudó túl nagy, a mechanikai veszteségi ellenállás növelésével csökkenthetjük. Ezzel a rezonanciafrekvencián elsugárzott

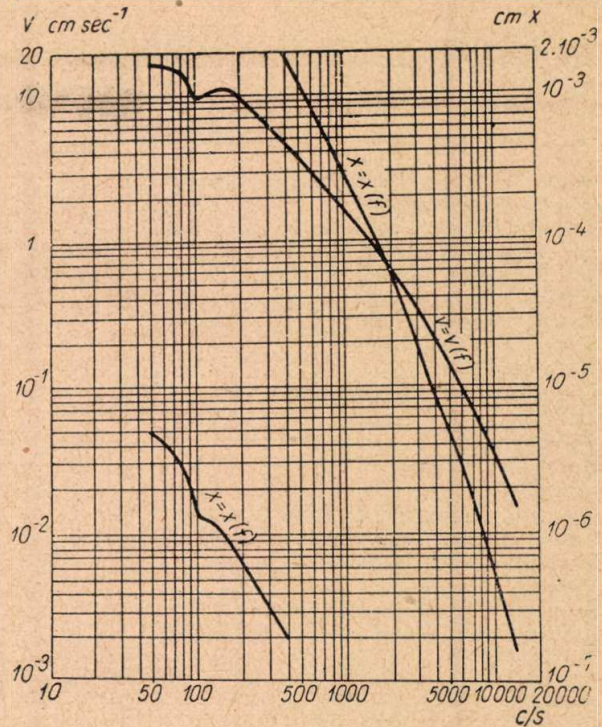
teljesítmény is csökken. Az alsó határfrekvencia környékén a hangszóró frekvenciamenetét tehát a veszteségi ellenállás segítségével könnyen szabályozhatjuk.

A dinamikus hangszórók elméletét és méretezését ezzel röviden áttekintettük. A valóságban azonban az így számított értékektől lényeges eltérést tapasztalhatunk. Az eltérések egyik oka a véges méretű hangfal, ill. doboz, a másik pedig az, hogy a valóságos membrán nem merev. Nagyobb frekvencián a valóságos membrán elemei különböző fázisban mozognak, mivel a hanghullám a papír anyagában véges sebességgel terjed. A méretezés alapjául szolgáló idealizált hangszóró közepes frekvencián (cca. 200–1000 c/s-ig) azonban általában jól megegyezik a valóságos hangszóróval. Az eltérések okának mennyiségi és minőségi elemzése azonban e közleménynek nem célja.

Hasznos tanácsaikért, s a kézirat bírálatáért *Barát Zoltán* és *Kiss Ernő* kartársainak a szerző ezúton is köszönetét kívánja kifejezni.

IRODALOM

- [1.] *Kinsler—Frey*: Fundamentals of Acoustics. 1950, John Wiley and Sons, New-York.
- [2.] *Stenzel*: Leitfaden zur Berechnung von Schallvorgängen. Springer, 1939.
- [3.] *C. T. Molloy*: The Directivity-Index of Various Types of Radiators. Journal of the Acoustical Soc. of America. 1948. vol. 20. N^o. 4.
- [4.] *Olson*: Elements of Acoustical Engineering. D. Van Nostrand Comp. New-York. 1947.



12. ábra

Műanyagok szerepe a tropizálásban

ROHONCZYNÉ TÓTH ANGÉLA

A 102—106 oldal (4. szám) folytatása

Az elektromos értékek változása mellett igen fontos tényező a trópusi penészekkel szembeni ellenállóképesség is. A penészvizsgálatokat ugyancsak a Nemzetközi Elektrotechnikai Bizottság trópusvizsgálati szabványa szerint végeztük a következő módon:

A vizsgáló helyiség hőfoka 31—35 C°. Az alkatrészeket 100% relatív nedvességtartalmú térben tartottuk. Az alkatrészeket a penészgombák spóráinak olyan vizes szuszpenziójával oltottuk be, mely az alábbi tenyészeteket tartalmazta:

Aspergillus niger
Aspergillus amstelodami
Paecilomyces varioti
Stachybotrys atra
Penicillium brevicompactum
Penicillium cyclopium
Chaetomium globosum.

E tenyészetekkel történő vizsgálatokat 28 napon át folytattuk.

A sajtoló anyagok penészvizsgálatánál igen meglepő eredményeket kaptunk. Az irodalom szerint ugyanis általánosan elfogadott szabály az, hogy trópusi területeken a faliszt töltésű sajtoló anyagok egyáltalán nem alkalmazhatók és kizárólag szervesen töltőanyagú bakelitféleségek küldhetők trópusi vidékekre. Kísérleteinknél ez képezte a kiindu-

lasi pontot, s így elsősorban azbeszt, kvarcliszt és csillám töltésű présporokat tettünk ki penészvizsgálatra. A nem várt eredmény az összes szervesen töltőanyagú préspor kisebb-nagyobb mérvű penészesedése volt. A fenoplasztokon kívül vizsgálat alá vettünk egyéb típusú sajtoló anyagokat és több típusú műanyagot is. Az eredményeket a 2. táblázat mutatja.

Valamennyi termoplaszt típusú anyag közül kizárólag a polivinilacetáton észlelhető kismérvű penészesedés. A 2. táblázaton látható eredmények részünkre igen lényegesek, mert e vizsgálataink során először állt módunkban a külföldi irodalom meglehetősen eltérő penészesedési adatait ellenőrizni, s egyben sok olyan tévhitet megdönteni, mint pl. a lágyított PVC penészesedése stb. A táblázatban megadott néhány különféle lágyított tartalmazó PVC közül egyetlen típus sem penészesedett, ami világosan mutatja azt, hogy penészesedés szempontjából a PVC trópusokon alkalmazható.

Az eddigiekben ismertetett vizsgálatokból látható, hogy a műanyagok nagy részénél a trópusi klímák az elektromos, mechanikai és egyéb tulajdonságokban kisebb vagy nagyobb változást okoznak. A műanyagokat — mint ismeretes — általában lemez, rúd, huzalszigetelés vagy préstárgyak formájában szigetelési célokra használják. A nedvességérzékeny műanyagoknál, mint erről már em-

2. táblázat

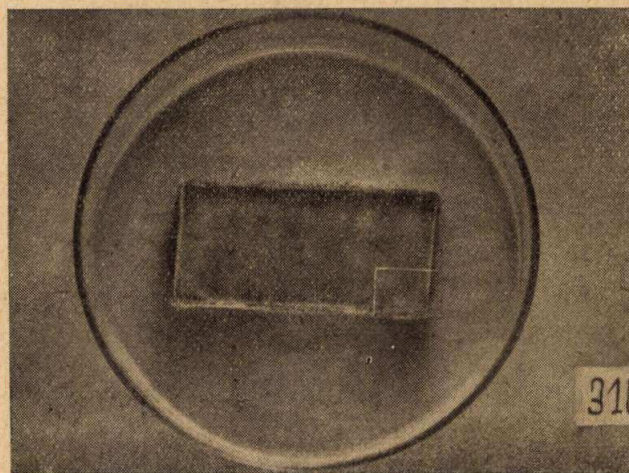
Műanyagok penészevizsgálati eredményei

Vizsgált anyag összetétele	Fertőzés mértéke
1. Bakelit présor, kvarcliszt és kiizzított azbeszt töltőanyaggal	+
2. Bakelit présor, kvarcliszt és nem kiizzított azbeszt töltőanyaggal	+
3. Bakelit présor csillám töltőanyaggal	++
4. Bakelit présor, faliszt töltésű	+
5. Bakelit présor, faliszt töltésű, kétszer hengerelt, trópusálló	—
6. Fenol öntőgyanta	—
7. Aminoplaszt (Karbamid-formaldehidgyanta)	+
8. Anilingyanta	+++
9. Hazai M-minőségű rétegelt papírbakelit-lemez	++
10. Kísérleti, anilingyantával itatott papírbakelit lemez	++
11. Delaron, rétegelt papírbakelit lemez	++
12. Vinidur	—
13. Kemény PVC-cső (Nagy-tétényi Gyár) ..	—
14. Kemény PVC-lemez (Szeparátor-lemez, Nagyt. Gy.)	—
15. PVC/GN + 30% dibutilftalát	—
16. PVC/GN + 30% dioktilftalát	—
17. PVC/GN + 30% trikrezilfoszfát	—
18. PVC/GN + 15% dibutilftalát	—
19. PVC/GN + 15% dioktilftalát	—
20. PVC/GN + 15% trikrezilfoszfát	—
21. PCU/GN + 5% dibutilftalát	—
22. PCU/GN + 5% dioktilftalát	—
23. PCU/GN + 5% trikrezilfoszfát	—
24. PCU/G + 30% dibutilszebacát	—
25. PCU/G + 15% dibutilszebacát	—
26. PCU/G + 5% dibutilszebacát	—
27. Styroflex fólia	—
28. Polimetilmetakrilát (plexi)	—
29. Polivinilacetát	—
30. Nylon 6 (kaprolaktám)	—
31. Azbeszt	++

fogó szétesését eredményezhetik. A távbeszélőközpontokban alkalmazott bakelitből készülő 100 és 300 pontos keresőívek esetében a bakelitanyag szigetelés-csökkenése az a—b beszédág közötti előírt cca 10 Mohm szigetelési ellenállás értéket befolyásolja károsan és így levezetések következtében

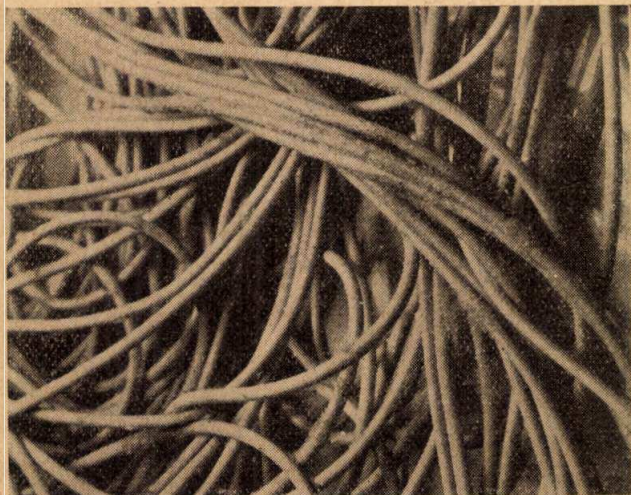


12. ábra. Nyersgumi, foltokban penészes.

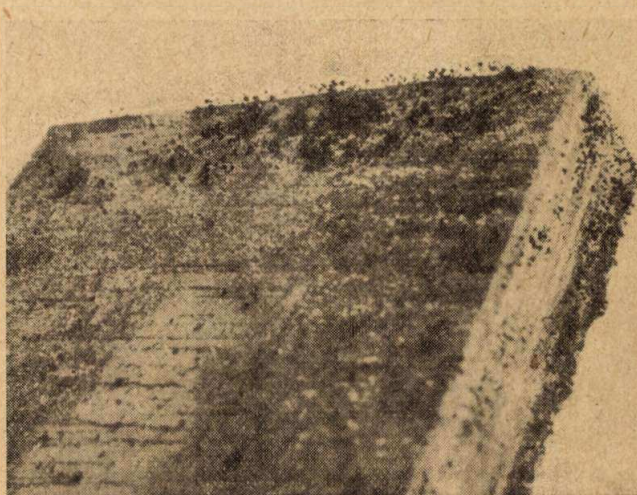


13. ábra. Shellakk és klórkaucsuklakkal kezelt, tege-filmmel rétegelt furnirlemez, széleken erős penészesedéssel.

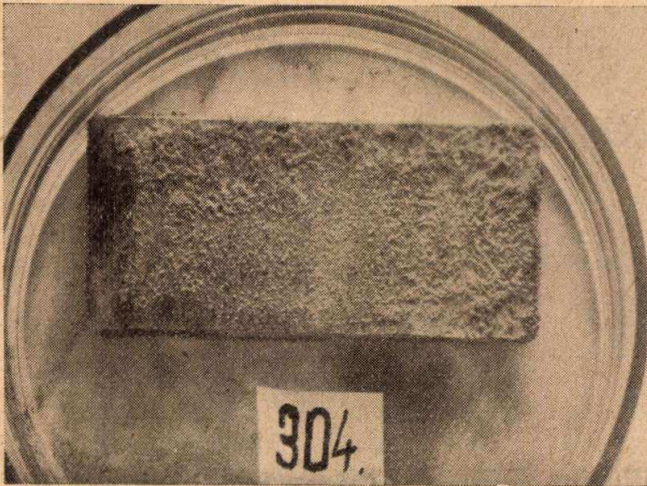
lítés történt, a szigetelési ellenállás erősen csökken. Ez huzalszigetelés esetében áthallásokhoz vezethet, az áramkörök csillapítását növeli. A jelfogók szigetelőlemezeinek száraz vagy nedves környezetben történő méretváltozásai a rúgócsomagok lazulását és így érintkezési zavarokat, vagy a rúgócsomagok méretnövekedését, a csavarok lepattanását és a jel-



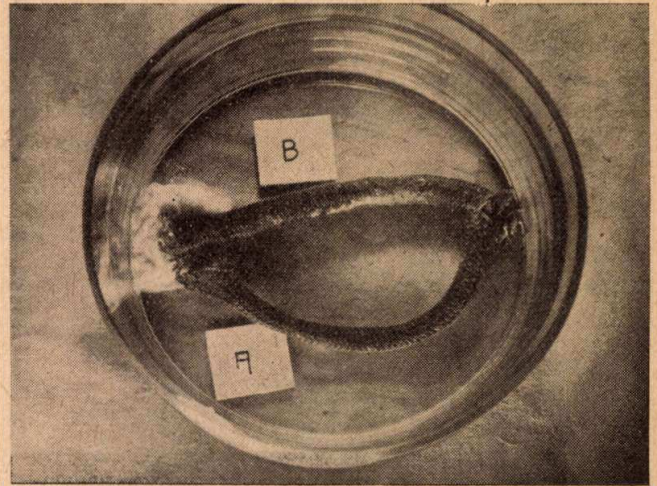
11. ábra. Latex-fonal, erős penészesedéssel. A felvételeket a Magyar Foto, Járai Rudolf készítette



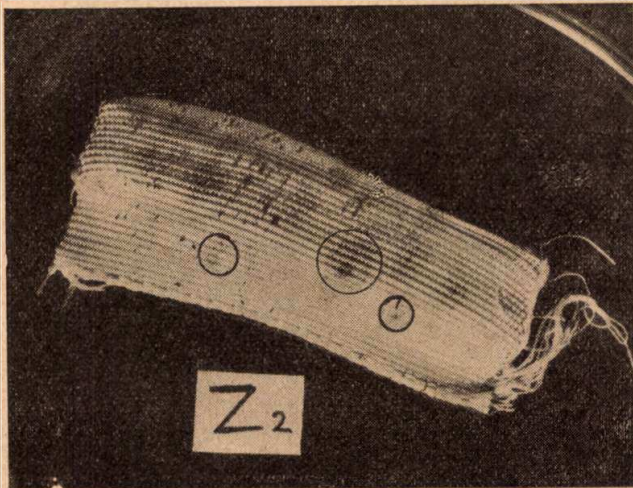
14. ábra. A 13. ábrán látható lemez jelölt része kinagyítva.



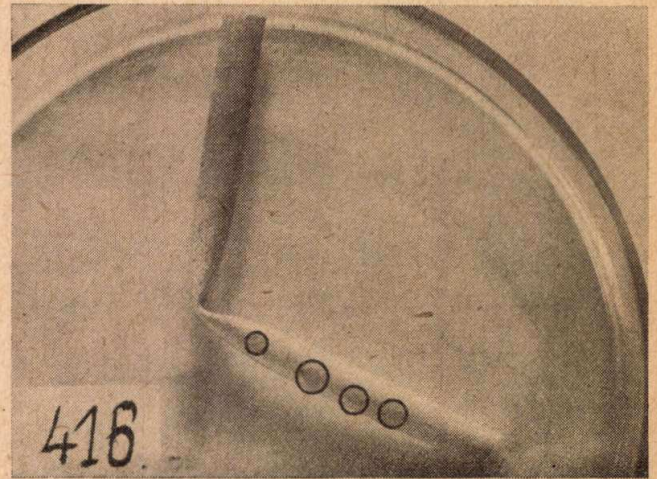
15. ábra. Kezeletlen, tegofilmmel rétegelt furnirlemez.



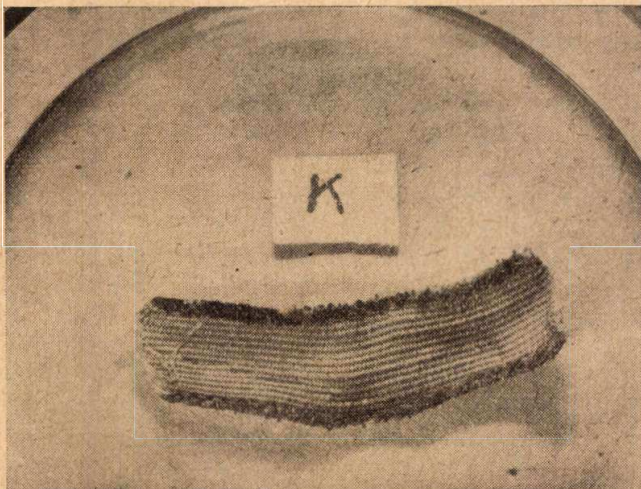
18. ábra. Hajlékony távbeszélő zsinór külső beszövése. A: crek nélkül, fungicid anyaggal kezelve, B: ugyanaz, kezelés nélküli erekekkel kitöltve.



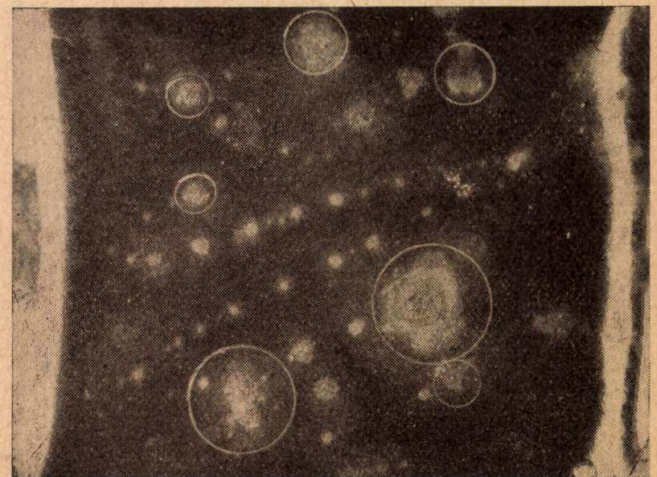
16. ábra. Kezeletlen szalagkábel. Erősen penészes.



19. ábra. Varnish szigetelőcső; foltokban penészes.

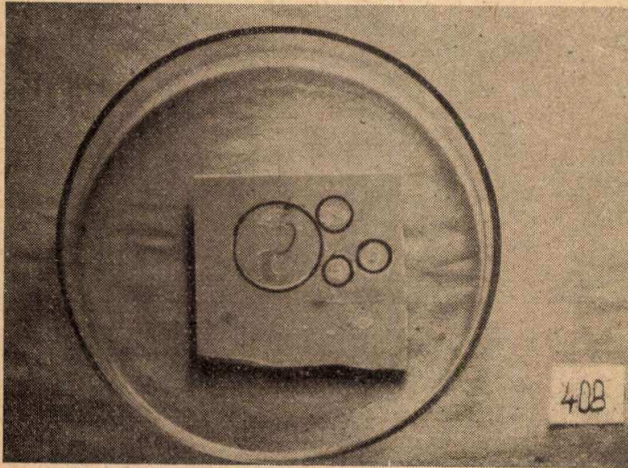


17. ábra. 1% fungicid anyaggal kezelt szalagkábel. Széleken penészesedés.



20. ábra. Plasztóphen-lakkal bevont fémlemez. A lakk foltokban erősen penészes.

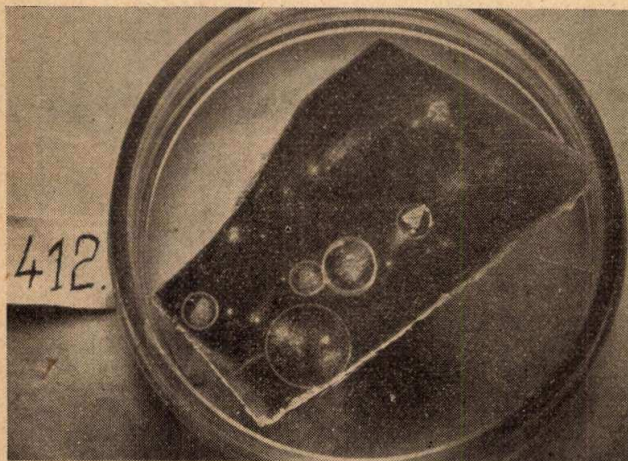
a beszéd halkul, áthallások jöhetnek létre. Természetesen a kis nedvességérzékenységet nemcsak a szigetelésnél követeljük meg, hanem gyakran még fokozottabban a dielektromos veszteségeknél, mivel ezek különösen nagyfrekvenciákon a csillapításra jelentős hatást gyakorolnak. Sok esetben a szigete-



21. ábra. Anilingyantás, kísérleti rétegelt papírbakelit lemez. Foltokban közepesen penészes.

lési ellenállás viselkedéséből közelítőleg következtetni lehet a $\tan \delta$ változására, azonban adódhatnak olyan esetek is, amikor a szigetelés erős leromlása ellenére a veszteségi tényező meglehetősen konstans.

Ezeknek és hasonló hibák kiküszöbölésére általános irányelvként elfogadható az, hogy trópusi környezetben lehetőleg olyan anyagokat alkalmaz-



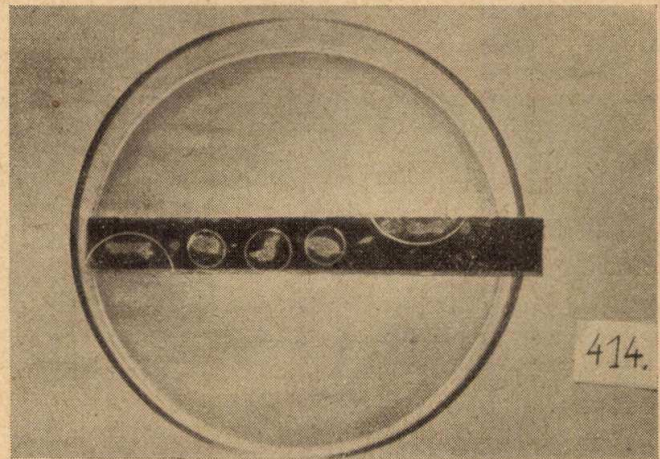
22. ábra. Fenolgyantás, rétegelt papírbakelit lemez, alacsony elektromos értékekkel. Foltokban erősen penészes.

zunk, melyeknek nedvszívó képessége az elérhető legkisebb, értékei magasabb hőmérsékleten nem változnak nagymértékben, s nem tartalmaznak olyan komponenst, mely a penészféleségeknek táptalajul szolgálna.

A következőkben röviden összefoglalva ismertetem egy féltrópusi vidékre szállítandó telefonközpontnál nyert tapasztalatainkat, az alkalmazott anyagokat és a felmerült problémák megoldását. A központ üzemeltetési helyén magas relatív ned-

vességtartalom mellett aránylag magas hőmérséklettel és erős penészfajlódással is számolnunk kell. Erre való tekintettel ezirányú vizsgálatainkat a Nemzetközi Elektrotechnikai Bizottság szabványa szerint az I. szigorúsági fokkal végeztük, gyorsított nedves-meleg vizsgálattal.

Műanyagok vonalán első feladatunk a trópusálló bakelitpréspor kidolgozása volt. Az irodalom elsősorban szervesetlen töltőanyagú bakelitpréspor alkalmazását javasolta. Ennek nyomán próbálkoztunk különféle azbeszt és kvarcliszt töltésű sajtolóporok alkalmazásával. A kísérleteket kiizzított azbeszttel végeztük, azonban nem sikerült olyan eredményeket elérni, melyek a trópusvizsgálati ciklusok után előírt minimum 10^5 Mohm nagyságrendű szigetelési értéket eredményezték volna. Függetlenül az alacsony elektromos értékektől a kísérleti sajtolóporok préselése az azbeszt- és kvarcliszt töltőanyag miatt rendkívül nehéz volt. A penész-



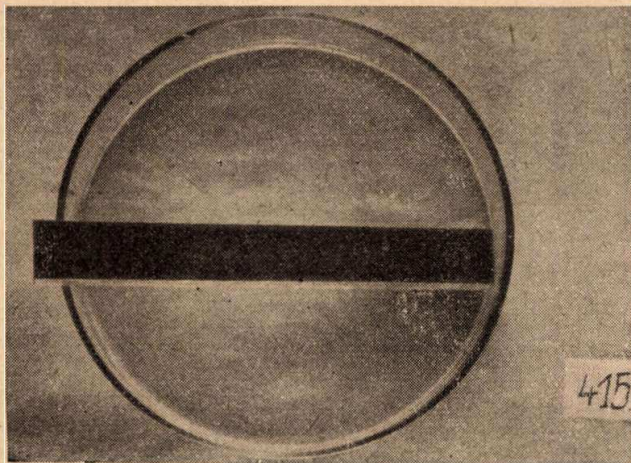
23. ábra. Fenolgyantás, faliszt töltőanyagú présporból készült próbapálcá. (90F 921/k típusjelzés) Erős, toltos penészesedés.

vizsgálatok szintén nem voltak kielégítőek. Időközben egy londoni cég trópusálló bakelit présporának analizésénél meglepetéssel tapasztaltuk, hogy a préspor faliszt töltőanyagot tartalmaz. Ennek nyomán a Kábel- és Műanyaggyárral közösen kidolgoztunk egy krezol-rezol típusú, faliszt töltőanyagú bakelit présport, mely a követelményeknek teljes mértékben megfelel. A faliszt penészekkel szembeni ellenállóképességét azáltal biztosítottuk, hogy az általában szokásos egyszeri hengerelés helyett az anyagot kétszer hengereltük át.

Az eddigiekben használt-hazai gyártású rétegelt papírbakelit lemez helyett szigetelőlemezként a külföldi Delaron típusú fenolfibert alkalmazzuk a központ kényes alkatrészeinél, különösen a jel-fogóknál és kulcsoknál. Ugyancsak a Kábel- és Műanyaggyárral közösen dolgoztuk ki a Delaronnal azonos minőségű rétegelt papírbakelit lemez hazai gyártását. Sok különféle típusú gyantával és papírral végeztünk kísérleteket, többek között egy általánosan használt krezol-rezol gyantával, majd próbálkoztunk anilingyantákkal, azonban mindezek nem vezettek eredményre. Végül a T 3 jelű krezol-rezol gyanta alkalmazása adott jó ered-

ményt, igen nagy szívóképességű papírral és kb. 200–220% papírra vonatkoztatott gyantataralommal. Elektromos és vízfelvételi szempontból a lemez teljes mértékben megfelelőnek mutatkozik.

A trópusálló kivitelű rétegelt textilbakelit lemez kérdése is megoldottnak tekinthető. Az eddig is



24. ábra. Trópusálló, krezol-rezol típusú bakelit présorból készült próbapálca. Nem penészedik.

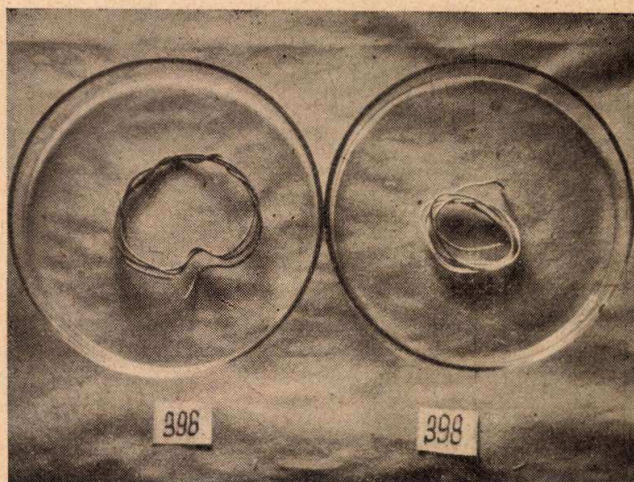
alkalmazott molinó acetilezésével és krezol-gyanta alkalmazásával lehet eljutni a trópusálló rétegelt textilbakelit (novotext) lemezhez.

Aminoplasztokat, melamin- és anilingyantákat a kedvezőtlen kísérleti eredmények miatt egyáltalán nem alkalmazunk. A penészedő acetát-huzalok helyett a PVC-vel szigetelt ú. n. Suhner huzalokat alkalmazzuk. Az ugyancsak erősen penészedő varnish csöveket lágy PVC csövekkel helyettesítettük. A magas légnedvességre és a penészesedésre való tekintettel a központokban eddig használt összes papírféleléseket más anyagokkal kellett lecserélni. Így a presspan helyére, a kb. 3% lágyítót tartalmazó PVC, a karton és cellon felirati táblák helyére fehér, kemény PVC lemez kerül. A nibrénnel impregnált jelfogó tekercesek burkolása olajpapír helyett polistirollal impregnált nátronpapírral történik, efölé kerül az ugyancsak polistirollal impregnált címke, majd mindezeket vékony styroflex fóliával fedjük le. A 200 pontos keresőívek vulkán-fiber papucsai helyett fröccsentett polyamid papucsokat fogunk alkalmazni.

Az elmondott változtatások természetesen csak kis részét képezik az egész központban történt módosításoknak. Mindezeket igen sok kísérlet és negatív eredmény előzte meg. Korántsem mondhatjuk azonban, hogy e telefonközpont leszállításával a tropizálás kérdését megoldottuk volna. Igen sok további vizsgálat áll még előttünk. Műanyagok területén az első legfontosabb feladat az, hogy az összes anyagoknál ne csak a Nemzetközi Elektrotechnikai Bizottság szabványa szerinti gyorsított nedves-meleg vizsgálatot, hanem a száraz-meleg,

sópermet, homokfűvás és mindazokat a vizsgálatokat elvégezzük, melyekre eddig berendezés hiányában nem volt mód. E vizsgálatokkal párhuzamosan feltétlenül szükséges mindezen anyagok vizsgálatát ténylegesen trópusi klímán is elvégezni, majd a vizsgálatok eredményeit összehasonlítva korrelációs számokat megállapítani, hogy mesterséges körülmények közötti vizsgálatokkal is eldönthessük a jövőben az egyes anyagok természetes trópusi körülmények között bekövetkező változásait.

Feltétlenül szükséges ezen kívül az összes anyagokat a vizsgálatoknál észlelt viselkedésük alapján megfelelő osztályokba sorolni aszerint, hogy melyik klímára alkalmazhatók leginkább. Természetesen e vizsgálatok sorozatba a szigetelőanyagok terén nemcsak a műanyagokat, hanem az összes többi szigetelőanyagokat is be fogjuk sorolni.



25. ábra. Suhner (396) és Hudrin (398) PVC szigetelésű huzalok. Penészfajlás nem észlelhető.

Reméljük, hogy e kísérletek minél gyorsabb és alaposabb elvégzésével a magyar híradástechnika tropikalizációs problémáinak megoldását egy lépéssel mi is előbbre vihetjük.

IRODALOM

1. R. K. Wittman, J. J. Chapman, B. L. Raskin; Effect of Moisture and Fungus on Plastics Insulating Materials. *Plastics*, 1952. szept. 119. o.
2. *Plastics in the Tropics. Performance on Prolonged Exposure Reported.* The Chemical Age, 1952. febr. 239. o.
3. *Plastics in the Tropics. Satisfactory Results of Polythene Tests.* 1953. okt. 903. o.
4. L. O. Patouillet; Effect of Mold and Moisture on Electrical Insulation. *Product Engineering*, 1951. dec.
5. H. Hofmeier; Klimaprüfung zur Ermittlung der Gebrauchseigenschaften von Kunststoffen und anderen Werkstoffen. *Kunststoffe*, Be. 41. 179. o.
6. W. M. H. Schulze; Tropenklíma und Fernmeldetechnik. *Elektrische Nachrichtentechnik*, 1941. jún.
6. Houwink; *Chemie und Technologie der Kunststoffe*. 3. Ausg. 1955.

Új villanó megvilágító rendszer

BARDÓCZ ÁRPÁD és KLATSMÁNYI ÁRPÁD
Magyar Tudományos Akadémia Központi Fizikai Kutató Intézete Spektroszkópiai Osztály

Bevezetés

A nagysebességű fényképezés jelenlegi gyakorlatában megvilágítás céljára csaknem kizárólag villanócsövet, villamos szikrát és robbanó huzalt használnak. A villanócső és villamos szikra közötti átmenetet a nagynyomású gázkörnyezetben működtetett villamos szikra képezi. Ezeknek a fényforrásoknak a vezérése minden esetben vagy nagyfeszültségű és nagyfrekvenciás áramokkal, vagy pedig a fényforrással sorbakapcsolt thyatroncső segítségével történik. Thyatroncsővel való közvetlen működtetés esetében az energia egyrésze elvész a thyatronban. A villanócső kapcsolások különböző módzatairól Quinn és Bourque (1), a nagysebességű fényképezésről és annak különböző fényforrásairól Schardin és Fünfer (2), a többszörös szikramegvilágítások alkalmazásáról Schardin (3), a nagynyomású gázkörnyezetben működtetett szikrákról pedig Früngel (4) adnak jó áttekintést. Ugyanezen helyeken található további irodalmi hivatkozások is.

Ha a fenti fényforrások bármelyikét közvetlenül thyatroncsővel működtetjük, a kondenzátor energiájának a thyatroncsővön való áthaladása azt erősen túlterheli. Ennek az erős túlterhelésnek a következtében az ilyen kapcsolásban működő költséges thyatroncsővek már néhány ezer kapcsolás után tönkremennek. Előnye a kapcsolásnak, hogy hidrogén thyatroncsővek alkalmazásával, ezeknek jó deionozó tulajdonsága miatt 10 000/mp gyújtási gyakoriság is elérhető (5).

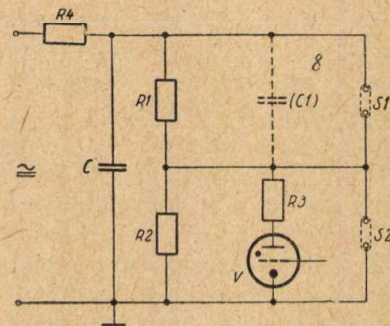
Ha a fényforrás begyújtását nagyfeszültségű és nagyfrekvenciás áramokkal végezzük, külön gondoskodni kell egy ilyen áramforrásról. Ezeknek az áramoknak az előállítása majdnem minden esetben olyképpen történik, hogy feltöltött kondenzátort thyatroncső segítségével nagyfeszültségű transzformátor primer tekercsén keresztül kisütnek. A transzformátor szekunder tekercse szolgáltatja azután a gyújtóenergiát. A nagyfrekvenciás gyújtásnak egyes hátrányos tulajdonságai vannak. Így a nagyfrekvenciás gyújtás nem eredményezi okvetlenül a villanócső vagy szikraköz begyúását. Másik zavaró körülmény az, hogy a nagyfrekvenciás gyújtóáram a gyújtóelektród és a villanócső egyik sarka között mehet át anélkül, hogy a villanócső begyúlna. Előfordul az is, hogy a nagyfrekvenciás áramok a villanócső üvegfalát kikezdi, esetleg ki is lyukasztják.

Az új villanó megvilágító rendszer két villanócsővel vagy két szikrával

A szerzők kidolgoztak egy villanó megvilágító rendszert, amely a korábbiakhoz viszonyítva leegyszerűsített kapcsolásban alkalmas arra, hogy vele villanócsöveket, villamos szikrát és robbanó huzalokat nagysebességű felvételekhez működtessünk.

A rendszert thyatroncső vezérli olyan módon, hogy a vezérelt energia nem halad át a thyatroncsővön, ezért a vezérléshez a legkisebb teljesítményű thyatroncsővek is alkalmasak, túlterhelés nélkül. A rendszer alapkapcsolásában két sorbakapcsolt szikraközöl vagy villanócsőből áll, a begyújtás pedig olyan módon történik, hogy a thyatroncső segítségével először az egyik, majd ennek begyúása után a másik szikraközre (villanócsőre) adunk kétszeres feszültséget.

A rendszer alapkapcsolása az 1. ábrán látható. A villanó energiát szolgáltatató C kondenzátort egyen- vagy váltóáramú tápforrásról tápláljuk. S1 és S2 a megvilágító szikraközöket vagy villanócsöveket jelképezi. Adott kondenzátor töltőfeszültségnél az S1 és S2 szikraközöket úgy kell beállítani, hogy azok között a kondenzátor feltöltöt-



1. ábra. Villanó megvilágító rendszer két szikra vagy villanócső egyidejű működtetéséhez.

C = kondenzátor, R1—R4 = ohmos ellenállások, S1—S2 = villanócsövek vagy szikraközök, V = thyatroncső

állapota mellett még éppen ne legyen kisülés. Ha S1 és S2 helyén villanócsövek vannak, a C kondenzátor töltőfeszültségét kell úgy beállítani, hogy a villanócsövek ne üssenek át. Célszerűen a C kondenzátor töltőfeszültségét a villanócsövek átütési feszültségének 90%-ára kell beállítani. V kisteljesítményű thyatroncső, amely anódjával R3 ohmos ellenálláson keresztül csatlakozik S1 és S2 közös pontjához. R1 és R2 nagyértékű ohmos ellenállások, amelyeknek az a feladata, hogy a C kondenzátor töltőfeszültségét egyenletesen osszák el az S1 és S2 közt. Tekintve, hogy a V thyatroncső kapacitása néhány száz pikofaradot is kitehet, kondenzátoros feszültségosztást is lehet alkalmazni. Ebben az esetben az ellentétes kapcsolási ágba az 1. ábrában szaggatottan jelzett C1 kondenzátort lehet helyezni, amelynek kapacitása természetesen megközelítően meg kell, hogy egyezzen V kapacitásával.

Az 1. ábra szerint kapcsolt megvilágító rendszer a következőképpen működik. Ha a negatív előfeszültséggel lezárt V thyatroncső rácsa pozitív feszültséget kap, a cső begyúl. Ennek következté-

ben az S1 szikraköz elektródjain vagy a villanócső sarkain a korábbi feszültség kétszerese jelentkezik. Ennek a kétszeres feszültségnek a hatására S1 át fog ütni. Az átütés következtében a C kondenzátor kezd kisülni S1-en, R3-on és V-n keresztül. Az R3 ellenállás gondoskodik arról, hogy ez a kisülés csak kis áramerősséggel történjék. Az áramfolyás hatására C teljes töltési feszültsége R3-on, illetőleg a vele párhuzamosan kapcsolt S2-en jelentkezik, minek következtében ez is átüt. Miután mind S1, mind S2 átütött, a C kondenzátor kisülése S1-en és S2-ön át zavartalanul megtörténik.

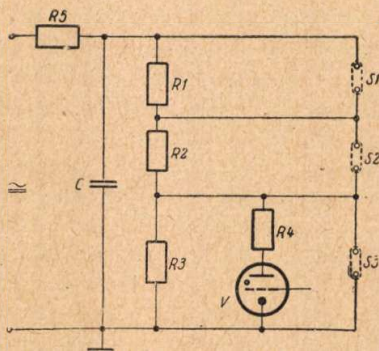
Olyan feladatok megoldásánál, amikor egyidejűleg felvillanó két fényforrásra van szükség, különös gondot jelent a két fényforrás pontosan egyidejű működtetése (4). Ennél a kapcsolásnál ez önmagától megoldódik, mert mind a két fényforrás csak akkor világít, amikor az áramerősség már kifejlődött. Az áramerősség kifejlődése mindkét fényforrásban egyidejűleg történik. Az S1 előzetes átütésénél keletkező fényáram annyira gyenge, hogy megvilágítás szempontjából nincs jelentősége. De ettől függetlenül is az egész folyamat (S1 begyújtása és S2 átütése) 1 mikromásodpercnél kisebb idő alatt játszódik le.

Ha az 1. ábrán látható kapcsolást nem kettős, hanem csak egyes fényforrásként kívánjuk működtetni, ez szikra esetében nagyon egyszerű, mert az S1 és S2 szikraközök gyakorlatilag nagyon közel hozhatók. A két szikraköz elhelyezhető szo-

említjük meg, hogy szikraüzemben már 2000 volt töltőfeszültségnél is üzemképes. Az a legnagyobb frekvencia, amely mellett a kapcsolás zavartalanul dolgozik, a C kondenzátorban tárolt energiától és S1 és S2 szikraközök deionozási viszonyaitól függ. Ugyanazon kondenzátor energia mellett a szikraközt levegővel fúvatva a frekvencia növelhető. Ha a készülék felépítése olyan, hogy az S1 és S2 szikraközök egymástól függetlenül vannak felállítva, elegendő csak S1 fúvatása. Növelni lehet a működési frekvenciát, ha a C kondenzátor töltőáramkörébe az R4 ohmos ellenálláson kívül fojtótekerécsot is helyezünk, vagy ha C kondenzátor feltöltését töltőcsövön keresztül eszközöljük.

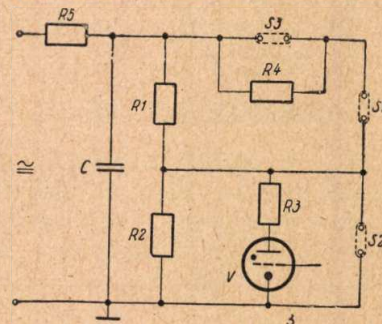
Az 1. ábra villanócsöves üzeménél a beállítathatóságot a rendelkezésre álló villanócsövek szabták meg. Kétfajta Pressler-gyártmányú villanócső állt rendelkezésre XB 201 és XB 501 jelzéssel. Mindkét cső a C kondenzátor 10 000 volt töltőfeszültsége mellett 0,02 és 5 mikrofarad kapacitásértékek között jól működik. A működtetés frekvenciája természetesen nagymértékben függ a kisülési energiától és C kondenzátor töltőáramkörének kialakításától.

Az 1. ábra R1 és R2 feszültségosztó ellenállásainak értéke 40 000 volt töltőfeszültségnél egyenként 100 megohm, kisebb töltőfeszültségeknél arányosan kisebb. R3 értéke 0,02 megohm körül szokott lenni. Ez szikraüzemnél teljesen megfelelő, villanócsőüzemnél a villanócső tulaj-



2. ábra. Villanó megvilágító rendszer három villanócső egyidejű működtetéséhez.

C = kondenzátor, R1—R5 = ohmos ellenállások, S1—S3 = villanócsövek, V = thyatroncső



3. ábra. Villanó megvilágító rendszer három villanócső vagy három szikra egyidejű működtetéséhez.

C = kondenzátor, R1—R5 = ohmos ellenállások, S1—S3 = villanócsövek vagy szikraközök, V = thyatroncső

rosan egymás mellett tengelyével párhuzamosan, vagy pedig azonos tengelyben. Utóbbi esetben S1 és S2 közös elektródja 0,5 mm vastag lemezből állhat, amely kettős szikraköz tengelyére merőlegesen áll. Villanócsövek alkalmazásánál az eset nem ilyen egyszerű. Ebben az esetben két villanócsövet közvetlenül egymás mellé kell helyezni.

Az 1. ábra szerint kapcsolt megvilágító rendszert szikraüzemben a következő üzemi adatokkal működtettük. A C kondenzátor töltőfeszültsége: 2000—40 000 volt, a C kondenzátor kapacitása 1000 pF-10 mikrofarad, a gyújtások frekvenciája 0,1—1100/mp. Mint a kapcsolásnak fontos tulajdonságát

donságai szabják meg értékét. 5000 volt üzemi feszültségig GRG 250/3000 jelű, 2500 volt névleges üzemi feszültségű, állandóan 0,5 amperig terhelhető thyatroncsövet használtunk. Ennél nagyobb töltőfeszültségknél egészen 20 000 voltig GRG4 jelű, 10 000 volt üzemi feszültségű és állandóan 4 amperig terhelhető csövet alkalmaztunk. 20 000 volt felett használt cső 12 QR 205, jelű 17 000 volt névleges üzemi feszültséggel és 2,5 amper állandó terhelhetőséggel. Az 1. ábra R4 ohmos ellenállásának értékét az üzemi viszonyokhoz kell illeszteni. Ugyanez vonatkozik a 2. és 3. ábrák R5 és a 4. ábra R4 ellenállásaira.

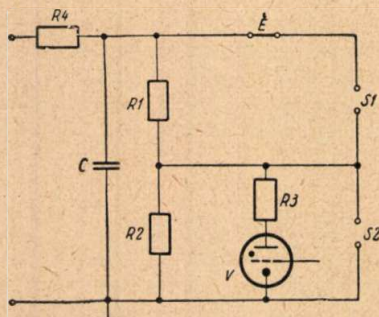
Három villanócsöves vagy három szikrás kapcsolás

Három villanócsövet a 2. és 3. ábrák szerint lehet az új rendszerrel működtetni. A 2. ábrán a C kondenzátor töltőfeszültségét az R1, R2 és R3 ellenállások az S1, S2 és S3 villanó csövekre egyenletesen osztják el. Ennél a kapcsolásnál a V thyatroncső begyújtásánál az S1 és S2 csövekre csak mindössze 1,5-szörös túlfeszültség jut. A 3. ábra szerinti kapcsolásnál a C kondenzátor töltőfeszültsége begyújtás előtt, hasonlóan mint az 1. ábrán, az S1 és S2 csöveken van. A V thyatroncső begyújtása után a C kondenzátor teljes töltőfeszültsége S1 sarkain jelenik meg, minek hatására ez a cső átüt és megindul a C kondenzátor kisülése R4—S1—R3—V elemeken keresztül. Ha R4 ellenállás értéke sokkal nagyobb mint R3-é, a C kondenzátor töltőfeszültsége nagyobb mértékben R4 sarkain, illetőleg S3 sarkain jelentkezik, így ez is átüt. A C kondenzátor kisülésének útja most S3—S1—R3—V. Most azonban a C kondenzátor töltőfeszültsége R3, illetőleg S2 sarkain jelenik meg, így utóbbi is átüt. Ettől az időponttól kezdve C kisülésének útja S3—S1—S2-n át vezet.

A 3. ábra szerinti kapcsolásnál 3 db Presler XB 501 jelű csövet alkalmaztunk. A C kondenzátor töltőfeszültsége 10 000 volt, $C = 0,02\text{--}5$ mikrofara. $R3 = 0,02$ megohm, $R4 = 0,3$ megohm, $R1 = R2 = 30$ megohm. A 2. ábrán látható kapcsolás ugyanazon egyéb áramköri adatok mellett, mint a 3. ábrán 18 000 volt kondenzátor töltőfeszültség mellett volt üzemben tartható. A 2. ábrában $R1 = R2 = R3 = 30$ megohm, $R4 = 0,02$ megohm. A rendszer ugyanolyan jól működik, ha a 3. ábrán S1, S2, és S3 villanócsöveket szikraközökkel helyettesítjük.

Robbanóhuzal fényforrás

Végezetül a 4. ábrán bemutatjuk az 1. ábra szerinti alapkapsolás azon módozatát, amely mellett robbanóhuzalokat alkalmazhatunk megvilágításra. Ennél a kapcsolásnál S1 és S2 közös szikraközök, a felrobbantani kívánt huzal



4. ábra. Villanó megvilágító rendszer robbanóhuzalokkal való megvilágításhoz.

C = kondenzátor, E = robbanóhuzal, R1—R4 = ohmos ellenállások, S1—S2 = szikraközök, V = thyatroncső

pedig E helyére kerül. A V thyatroncső vezérlése után először begyúlnak az S1 és S2 szikraközök, minek megtörténte után a C—E—S1—S2 áramkörben áthaladó nagy áram felrobbantja az E-ben levő huzalt.

A villanó megvilágító rendszer működtetése

Az 1., 2., 3. és 4. ábrákon szereplő megvilágító rendszerek működtetése, amint arról már szó volt, a V thyatroncső rácsának vezérlésével történik. Ez a vezérlés történhet olyan módon, hogy a negatív előfeszültséggel lezárt V cső rácsára pozitív feszültséget adunk. Beindítható a C kondenzátor kisülése olyan módon is, hogy mechanikus kapcsoló segítségével a V cső rácsát a negatív előfeszültség áthidalásával katódpotenciálra kötjük. Periódikusan megismétlődő megvilágítások előállításához a V thyatroncsövet impulzusgenerátorral vezéreljük. Ha az 1—4. ábrákon a C kondenzátor táplálása váltóárammal történik, az impulzusgenerátort a hálózattal szinkron kell működtetni. Váltóáramú táplálás esetén az impulzusgenerátor rezgésszámával kötvé vagyunk. Egyenáramú táplálás esetén ez a megköveté elmarad. A V thyatroncső rácsát periódikusan mechanikus forgó kapcsolóval is vezérelhetjük. Továbbmenve, tapasztalataink azt mutatják, hogy V cső mechanikus kapcsolóval teljes egészében helyettesíthető. Mechanikus kapcsolás esetén természetesen kisebb a kapcsolás pontossága.

Általános megjegyzések

Ha az 1—4. ábrák szerinti kapcsolásokat összehasonlítjuk a korábban alkalmazott villanó megvilágító kapcsolásokkal, megállapíthatjuk, hogy ez a rendszer felépítésében egyszerűbb mint más kapcsolások. Kivételt azok a kapcsolások képeznek, amelyeknél a megvilágító energia vezérlése közvetlenül thyatroncsővel történik olyan módon, hogy a megvilágító energia teljes egészében áthalad a thyatroncsővön. Utóbbi esetben azonban a thyatroncsövet a kondenzátor töltési feszültségére kell méretezni, a thyatroncső erősen túlterhelten dolgozik és az energia jelentős része elvész a thyatroncsőben. Az újrendszerű kapcsolásnál a thyatroncsövet csak a kondenzátor töltőfeszültségének a felére (a 2. ábra szerinti kapcsolásnál csak egy harmadára) kell méretezni, ezenfelül a thyatroncsővön áthaladó áramerősség a megengedett értéknek csak töredéke. Ennek következtében a C kondenzátorban tárolt energia csaknem teljes egészében hasznos fényenergiává alakul. Kivételt a 4. ábra kapcsolása képez, ahol az energia egyrésze elvész a vezérlő szikraközökben.

Az itt ismertetett megvilágító rendszerrel alkalmazott villanócsövek különlegesen képezhetők ki, amennyiben elhagyhatók a villanócsöveknél használt gyújtóelektródok.

IRODALOM

1. Quinn H. F. és Bourque O. J. Rev. Sci. Instr. 22, 1951, 101.
2. Schardin H. és Fünfer E. Z. ang. Phys. 4, 1952, 185 és 22.
3. Schardin H. Z. ang. Phys. 5, 1953, 19.
4. Früngel F. Z. ang. Phys. 6, 1954, 183.
5. Adams G. K. J. Sci. Instr. 28, 1951, 379.

Eljárások a 120 kV-os szabadvezeték által veszélyeztetett légvezetékes hírközlő áramkörök védelmére

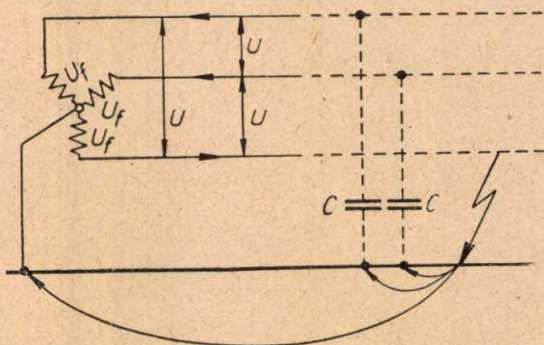
MIHÁLY JÓZSEF kutató mérnök
Posta Kísérleti Intézet

A legtöbb esetben egymástól függetlennek tekintett hírközlő áramkörök és nagyfeszültségű vezeték tüzetesebb vizsgálatánál azt találjuk, hogy a közöttük fennálló kapcsolat számos esetben igen szoros. Ugyanis a légvezetékes távközlő áramkörök és nagyfeszültségű szabadvezetékek induktív, kapacitív és ohmos csatolás révén szoros viszonyban lehetnek egymással. A csatolások útján a hírközlő áramkörökbe átkerült energiák oly mértékben zavarhatják a hírközlést és veszélyeztethetik a személyzetet, előfizetőket, valamint a berendezéseket, ami már megengedhetetlen. Ennek elkerülése érdekében a nagyfeszültségű vezeték tervezése során ki kell számítani a szomszédos távközlő áramkörön várható káros befolyások nagyságát, aminek alapján megállapíthatók a tervezett távvezeték építési feltételei.

A nagyfeszültségű szabadvezeték hálózat és légvezetékes hírközlő hálózat fokozott kiépítése, egyre súlyosabb problémát adott a tervezőknek. Ugyanis a különmemű vezeték nyomvonalának szükséges mértékű távoltartása általában nem volt lehetséges és emiatt túrhetetlen nagyságú befolyások léptek fel. Különösen áll ez a 120 kV-os szabadvezetésekre, melyek földzárlatakor fellépő mágneses távolbhatás nagyon intenzív. A mágneses távolbhatás által — a táviró- és távbeszélő áramkörökön — okozott veszélyeztetés gazdaságos leküzdése érdekében a Posta Kísérleti Intézet több eljárást dolgozott ki. E védő rendszerek működésük megértéséhez ismertetem a veszélyes feszültség keletkezésének folyamatát és a feszültség nagyságának számítási módját.

Általános rész

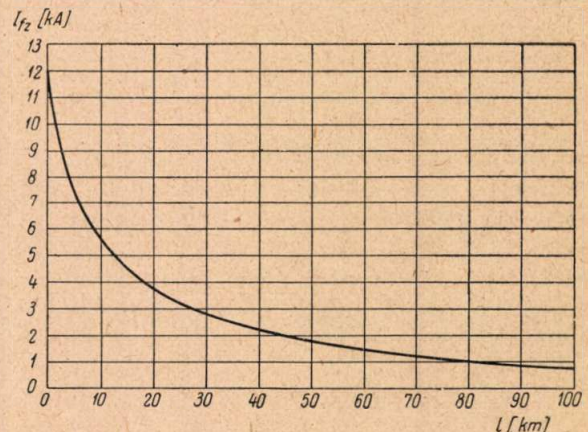
A 120 kV-os háromfázisú szabadvezeték közvetlenül földelt csillagpontú. Ennek következtében bármelyik fázisvezetőjének földzárlata egyben földrövidzáratot is jelent. A földön átfolyó eredő áram ún. földzárlati áram az 1. ábrában látható két fajta komponensből tevődik össze.



1. ábra

Az egyik a tulajdonképpeni földrövidzárlati áram, mely U_f fázis feszültség folytán a szabadvezeték és a földelések impedanciáin át folyik. A másik a kapacitív földzárlati áram, mely az ép fázisvezetők földkapacitásán keresztül folyik.

A földrövidzárlati áram erőssége 1000—13 000 A értékek közötti, a kapacitív földzárlati áramé néhány 100 A. A földzárlati áram erőssége jelentős mértékben függ a táppont és földzárlati hely közötti távolságtól, melyet a veszélyességi számításnál figyelembe kell venni. A 2. ábra egy 120 kV-os, egyik végéről táplált szabadvezeték földzárlati áramát mutatja, a táppont és földzárlati hely közötti távolság függvényében.



2. ábra

A földzárlatban levő 120 kV-os szabadvezeték — mágneses távolbhatás szempontjából — helyettesíthető egy olyan egyvezeték-föld hurokkal, melyben a földzárlati áram folyik. E befolyásoló áramkör árama feszültséget indukál a vele párhuzamosan haladó légvezetékes hírközlő áramkör vezeték-föld hurokjában, mely feszültség e hurok elején a szigetelt vezeték és föld között akkor jelenik meg, ha a vezeték túlsó vége földelve van. A keletkező ún. hosszanti feszültség értékét a következő összefüggéssel számíthatjuk ki.

$$u = -j \cdot \omega \cdot M \cdot l \cdot I_{fz} \cdot k \quad (1)$$

ahol

u a hírközlő áramkörbe indukált hosszanti feszültség V-ban

ω az indukáló áram körfrekvenciája

l a nagyfeszültségű és távközlő áramkör párhuzamos futása km-ben

I_{fz} a szimmetrikus földzárlati áram első fél hullámának effektív értéke A-ban

k védőtényező, amivel a szomszédos fémtömegekben indukált áramok kompenzáló hatását vesszük számításba (Pl. vasúti sín)

M a két különmű vezeték közötti km-kénti kölcsönös indukció tényező értéke H/km-ben. A hosszanti feszültség értékét befolyásoló elektromos jellemzők és geometriai méretek szerepének tisztázása végett vizsgáljuk meg részletesebben az 1. összefüggésben szereplő M -t.

A kölcsönös indukció egy komplex szám, mely a különmű vezetékek kölcsönös helyzetétől, az indukáló áram frekvenciájától és a talaj vezetőképességétől függ. M értékét a Carson—Pollaczek-féle összefüggésekkel határozhatjuk meg. Ezeknél feltételezték, hogy

a) a föld egyenletes vezetőképességű, majdnem végtelen tömeg a vízszintes sík alatt,

b) az indukáló vezeték végtelen hosszú és így a véghatások elhanyagolhatók.

A Carson—Pollaczek-féle összefüggések a következők:

Egészen közel egymáshoz ($aa < 0,5$)

$$M = 2 \ln \frac{2}{\gamma a d} + 1 + \frac{2\sqrt{2}}{3} a(b+c) - j \left[\frac{\pi}{2} - \frac{2\sqrt{2}}{3} a(b+c) \right] \quad (2)$$

Nagy távolságra egymástól ($aa \geq 0,5$)

$$M = 4 \frac{kei' aa}{aa} - 4j \left[\frac{ker' aa}{aa} + \frac{1}{(aa)^2} \right] \quad (3)$$

Igen nagy távolságra egymástól ($aa > 10$)

$$M = - \frac{4j}{(aa)^2} \quad (4)$$

ahol

a vízszintes távolság az indukáló és indukált vonal közt

b az indukáló vonal föld feletti magassága

c az indukált vonal föld feletti magassága

d a két vonal közti távolság $d = \sqrt{a^2 + (b-c)^2}$

ω az áram körfrekvenciája

σ a talaj vezetőképessége

$$a = \sqrt{4\pi\sigma\omega}$$

$$\gamma = 1,78 \dots \text{(Bessel állandó)}$$

kei' és ker' a zérus rendű Kelvin függvények első differenciál hányadosai.

Az összes értékek EMCGS egységekben vannak kifejezve. Ha az így kiszámított M értékét 10^{-4} -el szorozzuk, akkor a kölcsönös indukciót H/km egységekben kapjuk.

Hogy M abszolút értékének változását a jelen esetben bennünket érdeklő a és σ paraméterek függvényében szemléletesen tehesük, helyettesítsük a 2., 3. és 4. egyenletekbe a következő értékeket.

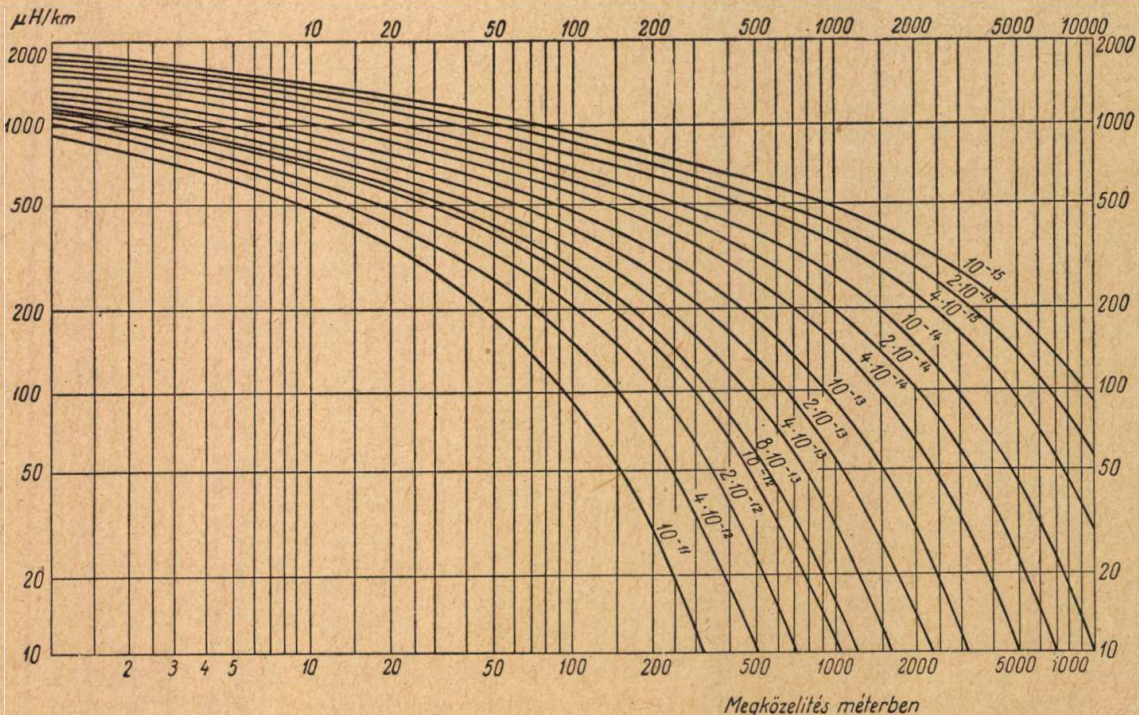
$$\omega = 314$$

$$b = 0$$

$$c = 0$$

A számítás eredményeit a 3. ábrában görbékkel ábrázoltam.

A görbék értékelhetőségével kapcsolatban megjegyzem, hogy eddigi méréseink eredményei szerint az ország talajának vezetőképessége 50 Hz frekvenciánál $\sigma = 10^{-12} - 10^{-14}$ (CGS) értékek közé esik. Miután az ilyen mértékű földvezetőképesség ingadozás különösen nagyobb kölcsönös távolságok esetén jelentősen befolyásolhatná M értékét, azért a tervezett nagyfeszültségű vezetékek nyomvonalára mentén mérésekkel kell megállapítani a számításnál figyelembe veendő σ értékét.



3. ábra

A kölcsönös indukció fázisszögének a és σ paramétereiktől függő változását, a veszélyeztetési számítás biztonságának fokozása céljából elhanyagoljuk.

A hosszanti feszültség összefüggésének tanulmányozása után térjünk át a veszélyeztetés fogalmának megismerésére. Veszélyeztetés alatt olyan befolyásolást értünk, mely a távközlő berendezésben, a kezelő személyzet, esetleg más személyek testi épségében kárt okozhat.

A berendezések veszélyeztetése azok szigetelésének átütésében nyilvánulhat meg.

A személyek veszélyeztetése villamos vagy akusztikus sokk alakjában jöhet létre. Villamos sokk alatt a vezeték érintésekor keletkező áramütést értjük. Ez akkor jöhet létre, ha a hírközlő vezeték egyik vége földelődik, miközben a másik végét vagy közbelső pontját egy földpotenciálon levő egyén megérinti. Akusztikus sokkon a távbeszélő hallgatójában keletkező erős hanglökés élettani hatását értjük, mely megsüketülést, nagyothallást, vagy hasonló káros következményeket okozhat.

Légvezetékes összeköttetésnél a vonatkozó rendeletek szerint, a veszélyeztetés akkor tekinthető elkerültnek, ha a hírközlő áramkörbe indukált hosszanti feszültség nem nagyobb mint $430 V_{eff}$. Ennek a tűrhető feszültség értéknek a megállapításánál tekintettel voltak

a) a berendezések földhöz képesti szigetelésének átütési szilárdságára,

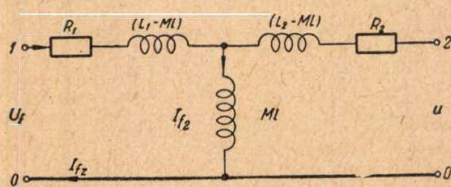
b) az emberi test áram iránti érzékenységére,

c) az emberi test, távközlő vezetékek, valamint a szokásos földelések ellenállás értékére,

d) a baleseti veszély kis valószínűségére.

Annak bizonyítására, hogy a $430 V$ -os tűrhető-ségi norma betartása sem zárja ki a villamos sokkot, végezzük el a következő vizsgálatot:

Először is határozzuk meg a földzárlatban levő nagyfeszültségű vezetékből és ugyanakkor egyik végén földelt távközlő áramkörből álló rendszer helyettesítő kapcsolási rajzát. Miután a rendszer transzformátornak tekinthető — primer tekercse a nagyfeszültségű vezeték fázisvezető-föld köre, szekunder tekercse a távközlő áramkör vezető-föld hurokjára — azért a helyettesítő kapcsolat a 4. ábra szerint alakul.



4. ábra

ahol

R_1 a nagyfeszültségű szabadvezeték föld hurokjának ohmos ellenállása, beleértve a transzformátor földelések ellenállásait

L_1 a nagyfeszültségű szabadvezeték föld hurokjának induktivitása, beleértve a transzformátorét is,

R_2 a hírközlő áramkör föld hurokjának ohmos ellenállása, beleértve az egyik végének földelésiellenállását is.

L_2 a hírközlő áramkör föld hurokjának induktivitása.

A helyettesítő kapcsolásból látható, hogy a nagyfeszültségű szabadvezeték föld hurokjának impedanciája

$$Z_1 = R_1 + j \cdot \omega \cdot L_1 \quad (5)$$

míg a távközlő áramkör föld hurokjának impedanciája

$$Z_2 = R_2 + j \cdot \omega \cdot L_2 \quad (6)$$

A helyettesítő kapcsolásból kihagytam a hírközlő és nagyfeszültségű vezetékeknek a szigetelt vezető és a föld közötti impedanciáit, ami jelen számításnál megengedhető.

A 4. ábra 0—1 pontja között működik a földzárlatban levő nagyfeszültségű szabadvezeték U_f fázisfeszültsége. A 0—2 pont, vagyis a földmentes vég és föld között lép fel a hírközlő áramkörbe indukált u hosszanti feszültség. E rendszer kétpólusú áramforrásnak tekinthető, melynek 0—2 kapcsait — villamos sokk esetén — az emberi test $1000—2000$ ohmos ellenállással terheli.

Tekintettel arra, hogy a villamos sokk okozta baleset súlyossága jelentős mértékben függ az ember testén áthaladó áram erősségétől, azért meg kell határozni a kétpólusú áramforrás belső ellenállását (Z_b). A Z_b belső ellenállást az áramforrás üresjárási feszültségéből (u) és rövidzárási áramából (0 és 2 pont rövidre zárásakor fellépő I_z áramból) az alábbi összefüggéssel számíthatjuk ki.

$$Z_b = \frac{u}{I_z} \quad (7)$$

ahol

$$I_z = \frac{u}{R_2 + j \omega L_2} \quad (8)$$

Végül

$$Z_b = R_2 + j \omega L_2 \quad (9)$$

A kapott eredményből látható, hogy a kétpólusú áramforrás belső ellenállása, elsősorban a hírközlő áramkör vezető-föld hurokjának hossz impedanciájától függ. A 9. egyenlet levezetése során további közelítéssel éltünk, ugyanis elhanyagoltuk az I_z zárlati áram visszahatását a nagyfeszültségű vezetékre. Tehettük ezt azért, mert általánosságban fennáll, hogy $Z_1 \gg \omega \cdot M \cdot l$.

Ha meggondoljuk, hogy a Z_b impedancia induk-tív komponensének km-kénti értéke $0,8$ ohm körüli valós komponensének km-enkénti értéke $2—10$ ohm közötti, melyhez hozzáadódik még a földelési ellenállás, akkor láthatjuk, hogy a kétpólusú áramforrás belső ellenállása jó közelítéssel R_2 -nek vehető. Miután R_2 értéke általában lényegesen kisebb mint a kétpólusú áramforrást terhelő emberi test ellenállása ($1000—2000$ ohm), azért az áramforrás kis belső ellenállásának tekinthető, mely ennél fogva nagy áramerősségek leadására képes.

Az elmondottakból következik, hogy az emberi testen áthaladó áram erősségét az alábbi összefüggéssel számíthatjuk ki.

$$I_e = \frac{u}{R_e + R_2} \quad (10)$$

ahol

I_e az ember testén áthaladó áram A-ben,
 R_e az emberi test ellenállása, beleértve az emberi test földelésénél fellépő ellenállást is. A földelési ellenállás értéke a földelés módja szerint nagyon különböző lehet.

Példaképpen határozzuk meg az alábbi esetben létrejövő I_e áramerősséget.

Egy $l = 6$ km hosszú 3 mm-es bronz áramkörbe a nagyfeszültségű vezeték földzárlatakor $u = 430$ V feszültség indukálódik. A kétpólusú áramforrás belső ellenállása

$$R_2 = r \cdot l + r_f \quad (11)$$

ahol

$r = 2,5$ ohm/km, a bronzvezeték ellenállása
 $r_f = 10$ ohm, a hírközlő áramkör túlsó végének földelési ellenállása.

Ezen értékekkel

$$R_2 = 2,5 \cdot 6 + 10 = 25 \text{ ohm}$$

Az emberi test ellenállása — beleértve földelési ellenállását is — legyen 1000 ohm. A fenti értékek behelyettesítése után kapjuk, hogy

$$I_e = \frac{u}{R_e + R_2} = \frac{430}{1000 + 25} = 0,42 \text{ A} = 420 \text{ mA.}$$

A példában 420 mA erősségű áram halad át a hírközlő vezetékét érintő és ugyanakkor földpotenciálón levő személyen, mely jelentősen túllépi az életveszélyesnek tekinthető 50 mA-es áramerősséget és így ez az I_e érték már halálos lehet.

A fentiekben végzett vizsgálatokkal bizonyítható volt, hogy a vonatkozó rendeletek által tűrhetőnek mondott 430 V-os hosszanti feszültség betartása sem zárja ki a halálos balesetek lehetőségét. Ezzel szemben a balesetek valószínűségét jelentősen csökkentik a következő tények:

1. A nagyfeszültségű vezeték földzárlatának rövid időtartama, mely csak néhány tized másodperc.

2. A földzárlat csekély gyakorisága. Egy nagyfeszültségű vezetéknel évi 5—10 eset.

3. Ha földzárlat nem a kritikus helyen lép fel, akkor a hosszanti feszültség lényegesen kisebb lehet, mint 430 V.

4. A távközlő vezeték közvetlen érintése főleg a vezeték fenntartási munkáinál fordul elő, viszont e munkák többsége faoszlopon történik, melynek különösen száraz időben nagy a szigetelési ellenállása.

E valószínűség csökkentő tényezők figyelembevételére eredményezte, hogy a vonatkozó rendelet tűrhetőnek minősítette a 430 V-os feszültséget. Nyilvánvaló, hogy a 430 V-os határfeszültség túllépésével fokozódik a baleseti veszély valószínűsége is és ezen felül még számolni lehet a berendezések átütési szilárdságának túllépésével is. Éppen ezért a Magyar Posta mindent elkövet, hogy

a tulajdonában levő légvezetékes áramkörökön 430 V-nál nagyobb hosszanti feszültség ne léphessen fel, vagyis a rendelet szerint veszélyeztetettnek minősíthető összeköttetése ne legyen.

A 120 kV-os szabadvezetékek gyors szaporodásával egyre nehezebbé és költségesebbé vált a veszélymentes üzem biztosítása. E körülmények arra késztették a posta szakembereit, hogy olyan eljárásokat dolgozzanak ki, melyekkel a légvezetékes áramkörök védelme gazdaságosan oldható meg. A következőkben ismertetem azokat a védőeljárásokat, melyek a kutatómunka eredményei alapján a Magyar Postánál alkalmazásra kerültek.

1. Nyomvonal áthelyezés

Az első néhány 120 kV-os háromfázisú szabadvezeték építésénél a veszélyeztetett hírközlő áramkörök védelmét, vagyis olyanokét, melyekben 430 V-nál nagyobb feszültség keletkezhetett, úgy oldottuk meg, hogy nyomvonalukat részben vagy egészben nagyobb távolságra helyeztük a nagyfeszültségű távvezetékktől. A nagyobb a kölcsönös távolság folytán lecsökkent M értéke (lásd: 3. ábra) és így a hosszanti feszültséget 430 V alá szoríthattuk.

E veszélymentesítő módszer széleskörű alkalmazására nem számíthatott, mert igen költséges volt és ennek ellenére semmiféle műszaki előnnyel sem jár, a veszélymentesítés tényén kívül.

2. Szigetelő transzformátor

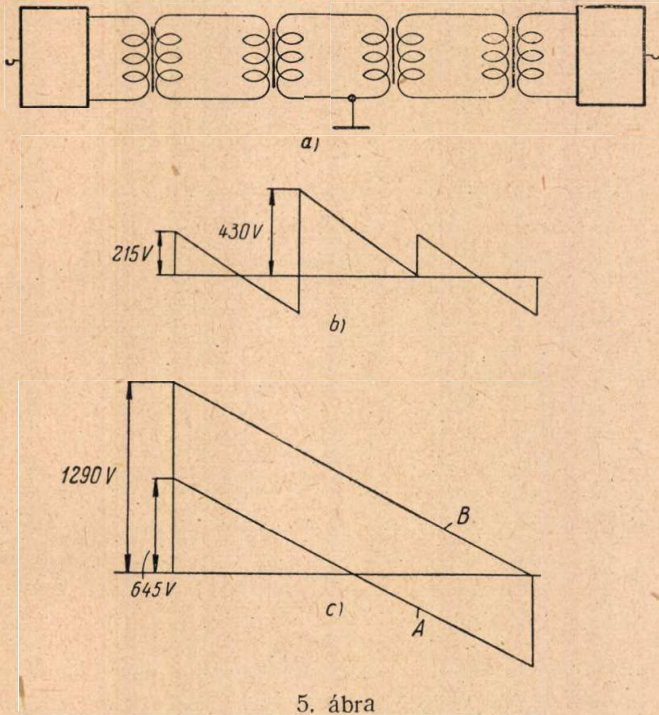
Kevés áramkör számú és kisebb jelentőségű hangfrekvenciás távközlő vonaloknál bevezettük a szigetelő transzformátoros veszélymentesítő eljárást. Ez abban áll, hogy a veszélyeztetett hírközlő áramkört transzformátorok közbeiktatásával úgy osztjuk szakaszokra, hogy azok egyikében se keletkezzék 430 V-nál nagyobb indukált feszültség (lásd: 5/a ábra).

Miután a szigetelő transzformátorokat még vonalvizsgálat alkalmával sem szabad kiiktatni, illetve áthidalni, azért biztosítható, hogy a távközlő vezeték bármely pontjának földelődése esetén sem fog a földpotenciálón levő és ugyanakkor a vezetékét érintő emberre 430 V-nál nagyobb feszültség jutni. Az 5/b ábra mutatja a középső szakasz végének földelődése esetén fellépő hosszanti feszültség eloszlását a vonal mentén feltételezve, hogy a kétnemű vezeték egymással párhuzamosan halad és a hírközlő áramkör elektromosan rövid, vagyis kis csillapítású. Összehasonlítás céljából az 5/c ábrában bemutatom az osztatlan, tehát szigetelő transzformátor nélküli hírközlő áramkörben indukált hosszanti feszültség eloszlását a vezeték földtől szigetelt állapotában (A) és akkor, ha a vezeték egyik vége földelve van (B).

Szigetelő transzformátorként a Magyar Postánál használatos 1:1 áttételű és 2000 V vizsgálati feszültségű átvivő csévéket használjuk fel.

A szigetelő transzformátoros veszélymentesítő eljárás egyszerűsége ellenére is csak korlátolt körben alkalmazható. E védőrendszer hátrányos tulajdonságai a következők:

- a) az alacsony frekvenciás hívóáramot nagymértékben csillapítja,
- b) az átvitt frekvenciasáv torzítását növeli,
- c) az áramkörök duplex kihasználását, valamint az egyenáramú jelzésátvitelt megnehezíti és az áramkör végéről történő egyenáramú méréseket lehetetlenné teszi.
- d) a vonalhibák felderítését nagyon megnehezíti.



5. ábra

Az előzőekben ismertetett veszélymentesítő eljárások korlátolt alkalmazási lehetősége miatt tovább folytattuk a vizsgálatot szélesebb körben alkalmazható védőeljárás kidolgozása céljából. Erre legmegfelelőbbnek látszott a légvezetékes áramkörök kábelzésével elérhető mágneses árnyékolás kihasználása.

3. Légvezetékes áramkörök kábelzése

A légvezetékes áramkörök kábelzésével azt a kedvező hatást használjuk ki, mely abban áll, hogy a kábel fém burkolata bizonyos mértékben árnyékolni képes ereit, a külső mágneses tér befolyásával szemben. Az árnyékoló hatás mértékének megállapítása céljából vizsgálat tárgyává tettük távközlő kábeleink burkolatának mágneses árnyékoló hatását, melynek elve a következő:

A távközlő kábellel párhuzamosan haladó nagyfeszültségű vezeték földzárlata alkalmával

$$e_k = -j \cdot \omega \cdot M \cdot l \cdot I_{fz} \quad (12)$$

összefüggés segítségével számítható e_k köpeny elektromotoros erőt indukál a kábelköpeny-föld áramkörbe és ugyancsak e_k elektromotoros erőt indukál a kábelér-föld hurokba (lásd: 6. ábra).

A vektor ábrából jól látható, hogy e_k több mint 90° -kal siet I_{fz} előtt. Ennek oka az, hogy az M kölcsönös indukció tényező komplex szám. e_k a kábelköpeny földelése folytán I_k köpenyáramot

hoz létre a kábelköpeny-föld áramkörbe. I_k -t a következő összefüggés határozza meg.

$$I_k = \frac{e_k}{R_k + j \omega L_k} \quad (13)$$

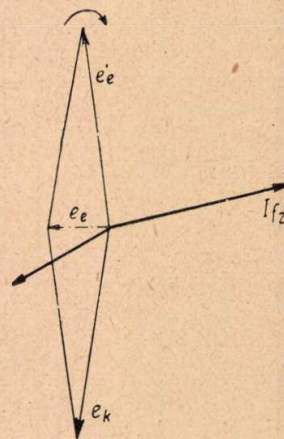
ahol

R_k a köpeny-föld áramkör ohmos ellenállása
 L_k a köpeny-föld áramkör induktivitása

A létrejött I_k áram e_e elektromos erőt indukál a vele szoros csatolásban lévő kábelér-föld hurokba.

$$e_e' = -j \cdot M_k \cdot l \cdot \omega \cdot I_k \quad (14)$$

A kábelér-föld hurokba létrejött eredő elektro-



6. ábra

motoros erőt az e_k és e_e' komponensek összege adja, vagyis

$$e_e = e_k + e_e' = e_k - j \cdot \omega \cdot M_k \cdot k \cdot l \cdot I_k \quad (15)$$

behelyettesítve a 13. összefüggést kapjuk, hogy

$$e_e = e_k \frac{R_k + j \cdot \omega \cdot L_k - j \cdot \omega \cdot M_k \cdot l}{R_k + j \cdot \omega \cdot L_k} \quad (16)$$

Tekintve, hogy a kábelburkolat körülveszi az ereket, fennáll a következő közelítés $M_k \cdot l \approx L_k$, ezért a 17. egyenletbe $M_k \cdot l$ helyett L_k -t téve lesz

$$e_e = e_k \frac{R_k}{R_k + j \omega L_k} \quad (17)$$

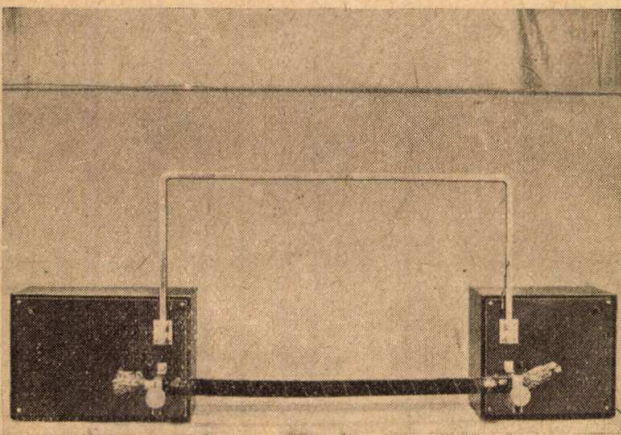
A kapott összefüggés segítségével meghatározhatjuk a kábelburkolat mágneses árnyékoló hatásának mértékére jellemző kábelköpeny védőtényezőt (k). Ez az a szám, mellyel a kábel helyére képzelt védetlen vezetékbe indukált elektromotoros erőt (e_k) szorozni kell, hogy a kábelér-föld áramkörbe ténylegesen fellépő elektromotoros erőt kapjuk (e_e). A 17. egyenletből látható, hogy

$$k = \frac{e_e}{e_k} = \frac{R_k}{R_k + j \omega L_k} \quad (18)$$

A k védőtényező bevezetésével kapcsolatban meg kell jegyezni, hogy elhanyagoltam a köpeny-

áram visszahatását az erősáramú vezetékre, mely általában megengedhető és elhanyagoltam a páncélos kábel fegyverzetének vasvesztési ellenállását, melyet azonban a pontosabb számításoknál mindig figyelembe kell venni.

A köpenyvédőtényező összefüggésének ismeretében kiszámítottuk néhány postai távközlő kábel legkedvezőbb védőtényezőjét. A számítás eredményei alapján arra a következtetésre jutottunk, hogy a gyakrabban alkalmazott páncélos kábelknél kedvező esetben 0,2—0,4 közötti védőtényező, vagyis 80—60%-os árnyékolás érhető el. E jelentős mértékű árnyékoló hatás kihasználásának előfeltétele egy olyan mérőberendezés szerkesztése volt, mellyel a védőtényező értéke könnyen meghatározható. Ugyanis egy-egy kábeltípuson belül — a gyártási szórás következtében mutatkozó — sokszor jelentős mértékű védőtényező különbséget csak mérőberendezéssel lehet megnyugtatóan kimutatni, illetve a mérési eredmények alapján számításba venni. A fenti okok miatt megszerkesztettük és elkészítettük a 7. ábrán látható védőtényező mérőt, mellyel 1 m-es kábeldarabokon megállapítható a védőtényező, illetve a védőtényező görbe.

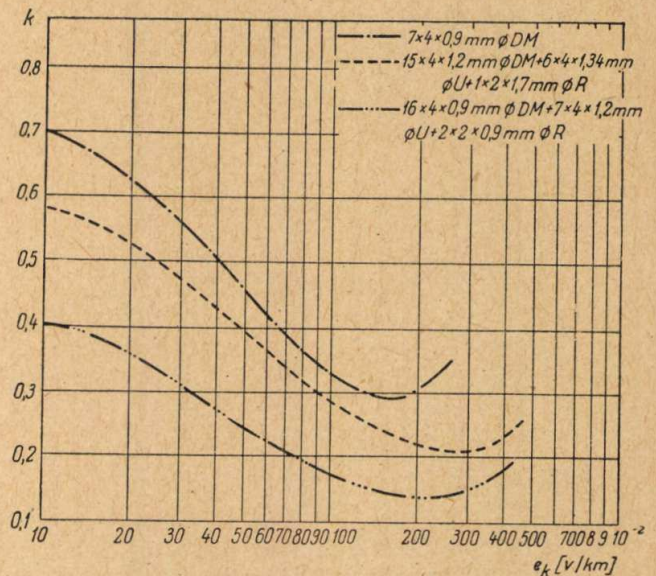


7. ábra

A védőtényező görbe a köpeny feszültség km-kénti értékének függvényében adja a védőtényezőt. Erre a görbére a páncélos kábel árnyékoló hatásának felhasználásánál van szükség. Ugyanis a köpeny feszültség, illetve a vele arányos km-enkénti köpenyáram értékétől függően a fegyverzet mágneses tulajdonságai miatt, jelentős mértékben változik a burkolat árnyékoló hatása és ezzel együtt a védőtényező értéke. Hogy adott esetben mekkora védőtényezővel kell számolni, azt a km-enkénti köpeny feszültség értékének és az illető kábeltípus védőtényezőjének ismeretében könnyen megállapíthatjuk. A 8. ábra néhány postai kábelen mért védőtényező görbét mutat be.

A mérési és számítási eredmények alapján lehetővé vált, hogy a nagyfeszültségű vezeték által veszélyeztetett légvezetékes áramkörök védelmét — a kábelburkolat mágneses árnyékoló hatásának kihasználásával — azok kábelbe helyezésével oldjuk meg.

A légvezetékes hírközlő áramkörök kábelezése az átvivőcsévével lezárható kábelvonalaknál, a burkolat védőhatása mellett további jelentős előnyt jelent. Ugyanis olyan áramkörök, melyek átvivőcsévével vannak lezárva és amelyeknél a föld, s a kábelerek között nincsenek túlfeszültségek levezetők felszerelve, akkor tekinthetők veszélyeztetetteknek, ha a kábelérbe indukált hosszanti feszültség meghaladja az erek és szerelvények földhöz képesti



8. ábra

legkisebb átütési próbafeszültségének 60%-át. Miután a távkábeleink és azok szerelvényeinek próbafeszültsége a földdel szemben 2000 V, ezért a megengedhető hosszanti feszültség 1200 V. Ennek a tűrhető feszültség értéknek a nagyságát a berendezések biztonsága szabja meg. Az életveszély elhárítását különleges rendszabályok bevezetésével kell biztosítani. Olyan kábelvonalaknál azonban, melyeknél az áramkörök átvivőcsévével nem zárhatók le, csak 430 V hosszanti feszültség engedhető meg.

A légvezetékes áramkörök kábelezésével elérhető előnyök megbecsülésére végezzünk el egy rövid vizsgálatot.

Legyen egy $7 \times 4 \times 0,9$ mm \varnothing DM szerkezetű ólomburkolatú páncélos kábel, melynek a vizsgált esetben mérvadó védőtényezője (lásd: 8. ábra) $k = 0,35$ és a talaj vezetőképessége $\sigma = 10^{-13}$ (CGS). Határozzuk meg a köpeny elektromotoros erő értékét — mely egyenlő azzal az elektromotoros erővel, ami a kábel nyomvonalán haladó légvezetékben keletkezne — abban az esetben, ha a kábelérbe indukált hosszanti elektromotoros erő értéke 1200 V, illetve 430 V.

a) Tűrhető érték 1200 V.

A megengedhető e_k értéke a 18. összefüggés alapján

$$e_k = \frac{e_e}{k} = \frac{1200}{0,35} = 3430 \text{ V.}$$

Ez az eredmény azt jelenti, hogy míg a légvezetékes hírközlő vonaltól pl. $a = 1500$ m kölcsönös távolságban kellene vezetni a nagyfeszültségű

vezeték, hogy éppen a tűrhető 430 V-os hosszanti feszültség keletkezzék benne, addig a szóbanforgó kábelből (lásd: 3. ábra) már csak 150 m-es kölcsönös távolságot kellene betartani.

b) Tűrhető érték 430 V.

A megengedhető e_k értéke

$$e_k = \frac{430}{0,35} = 1230 \text{ V}$$

A kapott eredmény azt jelenti, hogy az a) pontban szereplő 1500 m-es kölcsönös távolság jelen esetben 650 m-re csökken.

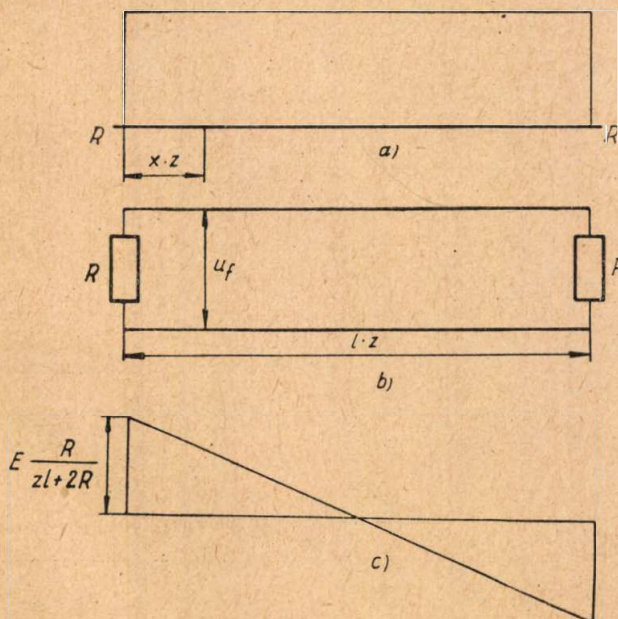
A végzett vizsgálatból látható a veszélyeztetett légvezetékes vonalak kábelzésének vitathatatlan előnye. Ebből az következne, hogy légvezetékes vonalaink veszélymentesítését minden esetben kábelzéssel oldjuk meg, annál is inkább, mert a kábelzés hírközlő hálózatunk korszerűsítésére vezet. Az ismertett előnyökkel szemben áll az, hogy a kábelzés igen költséges és ezért hosszú és kevés áramkör számú vonalakkal aránytalanul nagy befektetést igényel.

4. Védőcsöves eljárás

Célunk az volt, hogy olyan légvezetékes vonalak védelmére, melyeknél az áramkörök kábelzése aránytalanul nagy befektetéssel járna, gazdaságos eljárást dolgozzunk ki. Törekvésünk sikerrel járt. Az új ún. védőcsöves eljárás bevezetése folyamatban van.

A védőcsöves eljárás elméleti alapja a következő:

Tételezzünk fel egy elektromosan rövid (kiscsillapítású) légvezetékes távközlő áramkört. Legyen az egyik vezetője mindkét végén földelve R ellenálláson át (lásd 9/a ábra). Ennek az áramkörnek hosszegységre eső impedanciája legyen z . Indukálódjon ebbe a vezeték-föld áramkörbe $E = e \cdot l$ volt elektromotoros erő. A 9/b ábra az áramkör helyettesítő kapcsolási rajzát mutatja.



9. ábra

Határozzuk meg a távközlő vezeték nyomvonalának tetszőleges x pontján a vezeték és föld között fellépő u_f feszültséget $R = 0$ és $R \neq 0$ esetén.

a) $R = 0$.

A keresett u_f feszültséget a következőképpen számítjuk

$$u_f = \int_0^x (e - i \cdot z) dx \quad (19)$$

ahol

$$i = \frac{e}{z} \quad (20)$$

behelyettesítve

$$u_f = \int_0^x \left(e - \frac{e}{z} \cdot z \right) dx = 0 \quad (21)$$

vagyis a nyomvonal bármely pontján a vezeték földhöz képesti feszültsége nulla.

b) $R \neq 0$.

Az u_f feszültség kifejezése

$$u_f = \int_0^x (e - i \cdot z) dx - i \cdot R \quad (22)$$

ahol

$$i = \frac{e \cdot l}{z \cdot l + 2R} \quad (23)$$

behelyettesítve

$$u_f = \int_0^x \left(e - \frac{e \cdot l}{z \cdot l + 2R} \cdot z \right) dx - \frac{e \cdot l R}{z \cdot l + 2R} \quad (24)$$

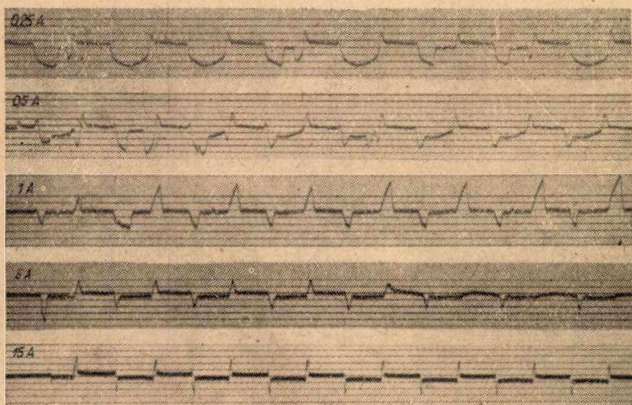
A műveleteket elvégezve $E = e \cdot l$ összefüggést bevezetve kapjuk, hogy

$$u_f = \left(e - E \frac{z}{z \cdot l + 2R} \right) x - E \cdot \frac{R}{z \cdot l + 2R} \quad (25)$$

A kapott lineáris függvény a 9/c ábrán látható. Ez jól szemlélteti, hogy $R \neq 0$ esetén a vezetéknek földhöz képesti feszültsége van, mely a nyomvonal mentén változik.

A vizsgálat eredményei arra mutattak, hogy a légvezetékes áramkörök védelme olyan berendezéssel lenne megoldható, mely a nagyfeszültségű vezeték földzárlatának pillanatában — megfelelően kis ellenálláson át földelné a távközlő vezetékét. A gyors földelés következtében elérhető lenne, hogy a veszélyes 430 V-nál nagyobb földhöz képesti feszültség ne léphessen fel, annak ellenére, hogy a vezeték föld áramkörbe indukált feszültség egyébként esetleg több ezer volt is.

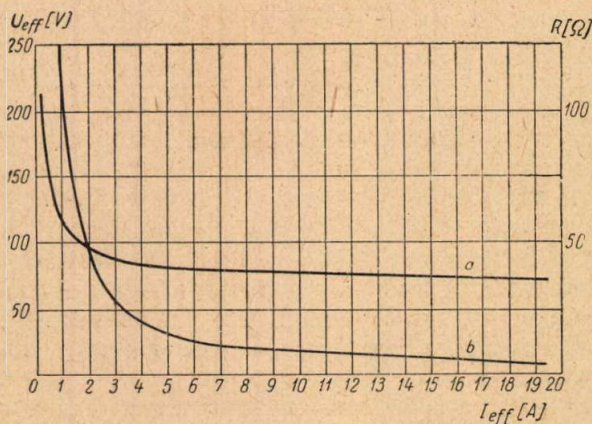
A gyors és kis ellenálláson át földelő berendezés kiválasztása céljából részletes vizsgálatnak vetettük alá a rendelkezésünkre álló bel- és külföldi gyártmányú túlfeszültség levezetőket. A mérési eredmények alapján megállapítottuk, hogy e célra legmegfelelőbb egy külföldi gyártmányú gáztöltésű túlfeszültség levezető. A kiválasztott túlfeszültség levezető ún. védőcső működési sebességére jellemző, hogy késleltetési ideje lényegesen kisebb mint 1 msec. Ez biztosítja, hogy 50 periódusú hosszanti feszültség esetén a cső gyújtási feszültségénél, mely átlagban 200V_g, számottevően nagyobb feszültségek már az első félperiódusban sem alakulhatnak ki. Oscillográffal készített felvételeink is ezt bizonyítják (lásd : 10. ábra).



10. ábra

A védőcső másik fontos tulajdonsága a viszonylag kis ellenálláson át történő kisülés. A 11. ábra a) görbéje a kisülés karakterisztikáját szemlélteti, melyet a 10. ábra görbéi alapján határoztunk meg. A 11. ábra b) görbéje a kisülés ellenállás változását mutatja.

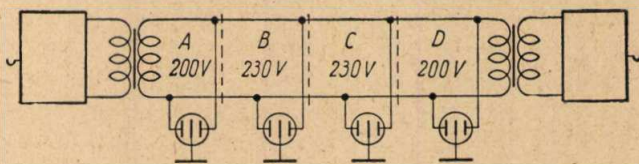
Jóllehet a kisülés feszültsége, illetve ellenállása — a gyakrabban előforduló áramerősségeknél — elég kicsi, elhanyagolni mégsem lehet. A védelem hatásosságát tovább rontja a túlfeszültség levezető földelektródájához csatlakozó földelés ellenállásának jelenléte. Miután a hírközlő áramkörök vezetőinek földelése a kisülési és földelési ellenállásokon át történik, azért a veszélymentesítés a 24. összefüggés alapján oldható meg.



11. ábra

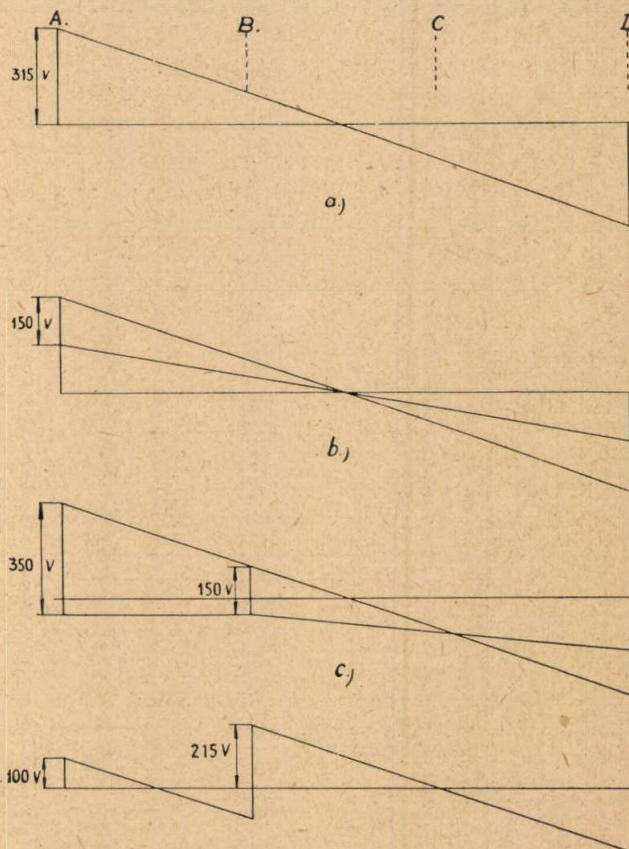
A védelemnek olyannak kell lenni, hogy a fenn tartási munkák során szükségessé váló vezeték-szakaszok megbontása, illetve vezetékek földelése esetén sem szabad a földhöz képesti feszültségnek 430 V-nál nagyobbak lenni. Ez az adott körülmények között csak úgy oldható meg, ha a hírközlő áramkör több pontján helyezünk el túlfeszültség levezetőket. A szükséges védőcsövek számát esetenként kell meghatározni.

A következőkben bemutatom egy védőcsöves eljárással veszélymentesített hírközlő áramkörön fellépő feszültség elosztást az áramkör különböző kapcsolási állapotában. A hírközlő áramkör sematikus kapcsolási rajza a 12. ábrán látható.



12. ábra

A távközlő áramkörbe a vele párhuzamosan haladó 120 kV-os szabadvezeték földzárlati árama 630 V hosszanti feszültséget indukál. A tervezés eredményeképpen a 200 V_g gyújtófeszültségű túlfeszültség levezetőkből — a 12. ábra szerinti elosztásban — 4 db-ot kell elhelyezni. Ebben az esetben megfelelő földelés esetén a földelési ellenálláson fellépő feszültségesés és kisülési feszültség összege max. 150 V lehet.



13. ábra

Az áramkör veszélymentes állapotának ellenőrzésére szerkesszük meg az alábbi 3 esetre érvényes feszültségeloszlást.

1. A hírközlő áramkör rendes üzemben.

A védőcsövek nélküli feszültség eloszlást az *a*) ábra mutatja. Miután az áramkör védőcsövekkel van felszerelve, a fellépő hosszanti feszültség hatására működésbe jönnek a túlfeszültség levezetők, mégpedig jelen esetben az *A* és *D* helyen levők. A feszültség eloszlást a *b*) ábra mutatja, melyből látható, hogy a legnagyobb földhöz képesti feszültség 150 V.

2. A hírközlő áramkör *A* helyen megbontva.

A megbontás helyét a 12. ábrában pontozott vonallal tüntettem fel. Ebben a kapcsolási helyzetben a *B* és *D* helyen levő csövek működnek. A feszültség eloszlást szemléltető *c*) ábrából kivehető, hogy a legnagyobb földhöz képesti feszültség 350 V.

3. A hírközlő áramkör *B* helyen megbontva.

A megbontás pontosabb helyét a 12. ábrában szaggatott vonallal jelöltem. Az áramkör ezen kapcsolási állapotban egyik túlfeszültséglevezető sem működik. A feszültségeloszlást a *d*) ábra

mutatja. Ebben a helyzetben fellépő maximális földhöz képesti feszültség 215 V.

A végzett vizsgálatokból belátható, hogy a védőcsöves eljárás alkalmas légvezetékes hírközlő áramkörök védelmére. Alkalmazása a kívánt cél-
nak megfelelően különösen ott gazdaságos, ahol hosszú és kevés áramkörszámú vonalak védelméről van szó.

E cikk keretében ismertetett védőeljárások kifejlesztésével már eddig is jelentős mértékű gazdasági eredményt értünk el. További munkánk célja, hogy a mágneses befolyásolásban szerepet játszó, de még ki nem használt tényezők (lásd: 1. összefüggés) befolyást csökkentő hatásának kihasználására minél tökéletesebb eljárásokat dolgozunk ki.

IRODALOM

1. C. C. I. F.: Távközlő vonalak védelme erősáramú vezetékek hatása ellen. Közlekedési Kiadó Budapest, 1954.
2. A. Zastrow und W. Wild: Der Mantelschutzfaktor von Fernmeldekabeln E. N. T. 1932 H. 1. s. 10—25.
3. F. Jones: An Improved Gas Discharge Tube for Line Protection. The Journal of the Post Office Electrical Engineers Volum 45 pp. 108—110.

A kapcsoló, mint híradástechnikai alkatrész

BOGLÁR GYULA

A Német Demokratikus Köztársaságban megjelenő *Nachrichtentechnik* című folyóirat ez évi 5. és 6. számában W. Schröder tollából a fenti címmel egy cikk jelent meg. A szerkesztőség úgy véli, hogy a kapcsolók kérdése a magyar híradástechnikai iparban annyira fontos, hogy kívánatosnak tartotta a fentemlített kiváló összefoglalást részletesen a Magyar Híradástechnika olvasói elé tárni. Schröder cikke természetesen a Német Demokratikus Köztársaságban érvényes DIN szabványokra és kialakult gyártási eljárásokra épül, de ezek nagy része megfelel a hazai viszonyoknak. A német szabványokra való hivatkozást több helyen ahol ez lényegesnek látszik, átvettük a németből, hogy azon olvasók számára, akik a kérdést mélyrehatóbban akarják tanulmányozni, az idézett DIN szabványlapok beszerzését ezáltal megkönnyítsük.

Az elektromos áramkörökben szükséges különböző átkapcsolások elvégzésére a különleges feladatoknak megfelelő kapcsolótípusok alakultak ki, melyek a különböző feltételeknek legjobban megfelelnek. A híradástechnika szerteágazó területén a fejlődés folyamán az egyes alkalmazási körökben szabályos szabványtípusok fejlődtek már ki. A felhasználók ma már a legtöbb követelménynek megfelelő, kialakult típust választhatják. Ennek ellenére a technika fejlődése során, a kapcsolók felépítését illetően, mindig új feladatok lépnek fel. Mindinkább arra törekednek, hogy az új alkalmazási köröknek is megfelelő olyan kapcsolótípusokat alakítsanak ki, melyek nagy tömegben gyárthatók és ezáltal gyártásuk gazdaságos. Speciális kapcsolók gyártása a kis példányszám miatt költséges. Egyes új kapcsolókonstrukciók működésükben még nem érték el azt a minőségi fokot, mely kellő felszerszámozással,

tehát nagy költséggel, elérhető volna, ennek következtében viszont a felhasználó számára nem biztosították a kívánt eredményességet. A kapcsolók gyakori váltakozó igénybevételük miatt a készülékekben előbb-utóbb tönkremennek, ami miatt a készülékek az üzemből kiesnek és javításra szorulnak. Ez különösen a komplikált és fontos berendezéseknél, igen lényeges szempont. Ennek alapján a következő kérdések merülhetnek fel: hogyan kell csoportosítani egy-egy kapcsolóval szemben a követelményeket, milyen minőségi fokokat lehet különböző kapcsoló anyagokkal elérni és milyen vizsgálati követelményeket kell támasztani és alkalmazni?

A híradástechnika kapcsolóit három főcsoportra lehet osztani:

1. hálózati kapcsolók 5 Amper terhelhetőségig,
2. kisméretű kapcsolók, különleges kivitelben 30 MHz-ig,
3. nagyfrekvenciás kapcsolók 300 MHz-ig.

1. Hálózati kapcsolók

Ezek a kapcsolók többnyire 1—3 pólusú bilenő, nyomógombos, vagy forgatható kivitelűek. A kiviteli formákat és a felerősítési módokat szabványosították (DIN 49 210, 49 212, 49 213, 49 214, 49 215, 49 216). A kapcsoló házához és az érintkezők tartóhoz jól bevált a kerámia és a műanyag. Ezeket használják általánosan. Így 5000 Ω feletti szigetelési ellenállásokat lehet elérni, ami kielégítő.

A választott konstrukciótól függően az érintkezők sajtólással rézlemezről készülnek, kikészítésük rendszerint nikkelezés, ritkábban ezüstözés.

A forrcsúcsként kiképzett érintkezővégek nikkelezés esetén megtartják eredeti részfelületüket, ami a huzal hozzáfórasztását megkönnyíti. Szabványossá vált, hogy a csavaros hozzávezetések esetén a hozzávezetési helyeket nikkelezik.

Hogy nagy kapcsolási teljesítményeket lehetessen elérni és közben az érintkezők melegezése minimumra korlátozódjon, billenő kapcsolók esetén a kapcsoló tagok rugóval való előfeszítése szükséges. Forgó kapcsolóknál olyan érintkező elrendezést választanak, hogy az érintkezők rugónyomása kb. 350 gramm legyen.

Az érintkezők érintkezési felületén a fellépő mechanikus erőhatásokból származó öntisztító hatás korlátozott. Ez minden esetben elegendő, ha a kapcsolási teljesítmény kapcsolópáronként több mint 1 watt. De nem elégséges akkor, ha a kapcsolót egyszerű kapcsolások elvégzésére használjuk, ahol kis teljesítmények, illetve kis feszültségek kapcsolása szükséges, mert ilyenkor az átmeneti ellenállás állandósága szerepet játszik. Ilyen kapcsolási folyamatok gyakran lépnek fel vizsgáló berendezésekben és átviteltechnikai berendezésekben a kisfrekvenciás tartományban. Abban az esetben, ha az átmeneti ellenállást gyakori terhelésváltozás esetén 30 mΩ körüli szűk határok között akarjuk tartani, elkerülhetetlen, hogy olyan kapcsoló elrendezést válasszunk, melynél nagyobb fokú öntisztító hatás lép fel. Ilyenre például a cikk befejező részében hozunk.

Ha a forgókapcsolók érintkező felületeit ezüstözzük, ezek mérsékelt követelmények esetén kis és középfrekvenciás célokra is megfelelnek. E típus kiforrottnak tekinthető.

2. Kis- és középfrekvenciás kapcsolók

A kisfrekvenciás kapcsolók többnyire alacsony teljesítményeket kapcsolnak, viszont a velük szemben támasztott állandósági követelmény igen nagy, mert több mint egy millió igénybevétel után is biztonsággal teljesíteniük kell az 50 mΩ alatti átmeneti ellenállást. Ennek következtében a kapcsolásnál döntő az öntisztítás. Az öntisztítást billenő és nyomógombos kapcsolóknál az érintkező felületek egymásracsúszásával érik el. Az érintkező felületek nemesfém-ből készülnek, de ennek ellenére is tisztogatásra szorulnak. Ezért újabban olyan típusokat gyártanak, melyek úgy építhetők be a berendezésbe, hogy minden érintkezőpár a leginkább hozzáférhető előlapról tisztítható és utána szabályozható. Forgókapcsolóknál a jelenleg szokásos kivitelekben az öntisztító hatást vagy azáltal érik el, hogy

a) a forgó érintkezők az álló érintkezőkön és érintkező gyűrűkön csúsznak, vagy azáltal, hogy

b) a rotor kapcsolókései álló kanálérintkezőkön csúsznak, vagy azáltal, hogy

c) a rotor dudoros érintkezői a sztátor érintkező rugóin csúsznak.

További alapvető követelmény az egyes érintkezők elégséges elszigetelése egymástól és a felerősítéstől, valamint a tengelytől.

A szigetelést 72 órai 60–75%-os relatív nedvességtartalmú, 20–25 °C hőmérsékletű légtérben való tárolás után szokásos mérni és elégséges, ha ez 500 MΩ felett van. Hidkapcsolásokban, kompenzációs berendezésekben, hitelesítő áramkörökben és egyéb hasonló helyeken olyan kapcsolók szükségesek, melyeknél az átmeneti ellenállás értéke 6 mΩ alatt van és állandósága ± 2 mΩ, mivel ennek lényeges befolyása van magának a készüléknek a mérési pontosságára. A fenti értékeket akkor is tartani kell, ha a kapcsoló hosszabb időn keresztül ugyanabban a kapcsolóállásban marad. Ezekre a célokra különleges kivitelű kapcsolókat gyártanak, melyeket külön jósági osztályba sorolnak a következő vizsgálati előírásokkal:

1. Az érintkező rugónyomásnak, 2–5 kg/cm² specifikus nyomásnak megfelelően, rugókötegenként 200–250 g között kell lennie.

2. Az átmeneti ellenállásnak két áramhozátvezetés között 6 mΩ-ot nem szabad túllépnie és többszöri átkapcsolás után is ± 2 mΩ-ra reprimálhatónak kell lennie.

3. A szigetelési ellenállásnak az egyes érintkezőforrcsúcsok között, valamint az egyes érintkezőforrcsúcsok és a csúszógyűrű között, továbbá, az érintkezőforrcsúcsok és a tengely között nagyobbak kell lennie, mint 10 000 MΩ, 20 °C 5 °C hőmérsékletű és 60–70% relatív nedvességtartalmú környezet esetén.

4. Minden érintkező felületet a mechanikai megmunkálás után széntetrakloriddal kell tisztítani majd ezt követően kapcsolózsírral pl. (Netz, aselin Nr. 528 S) kell vékonyan bekenni.

5. Minden egyes kapcsolót a járás finomságát illetően karcolási, vagy egyéb mellékzajokra egydileg kell vizsgálni és a vizsgálatok után pormentes csomagolásban kell raktárra tenni.

A háromállású billenőkapcsolókra vonatkozó német szabványok a következők: DIN 41 020; 41 030, ezek érintkezőrugóinak szabványai: DIN 41 010 és 41 011. Egyes állásokban reteszelt, fenti követelményeknek eleget tevő kapcsolók szabványai DIN 41 031.

A kisfrekvenciás technikában használt forgókapcsolók többnyire mint sokállású kapcsolók vannak felépítve. Kapcsolási szögüknek megfelelően maximálisan 12, 14, 16, 20, 24, 26, 30, 35 és 55 érintkezővel, vagy maximálisan 16 érintkezőpárral kereskedelmiileg kapható kivitelben.

(Folyt. köv.)