SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR
10.165

XIII. ÉVFOLYAM 3. SZÁM, 81—120 OLDAL
BUDAPEST, 1962. JÚNIUS HÓ 3

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

1962. június, XIII. évfolyam, 3. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Felelős szerkesztő:
Balogh Pál
V., Október 6 u. 7.
Telefon: 183-772

Szerkesztő:
Boglár Gyula
XI., Fehérvári út 70.
Telefon: 268-840

Szerkesztőségi munkatárs:
dr. Antal Józsefné
V., Arany János u. 24.
Telefon: 318-553

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Titkársága:
V., Szabadság tér 17.
Telefon: 113-027

Előfizetési ár egész évre 30 Ft
Egyes szám ára 5 Ft
Megjelenik kéthavonként

TARTALOM

Radványi Jenő: Szűrőméretezés üzemi paraméterek szerint 81

Huszty Dénes: Korszerű, közvetlensugárzó, dinamikus hangszórók tervezésének és kivitelezésének néhány szempontja 90

Gonda Gábor: Felharmonikusokat tartalmazó periodikus jelek eredő fázishelyzetének meghatározása 101

Bódi Sándor: Lépcsőfeszültség előállítása négyszögfeszültség generátorok segítségével, elektromos paramétertől függő jelleggörbék oszcillografálásához 107

Poszler Lászlóné: Mikrohullámú ferritek telítési indukciójának alakulása az égetési körülmények függvényében 111

Könyvismertetések 113

Tartalmi összefoglalások 117

Обобщение на русском языке 117

Zusammenfassungen in deutscher Sprache 118

Résumés des articles en langue française 118

Summaries in English 119

HÍRADÁSTECHNIKA
Felelős szerkesztő: Balogh Pál — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113-450
Felelős kiadó: Solt Sándor — Megjelent: 1300 példányban
Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál
Előfizetési díj: félévre 15 Ft, egész évre 30 Ft. Egyes szám ára: 5 Ft. Megjelenik kéthavonta — Csekkszámlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára
A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest 62.

62.752 — Egyetemi Nyomda, Budapest, Dohány utca 12 — F. v.: Janka Gyula

OMSZ MŰSZAKI KÖNYVTÁR

Szűrőméretezés üzemi paraméterek szerint

RADVÁNY JENŐ
Beloiannisz Híradástechnikai Gyár
a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja

ETO 621.372.54.001.24

Bevezetés

Szűrőnek általában azokat a tiszta reaktanciákból— nagy jóságú tekercsekből és kondenzátorokból — felépített négypólusokat nevezzük, melyeknek az a feladatuk, hogy bizonyos frekvencia sávot vagy sávokat áteresszenek, másokat pedig visszatartsanak. Pontosabban, bizonyos frekvenciatartományban a csillapításuk előírtan kicsiny, bizonyos tartományban pedig előírtan nagy legyen. A szűrőkapcsolások méretezésére két módszer ismeretes. A hullámparaméteres méretezés és az üzemi paraméteres méretezés. Az előbbi, mely bizonyos megkötéseket ír elő a paraméterek felvételében, közismert és fejlődésében az elméletileg egyszerűbb és általánosabb üzemi paraméteres méretezést jóval megelőzte. Ennek az az oka, hogy számítás-technikailag a hullámparaméteres méretezés sokkal kevesebb nehézséget okoz. Az üzemi paraméteres méretezés esetén fellépő hosszadalmas numerikus számítás nem volt arányban a tervezett szűrő jobb karakterisztikájával, illetőleg az adott előírások gazdaságosabb megvalósításával. Az üzemi paraméteres méretezés elvileg már a harmincas évek végén kidolgozást nyert és már régen lezárt klasszikus eljárásnak számít, de csak az utóbbi évtizedben terjedt el világszerte az elektronikus számológépek fejlődését követve. Már Darlington is megjósolta 1938-ban megjelent, e módszert tárgyaló doktori értekezésében, hogy az eljárás az elkövetkezendő időkben a számológépek tökéletesedésével fog világszerte előtérbe lépni. E közlemény célja, hogy az olvasókat bevezesse az üzemi paraméteres méretezés elvi alapjaiba és gyakorlati problémáiba.

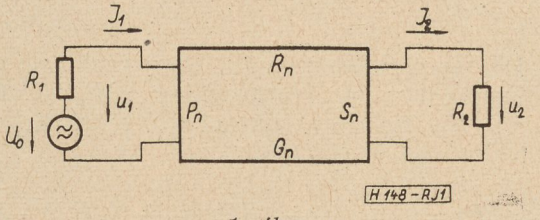
Az üzemi paraméteres méretezési eljárás három lépésből áll. Először fel kell vennünk egy csillapítás függvényt, mely az előírásoknak megfelel, és amely reaktáns négypólussal megvalósítható. Másodszor meg kell határoznunk a csillapítás függvényből a négypólus valamely paraméter-készletét úgy, hogy a négypólus ekvivalenciáig meghatározott legyen. Végül a négypólus paraméter készletéből meg kell határoznunk a négypólus valamely lehetséges kapcsolását és ki kell számítanunk a kapcsolási elemek értékét. Az alábbiakban, az eljárás ismertetésében nem ragaszkodunk ehhez a sorrendhez, hanem első pontként a négypólus paraméterek meghatározását ismertetjük egy adott üzemi csillapítás függvényéből.

A négypólus paraméterek meghatározása

Legyen az 1. ábrán látható négypólus karakterisztikája

$$U_1 = P_n U_2 + R_n I_2$$
$$I_1 = G_n U_2 + S_n I_2 \qquad (1)$$

egyenletrendszerrel megadva. P_n, R_n, G_n, és S_n a négypólus láncparaméterei. U_0 és R_1 a generátor forrásfeszültsége, illetőleg belső ellenállása, R_2 a terhelés U_1, I_1 az áram és feszültség a bemenő kapcsokon. U_2, I_2 az áram és



1. ábra

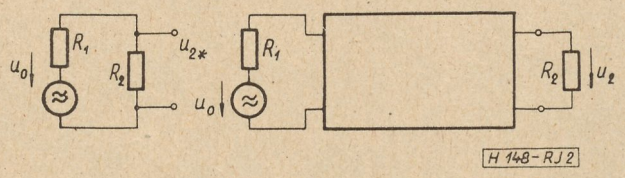
feszültség a kimenő kapcsokon. A pozitív irányok az ábrán láthatók és megfelelnek az ún. átmenő nyílazásnak. Mint ismeretes, a láncparaméterek között a passzív és reciprok négypólusokra jellemző

$$P_n S_n - R_n G_n = 1 \qquad (2)$$

összefüggés érvényes. A négypólus csillapítás karakterisztikáját jellemezzük a komplex beiktatási csillapítással. Komplex beiktatási csillapításon a

$$g_b = l_n \frac{U_{2*}}{U_2} \qquad (3)$$

egyenlettel meghatározott mennyiséget értjük, (2. ábra), ahol U_2 a szekunder kapcsokon levő R_2 ellenálláson jelentkező komplex feszültség, U_{2*} az a feszültség, mely az R_2-n akkor lépne fel, ha a generátort a négypólus kiiktatásával közvetlenül a szekunder ellenállásra kötnénk.



2. ábra

$$g_b = a_b + jb_b \tag{4}$$

ahol a_b tényleges beiktatási csillapítás, b_b a beiktatási fázisforgatás. Az $\frac{U_{2*}}{U_2}$ hányadost (1) szerint az

$$\frac{U_0}{U_{2*}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \qquad \frac{U_0}{U_1} = \frac{R_1 + W_1}{W_1}$$

és az

$$\frac{U_1}{U_2} = P_n + R_n \frac{1}{R_2} \tag{5}$$

összefüggésekből határozhatjuk meg. W_1 a szekunder kapcsokon R_2 ellenállással lezárt négypólus bemenő kapcsain jelentkező impedancia, melynek értékét a

$$W_1 = \frac{P_n R_2 + R_n}{G_n R_2 + S_n} \tag{6}$$

egyenlet határozza meg. A (3), (5) és (6) egyenletekből felírható a komplex beiktatási csillapítás értéke a láncparaméterekből kifejezve.

$$e^{g_b} = \frac{1}{(R_1 + R_2)} [P_n R_2 + R_n + G_n R_1 R_2 + S_n R_1] \tag{7}$$

Ha figyelembe vesszük, hogy reaktáns négypólusoknál valós frekvenciákra a P_n, S_n tiszta valós, R_n, G_n tiszta képzetes értékek, felírható a valós csillapításra az

$$e^{2a_b} = \frac{1}{(R_1 + R_2)^2} [(P_n R_2 + S_n R_1)^2 - (R_n + G_n R_1 R_2)^2] \tag{8}$$

összefüggés. Ha feltételezzük, hogy az e^{2a_b} függvény

$$e^{2a_b} = \Lambda^2 + K\overline{K}$$
$$K = K(p) \tag{9}$$
$$K = K(\bar{p})$$

alakú, ahol

$$\Lambda^2 = \frac{4 R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2}$$

akkor

$$e^{2a_b} - K\overline{K} = \Lambda^2 = \frac{4R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} = \frac{4R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} (P_n S_n - G_n R_n)$$

és a négyzetreemelést elvégezve

$$e^{2a_b} = \frac{1}{(R_1 + R_2)^2} [(P_n^2 R_2^2 + 2P_n S_n R_1 R_2 + S_n^2 R_1^2) - (R_n^2 + 2 R_n G_n R_1 R_2 + G_n^2 R_1^2 R_2^2)]$$

kapjuk, hogy

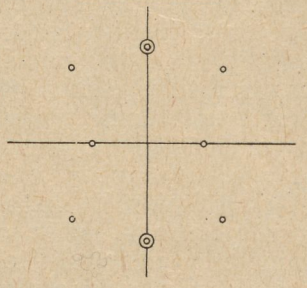
$$K\overline{K} = \frac{1}{(R_1 + R_2)^2} [(P_n R_2 + S_n R_1)^2 - (R_n G_n R_1 R_2)^2] =$$
$$= \frac{1}{(R_1 + R_2)^2} (P_n R_2 + R_n - G_n R_1 R_2 - S_n R_1) \cdot (P_n R_2 - R_n + G_n R_1 R_2 + S_n R_1) \tag{10}$$

R_1 és R_2 értékét úgy kell megválasztani, hogy $e^{2a_b} - \Lambda^2$ minden valós frekvencia pozitív legyen.

Figyelembe véve, hogy P_n S_n valós, R_n G_n képzetes, láthatjuk, hogy a szorzat két zárójeles tagja egymás konjugált értéke, tehát felvehetjük az előbbiekkel egybehangzóan, hogy

$$K = \frac{1}{R_1 + R_2} [P_n R_2 + R_n - G_n R_1 R_2 - S_n R_1] \tag{11}$$

Felhasználva, hogy P_n S_n valós frekvenciákra valós, azaz $p = j\omega$-nak páros, R_n G_n tiszta képzetes, azaz p-nek páratlan függvénye, az e^{g_b} és a K függvényből a láncparaméterek meghatározhatók.



3. ábra

Tételezzük fel az alábbiakban, hogy a beiktatási csillapítás függvényt a

$$e^{2a} = \frac{N(p^2)}{P(p^2)} \tag{12}$$

egyenlet határozza meg. N és P a p változónak páros polinómjai. A (12) egyenlet az általánosságnak semmi megszorítását nem jelenti, ha ugyanis a nevező nem teljes négyzet, mindig azzá tehető a tört bővítésével. A tört páros volta abból következik, hogy az e^{2a_b} függvény valós frekvenciákra valós. A fentiek szerint a N függvény

$$N = \varrho (p_1^2 - p^2)(p_2^2 - p^2) \ldots (p_n^2 - p^2) \tag{13}$$

alakú. ϱ egy valós állandó, a p_i-k pedig vagy valósak, vagy konjugált párokban fordulnak

elő. Tehát az N polinómnak a gyökei vagy a valós tengelyen fekszenek pozitív-negatív párokban, vagy szimmetrikus négyesekben, a komplex sík négy negyedében, vagy a képzetes tengelyen kettős gyökpár formájában. Válasszuk ki a negatív valós részű gyököket, a képzetes tengelyen levő gyököket megfelezzük. Képezzünk ezekből a gyökökből polinómot és válasszuk szét e polinóm páros és páratlan részét, az alábbi egyenlet szerint:

$$A(p^2) + pB(p^2) = (p_1 - p)(p_2 - p) \dots (p_n - p) \tag{14}$$

A (7), (8), (13) és (14) egyenlet egybevetéséből következik, hogy

$$e^{g_b} = \left[\frac{A(p^2)}{P(p^2)} + \frac{pB(p^2)}{P(p^2)}\right] \tag{15}$$

Továbbá

$$\frac{1}{R_1 + R_2}(P_n R_2 + S_n R_1) = \frac{A(p^2)}{P(p^2)} \tag{16}$$

és

$$\frac{1}{R_1 + R_2}(R_n + G_n R_1 R_2) = \frac{pB(p^2)}{P(p^2)} \tag{17}$$

Az előbbiek szerint az e^{2a_b} függvényből meghatározhatjuk a K függvényt.

$$e^{2a} - \frac{4R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} = \frac{N - \dfrac{4R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} P^2}{P^2} =$$

$$= \frac{J'^2 (p_1'^2 - p^2)(p_2'^2 - p^2) \dots (p_n'^2 - p^2)}{P^2} =$$

$$= \frac{J'(p_1' - p)(p_2' - p) \dots (p_n' - p)}{P} \cdot$$

$$\cdot \frac{J'(p_1' + p)(p_2' + p) \dots (p_n' + p)}{P} \tag{18}$$

Írjuk fel az alábbi összefüggést:

$$A'(p^2) + pB'(p^2) =$$

$$= J'(p_1' - p)(p_2' - p) \dots (p_n' - p) \tag{19}$$

A J előjelét tetszés szerint választhatjuk meg, a p_n'-k reális részei pozitív vagy negatív előjelűek is lehetnek. A (18) és (19) egyenleteket összehasonlítva a (10) és (11) egyenletekkel, az alábbi összefüggéseket kapjuk:

$$K = \frac{A'(p_2)}{P(p^2)} + \frac{pB'(p^2)}{P(p^2)} \tag{20}$$

$$\frac{1}{R_1 + R_2}(P_n R_2 - S_n R_1) = \frac{A'(p^2)}{P(p^2)} \tag{21}$$

és

$$\frac{1}{R_1 + R_2}(R_n - G_n R_1 R_2) = \frac{pB'(p^2)}{P(p^2)} \tag{22}$$

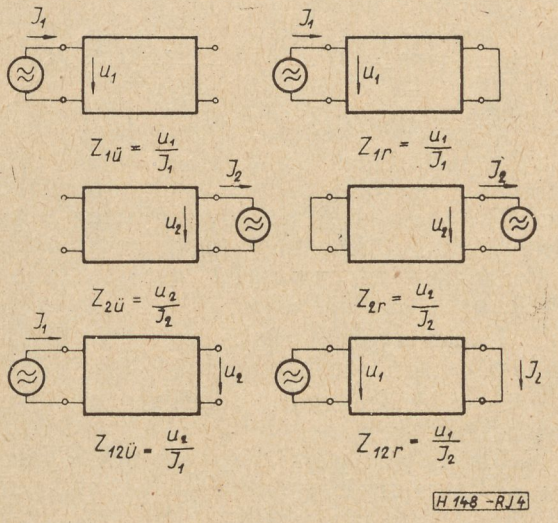
A (16), (17), (21) és (22) egyenletekből meghatározhatjuk a láncparaméterek értékeit.

$$P_n = \frac{R_1 + R_2}{R_2}\frac{A + A'}{2P} \qquad S_n = \frac{R_1 + R_2}{R_1}\frac{A - A'}{2P}$$

$$R_n = (R_1 + R_2)\frac{B + B'}{2P}$$

$$G_n = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}\frac{B - B'}{2P} \tag{23}$$

Tekintettel arra, hogy az 1. ábra irányfelvétele mellett a négypólus üres és rövidzárási bemenő, valamint kölcsönös impedanciái (4. ábra)



4. ábra

$$T_{1ü} = \frac{P_n}{G_n}, \quad Z_{1r} = \frac{R_n}{S_n}, \quad T_{12ü} = \frac{1}{G_n}$$

$$Z_{2ü} = \frac{S_n}{G_n}, \quad Z_{2r} = \frac{P_n}{P_n}, \quad Z_{12r} = R_n \tag{24}$$

e mennyiségekre az alábbi értékeket kapjuk:

$$Z_{1ü} = R_1 \frac{A + A'}{p(B - B')}, \quad Z_{1r} = R_1 \frac{p(B + B')}{A - A'}$$

$$Z_{2ü} = R_2 \frac{A - A}{p(B - B')}, \quad Z_{2r} = R_2 \frac{p(B + B')}{A + A'} \tag{25}$$

$$Z_{12ü} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\frac{2P}{p(B - B')}$$

$$Z_{12r} = \frac{R_1 + R_2}{2}\frac{p(B + B')}{P}$$

Ezekkel az egyenletekkel olyan négypólus paraméter készleteket határoztunk meg, melyek megvalósítása esetén a négypólus beiktatási csillapítása a felvett e^{2a_b} szerinti lesz.

Az előzőek után egy feladatunk van még hátra. Vizsgáljuk meg, hogy az így kapott impedanciák fizikai négypólusokkal megvalósíthatók-e. Darlington (I) szerint egy négypólus akkor valósítható meg, ha a primer és szekunder üres és rövid-zárási impedanciák

önmagukban külön-külön kétpólussal megvalósítható impedancia függvények. A transzfer impedanciáknak nem kell önmagukban megvalósítható impedancia függvényeknek lenniök, de tegyenek eleget az alábbi összfüggésnek:

$$Z_{1ü}Z_{2ü} - Z_{12ü}^2 = Z_{1ü}Z_{2r} = Z_{2ü}Z_{1r} = Z_{12ü}Z_{12r} \quad (26)$$

Tekintettel arra, hogy az impedancia függvényeket a láncparaméterekből származtattuk, a (26) szerinti összefüggéseknek fenn kell állniok, ha a láncparaméterek eleget tesznek a (2) alatti azonosságnak. E feltétel teljesítése behelyettesítéssel megállapítható, ha alkalmazzuk a (13), (14), (18) és (19) képletekből adódó

$$A'^2 - p^2B'^2 = A^2 - pB^2 - \frac{4R_1R_2}{(R_1+R_2)^2}P^2 \quad (27)$$

összefüggést. Be kell még bizonyítanunk, hogy a bemeneti impedanciák külön-külön megvalósítható reaktáns négypólusok impedanciái, azaz Brunne szerinti pozitív reális függvények. Brunne kimutatja, hogy egy megvalósítható impedancia függvény eleget tesz az alábbi feltételeknek:

1. Összes gyökei negatív valós részű konjugált párokban fordulnak elő.

2. A valós frekvencia tengelyen a függvény reális része nem negatív értékű.

Bebizonyítható, ha A és B p-nek olyan páros polinómjai, hogy a pB-nek nincs pozitív reális részű gyöke, akkor $\frac{pB}{A}$ megvalósítható reaktancia függvény. E tétel igazságát belátjuk, ha meggondoljuk, hogy a

$$\frac{A}{A+pB}$$

kifejezés pozitív reális függvény, mert pólusai a bal félsíkon fekszenek és a kifejezés reális része nem negatív valós frekvenciákon. Tekintve, hogy egy pozitív reális függvénynek a reciproka is pozitív reális függvény,

$$1 + \frac{pB}{A}$$

is az és ezzel együtt $\frac{pB}{A}$ is, mivel egy pozitív reális függvény e tulajdonságát nem veszti el, ha egy állandót vonunk ki belőle és ezzel a függvény nem lesz negatív a reális frekvencia tengelyen. Alkalmazva e tételt, a (25) képletekből kapható bemenő impedancia függvényekre, igazolnunk kell, hogy az

$$(A \pm A') \pm p(B \pm B')$$

kifejezésnek nincs pozitív reális részű gyöke' azaz az

$$\frac{[(A \pm A') + p(B + B')]}{A + pB}$$

kifejezés pozitív reális függvény. Bebizonyítható a (27) egyenlet felhasználásával, hogy a kifejezés reális része valós frekvencián nem negatív. Tehát a függvény pozitív reális függvény, ha pozitív valós részű pólus-helye nincsen, ami biztosítva van azáltal, hogy az $A + pB$ polinómot az N polinóm negatív valós részű gyökeiből építettük fel.

Az $A' + pB'$ polinóm felépítésénél minden gyökpárból, illetve gyök-négyesből a pozitív valós részű gyököt, illetve gyökpárt is választhatjuk, továbbá az J' előjele pozitív és negatív is lehet. Így a K függvény fokszámától függően a feladatnak több megoldása van, azaz több olyan négypólus paraméter készletet tudunk felírni, melyek ugyanazt a beiktatási csillapítás menetet adják. Ezenkívül a megoldások száma azáltal is tetszés szerint növelhető, hogy az $e^{2a_b} = \frac{N}{p^2}$ kifejezés számlálóját és nevezőjét ugyanazzal a polinómmal szorozzuk. Az így kapott szűrő az eredetitől csak fázisforgatásban különbözik. Igazolható továbbá, hogy ez megfelel annak, ha a kiszámított szűrővel egy mindent áteresztő szűrőt kapcsolunk sorba.

Alkalmas csillapítás-függvény kiválasztása

Mint az előzőekben megállapítottuk, egy általánosan felvett e^{g_b} függvényhez a legegyszerűbb megvalósítási formában is több négypólus tartozik. Más szóval a sorba kapcsolt mindentáteresztő szűrőtől mentes, ún. minimális fázisforgatású kapcsolásokból is több létezik, mely eleget tesz a felvett e^{2a_b} karakterisztikának. Ha veszteségmentes elemekből felépített szűrőt tervezünk — pontosabban a veszteségek oly kicsinyek, hogy a tervezésnél hatásukat nem kell figyelembe venni — a fenti megoldások számát egyetlenre, illetőleg annak impedancia-admittancia duáljára korlátozhatjuk, ha az e^{2a_b} függvényt speciálisan vesszük fel. Az előzőekből könnyen belátható, hogy ez akkor és csakis akkor következik be, ha a $K \cdot \bar{K}$ polinómnak nincs valós résszel rendelkező gyöke, azaz a $K \cdot \bar{K} = 0$ egyenlet gyökei valamennyien a fizikai frekvencia tengelyen fekszenek. Ha K a p-nek páros, ill. páratlan függvénye, akkor $K \cdot \bar{K} = K^2$, illetőleg $K \cdot \bar{K} = -K^2$, azaz $\bar{K} = K$ illetőleg $\bar{K} = -K$. Ha szükség esetén a kifejezést p-vel bővítjük, az általánosság korlátozása nélkül felvehetjük, hogy a nevező páros függvény. És ekkor a számláló

$$N' = (p^2 + \delta_1^2)(p^2 + \delta_2^2) \ldots\ldots (p^2 + \delta_n^2) \quad (28)$$

vagy

$$N' = p(p^2 + \delta_1^2)(p^2 + \delta_2^2) \ldots\ldots (p^2 + \delta_n^2) \quad (29)$$

alakú. Ha a δ_i értékek valósak, a fenti feltétel teljesítve van, úgyhogy az adott e^{2a_b} beiktatási csillapítás függvényhez adott R_1 és R_2 lezáró ellenállások mellett csak egyetlen ekvivalenciáig meghatározott legegyszerűbb felépítésű négypólus tartozik. Tekintve, hogy ez esetben

$$B'(p^2) = 0 \tag{30}$$

illetőleg

$$A'(p^2) = 0$$

páros esetben az impedancia paraméterek

$$Z_{1ü} = R_1 \frac{A + A'}{pB} \qquad Z_{1r} = R_1 \frac{pB}{A - A'}$$

$$Z_{2ü} = R_2 \frac{A - A'}{pB} \qquad Z_{2r} = R_2 \frac{pB}{A - A'} \tag{31}$$

páratlan esetben pedig

$$Z_{1ü} = R_1 \frac{A}{p(B - B')} \qquad Z_{1r} = \frac{p(B + B')}{A}$$

$$Z_{2ü} = R_2 \frac{A}{p(B - B')} \qquad Z_{2r} = \frac{p(B + B')}{A} \tag{32}$$

értékűek. Ha az 1, illetve 2 oldali impedancia értékeket a hozzájuk tartozó lezáró ellenállásokra normáljuk, kapjuk, hogy páratlan esetben

$$Z_{1ü} = Z_{2ü} \qquad Z_{1r} = Z_{1r} \tag{33}$$

$$Z_i = \frac{Z_i}{R_i}$$

míg páros esetben

$$Z_{1ü} = \frac{1}{Z_{2r}} \quad \text{és} \quad Z_{1r} = \frac{1}{Z_{2ü}} \tag{34}$$

Célszerű tehát az első esetet szimmetrikus, míg a másik esetet antimetrikusnak nevezni. Abban a gyakorlatilag érdektelen esetben, mikor a δ_i-k képzetesek, vagy komplexek, az előbbiekhez hasonló megfontolások után azonos eredményre jutunk. Mindent egybevetve megállapíthatjuk, hogy szimmetrikus, ill. antimetrikus kapcsolásoknál, adott lezáró ellenállások mellett, a szűrő négypólus az üzemi csillapítás függvényből ekvivalenciáig meghatározott.

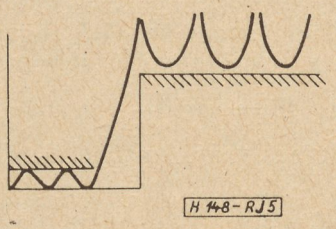
Az eddigi megfontolások minden reaktív, passzív négypólusra vonatkoztak. Szűrő esetében a karakterisztikus függvényt, mely szimmetrikus, illetőleg antimetrikus esetben

$$K = A \frac{p(p^2 + \delta_1^2)(p^2 + \delta_2^2)\ldots(p^2 + \delta_n^2)}{(p^2 + \varphi_1^2)(p^2 + \varphi_2^2)\ldots(p^2 + \varphi_k^2)} \tag{35}$$

illetőleg

$$K = A \frac{(p^2 + \delta_1^2)(p^2 + \delta_2^2)\ldots(p^2 + \delta_n^2)}{(p^2 + \varphi_1^2)(p^2 + \varphi_2^2)\ldots(p^2 + \varphi_k^2)} \tag{36}$$

alakú, úgy kell felvennünk, hogy a δ_i-k a szűrő praktikus áteresztő tartományába a φ_i-k pedig a zárótartományába essenek. Aluláteresztő szűrő esetében a δ_i frekvenciá kegy adott érték alatti tartományban, a φ_i-k egy adott érték feletti tartományban fekszenek és úgy kell számukat, valamint értéküket megválasztani, hogy a szűrő mind az áteresztő-, mind a zárótartományban a csillapítás előírásokat teljesítse. Az irodalomban leggyakrabban tárgyalt eset az az előírás, hogy az áteresztő tartományban a csillapítás legyen egy adott érték alatt, a zárótartományban pedig egy adott érték felett (5. ábra). Ez a záró és áteresztő tartománybeli csillapításnak egyidejű csebisevi megközelítése, egy tetszetős a Jakobi-féle elliptikus függvényeket felhasználó transzformációval zárt formában tárgyalható, de a gyakorlatban ritkán adja a legjobb megoldást. A legritkább eset ugyanis, hogy egy szűrő zárótartományában minden frekvencián azonos csillapítás igények legyenek; az áteresztőtartományban viszont általában



5. ábra

követelmény a csebisevi jellegű csillapítás. Tekintettel erre a körülményre, továbbá arra, hogy megfelelő pontosságú Jakobi-féle elliptikus függvény-táblázat a hozzátartozó segédtáblázatokkal együtt nem könnyen beszerezhető, ismertetünk egy Darlington-tól származó módszert, mely alkalmas arra, hogy tetszés szerinti zárótartomány mellett csebisevi jellegű áteresztőtartományt érjünk el. Az eljárást aluláteresztő szűrőre ismertetjük, melyből felüláteresztő- és sávszűrő közismert módon származtatható az

$$\Omega = \frac{f}{f_0} \tag{37}$$

ill.

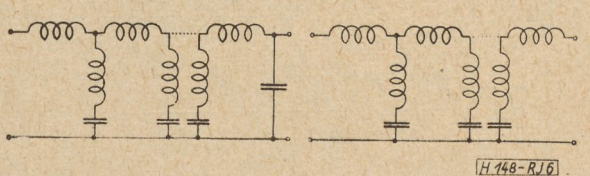
$$\Omega = \frac{f^2 - f_A f_F}{(f_F - f_A) f} \tag{38}$$

frekvencia transzformációkkal.

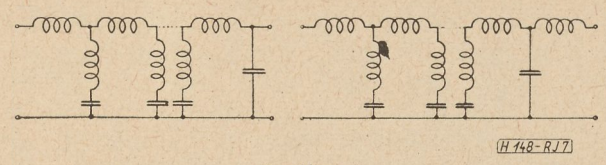
Az áteresztőtartományban csebisevi jellegű karakterisztikus függvény meghatározása

Legyen a tervezendő szűrő szimmetrikus (6. ábra), illetőleg antimetrikus (7. ábra) kapcsolású. Rendeljünk a szűrőhöz egy hullámparaméter módszer szerint tervezett referens szűrőt, mely a tervezendő szűrővel az alábbi kapcsolatban áll:

A referens hullámszűrő fokszáma legyen a tervezendő szűrőnél féllel nagyobb, azaz a szűrő fokszámának megfelelő hullámszűrőhöz illesszünk egy fél Wagner-alaptagot. Így a refe-



6. ábra



7. ábra

rens szűrő szimmetrikus lesz, ha a tervezendő szűrő antimetrikus, antimetrikus lesz, ha a tervezendő szűrő szimmetrikus (6., 7. ábra). Legyen továbbá a referens szűrő elméleti határfrekvenciája azonos a tervezendő szűrő gyakorlati áteresztőtartományának határfrekvenciájával. A tervezendő szűrő K függvénye pedig legyen, ha a referens szűrő szimmetrikus

$$K = \sqrt{e^{2a_m} - 1} \cdot \operatorname{ch} g_0 \qquad (39)$$

és ha a referens szűrő antimetrikus,

$$K = \sqrt{e^{2\,a_m} - 1} \cdot \operatorname{ch}\left(g_0 - \mathrm{j}\frac{\pi}{2}\right),$$

ahol a_m az áteresztőtartományban megadott maximális csillapítás, g_0 pedig a referens szűrő hullámcsillapítása. (Komplex csillapítás.) A beiktatási csillapítás függvényt pedig az

$$e^{2a} = \frac{4R_1R_2}{(R_1 + R_2)^2}\left[1 + (e^{2a_m} - 1)\operatorname{ch}^2 g_0\right] \qquad (40)$$

illetve

$$e^{2a} = \frac{GR_1R_2}{(R_1 + R_2)^2}\left[1 + \left(e^{2\,a_m} - 1\right)\operatorname{ch}\left(g_0 - \mathrm{j}\frac{\pi}{2}\right)\right]$$

összefüggés adja. Az áteresztőtartományban a g_0 tiszta képzetes lévén $\mathrm{j}\varphi_0$ alakú, a ch g_0 kifejezés cos φ_0-ba megy át, így a beiktatási csillapítás minimumára az

$$a_{m0} = \frac{1}{2}\ln\frac{4R_1R_2}{R_1 + R_2} \qquad (41)$$

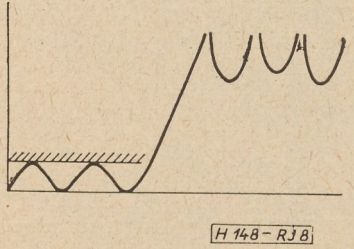
maximumára pedig az $a_{m0} + a_m$ értéket kapjuk. Válasszuk szimmetrikus esetben az R_1 és R_2 ellenállást egyenlő értékűre, antimetrikus esetben pedig úgy, hogy

$$a_{m0} = a_m \qquad (42)$$

azaz

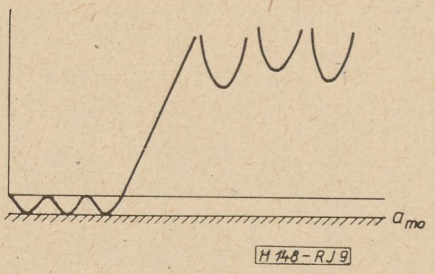
$$\sigma_{12} = \frac{R_1}{R_2} = 2e^{-2a_m} - 1 \pm 2e^{-2a_m}\sqrt{1 - e^{2a_m}} \qquad (43)$$

Ezzel a választással a szimmetrikus szűrő csillapítás menetét a 8. ábra, az antimetrikusét



8. ábra

a 9. ábra mutatja. A szűrő zárótartománybeli csillapítására az alábbi jó közelítő formula vezethető le



9. ábra

$$\Delta = a_b - a_0 = \ln 2 + \frac{1}{2}\operatorname{ch}\frac{1}{2^{2a_m} - 1} \qquad (44)$$

abból az elhanyagolásból, hogy $\frac{2\operatorname{ch} a_m}{e^{a_m}} \approx 1$. A tervezendő szűrő zárótartománybeli diszkriminációját Δ értékkel kell növelni, hogy megkapjuk a referens szűrő hullámcsillapítás előírásait.

A hullámszűrőt könnyen méretezhetjük a Rumpelt-sablon eljárás (III) segítségével, melyet közismert voltára tekintettel itt részletesen nem ismertetünk. Azok számára, akik előtt az eljárás e néven nem ismeretes, csak annyit jegyzünk meg, hogy e méretezés a

$$y(\gamma) = \ln \operatorname{cth}\frac{\gamma}{2} \qquad (45)$$

függvény segítségével történik, mely a szűrőméretezési könyvekben, jegyzetekben és cikkekben vagy táblázat, vagy diagramm alakjában szerepel. Aluláteresztő szűrőnél a γ transzformált frekvencia képlete

$$\gamma = \frac{1}{2}\ln\frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \qquad (46)$$

Egy féltag csillapításmenetét az alábbi képletből kaphatjuk:

$$g_i = \frac{1}{2}\,y\,(\gamma - \mu_i) \qquad (47)$$

ahol μ_i a pólus frekvencia transzformált értéke.

$$x^2 = \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \qquad (48)$$

helyettesítéssel az egész szűrő csillapításmenetét az alábbi összefüggésekből kapjuk meg:

$$\operatorname{th} g_i = m_i x \qquad m_i = e^{-\mu} = \sqrt{\frac{\omega_i^2 - \omega_0^2}{\omega_i^2}} \qquad (49)$$

$$\sum g_i = g_0$$

és a tagok számát, valamint a m derivációs modulusok értékét próbálkozással határozhatjuk meg. A cth függvény összegképletét alkalmazva, a referens szűrő páros féltag száma esetében

$$\operatorname{cth}\left(g_0 + \mathrm{j}\frac{\pi}{2}\right) = \frac{1 + c_2x^2 + \ldots c_{2n}x^{2n}}{c_1x + c_3x^3 + \ldots c_{2n-1}x^{2n-1}}\,\mathrm{j} \tag{50}$$

páratlan féltag száma esetében

$$\operatorname{cth} g_0 = \frac{c_1x + c_3x^3 + \ldots c_{2n+1}x^{2n+1}}{1 + c_2x^2 + \ldots c_{2n}x^{2n}} \tag{51}$$

ahol a c_i-k a derivációs modulusokból alkotott elemi szimmetrikus készletek. (A derivációs modulusok összege, a kettős-, hármas- stb. -szorzatok összege.) Tekintettel arra, hogy a $\operatorname{cth} g_0 = \mathrm{j}\ \operatorname{ctg} \varphi_0$ függvény nullhelyei megegyeznek a $\operatorname{ch} g_0 = \cos \varphi_0$ függvény nullhelyeivel, a K függvény számlálójának gyökeit megkapjuk az

$$1 + c_2x^2 + \ldots . c_{2n}x^{2n} \tag{52}$$

illetve

$$c_1x + c_3x^3 + \ldots . c_{2n-1}x^{2n+1} = 0 \tag{53}$$

egyenletek megoldásával. Az egyenleteket x^2-re oldjuk meg, illetve második esetben az egyik x-re adódó gyök 0. A nevező gyökeit a pólusfrekvenciák adják. A K függvény (35, 36) alakjában a számláló gyökeit pedig $g_i = \frac{f_i}{f_0}$ helyettesítéssel a (48)-ból átrendezett

$$g_i^2 = \frac{x^2}{x^2 - 1} \tag{54}$$

képlet adja. A karakterisztikus függvény ismeretében kiszámíthatjuk a (9) összefüggésből az e^{2ab} függvényt és ebből az ismertetett módon az e^{ab} függvényt is. Végül meghatározhatjuk a szűrő tetszés szerinti négypólus-paraméter készletét.

Közelítő módszer az e^{2ab} gyökeinek meghatározására

Az egész üzemi paraméteres szűrőméretezésben a legnagyobb nehézséget az e^{2ab} kifejezés nullhelyeinek meghatározása okozza. Ez ugyanis egy $2n$ vagy $2n - 1$ fokú egyenlet megoldását jelenti, a gyakorlati esetekben rendszerint a páratlan fokszámú eset egy valós gyökén kívül a többi gyök konjugált komplex gyökpárokban fordul elő. Hogy az iterációs módszereket (Horner, Collatz) alkalmazni tudjuk, szükség van a gyökök valamely közelítő értékére. Ezeket legegyszerűbben úgy határozhatjuk meg, ha Darlington-t követve a referens szűrő összes derivációs modulusát egyenlőnek vesszük úgy, hogy megegyezzenek a tényleges szűrő derivációs modulusainak harmonikus középértékével, azaz

$$\frac{1}{m_x} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{m_i} \tag{55}$$

Ekkor az

$$1 + (e^{2a_m} - 1)\operatorname{ch}^2 g_0 = 0 \tag{56}$$

egyenletet az

$$1 \pm \mathrm{j}\sqrt{e^{2a_m} - 1}\operatorname{ch} g_0 = 0 \tag{57}$$

és

$$g_0 = \operatorname{arch}\left[\frac{\pm j}{\sqrt{e^{2a_m} - 1}}\right] \tag{58}$$

alakba rendezhetjük át. Ha a szűrő azonos tagokból van felépítve, akkor

$$g_0 = ng_i \quad \text{vagy} \quad g_0 = ng_i + \frac{\pi}{2}j \tag{59}$$

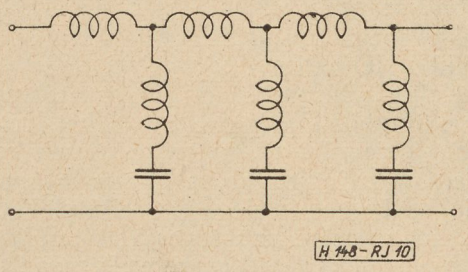
és a gyök értékét a

$$p = \frac{\omega_0 \operatorname{sh} g_0}{\sqrt{1 - (1 - m_x^2)\operatorname{ch} g_0}} \tag{60}$$

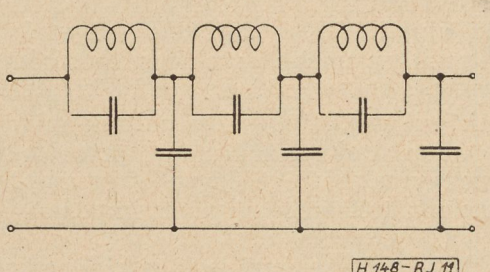
adja, ahol a négyzetgyöknek reális része pozitív legyen. Az így kapott gyökökből a pontos értéket az ismert iterációs módszerekkel meghatározhatjuk.

A szűrő kapcsolási paramétereinek meghatározása a négypólus paraméterekből

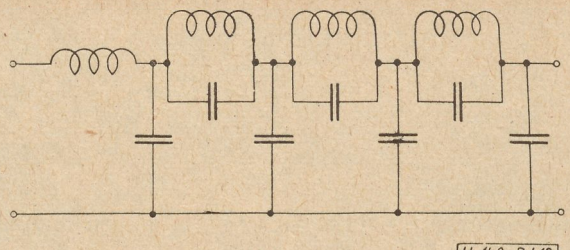
Feltételezve, hogy az adott négypólusnak létezik **L**-tagokból felépíthető megvalósítása, a kapcsolási paramétereket legcélszerűbben úgy határozhatjuk meg, hogy felvesszük előre a kapcsolást, majd meghatározzuk az egyes ágak impedancia függvényeit. Ha a szűrő szimmetrikus, a 10., illetve a 11. ábra, ha antimetrikus, a 12., 13. ábra szerinti megvalósítások lehetségesek. Meg kell jegyeznünk, hogy szimmetrikus esetben vagy az egyik, vagy a másik megvalósítás lehetséges, attól függően, hogy a (19) egyenletben a J' pozitív, vagy negatív előjelű. A számítást oly módon végezhetjük el, hogy felvesszük előre, hogy milyen sorrendben valósítsák meg az egyes paralel, illetve soros körök a csillapítás pólusokat. Így először az üresjárási vagy rövidzárási impedanciák-



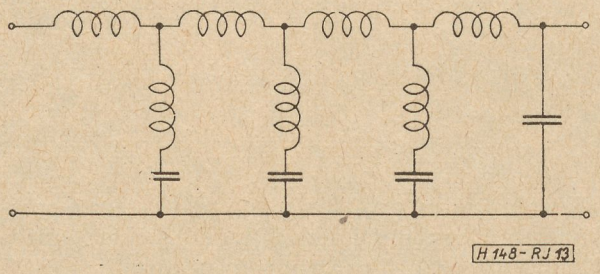
10. ábra



11. ábra



12. ábra



13. ábra

ból meghatározzuk az első tekercset, illetőleg az admittanciából az első kondenzátort. Majd ennek impedanciáját, illetve admittanciáját a függvényből kivonjuk. Majd a reciprok függvényre áttérve, meghatározhatjuk a soros, ill. paralel kör admittancia, illetve impedancia függvényét, majd ezt a függvényből levonva a maradék függvényből meghatározhatjuk a következő soros tekercset, illetve sönt kondenzátort. Mivel a számítás pontossága lépésről lépésre csökken (a hibák könnyen nagyságrendekkel felhalmozódhatnak), célszerű a szűrő jobb- és baloldali impedanciáiból kiindulva az elemek meghatározásában két irányba haladni. A középen levő elem jobb és baloldalról számított értékének egyezése jó ellenőrzési lehetőséget nyújt arra vonatkozólag, hogy a megelőző számítást elég pontosan végeztük-e el. Jó gyakorlati szabály, hogy az impedancia függvényeket kb. annyi számjegy pontossággal célszerű számolni, amilyen fokszámú a K függvény számlálója.

Annak megállapítására, hogy van-e ilyen **L** tagokból felépíthető „létra" (ladder) típusú megvalósítás, illetve, hogy milyen sorrendben kell a különböző pólusfrekvenciákat realizáló köröket felvenni úgy, hogy az összes kapcsolási elem pozitív legyen, a gyakorlatban nem lehet jó, szükséges és elégséges feltételeket megadni. Mindenesetre szükséges feltétel, hogy a pólusfrekvenciák mind képzetesek, azaz fizikai frekvenciák legyenek, és így megállapíthatunk elégséges feltételt is. Egy soros sönt-körös típusú aluláteresztő szűrőlánc megvalósítható csupa pozitív elemekből; tekercsekből és kondenzátorokból, ha teljesíti az alábbi két feltételt:

1. A csillapítás-függvény pólusai mind essenek fizikai frekvenciákra (képzetes p-re) és valamennyinek értéke legyen nagyobb, mint valamelyik üresjárási végponti impedancia összes pólusfrekvenciája.

2. A végződésekhez legközelebb eső soros kör rezonáns frekvenciája legyen nagyobb a megfelelő oldali impedancia függvény összes gyökeinél.

A két feltétel a paralel körös megvalósításra is vonatkozik, ha üresjárási impedanciák helyett rövidzárási admittanciákat veszünk.

Szűrő-tervezési példa

A közleményben eddig ismertetett elveket egy gyakorlati példán is bemutatjuk. Tervezendő egy sávszűrő, mely a következő előírásokat teljesíti. Az áteresztő tartományban, 9—17 kHz, a veszteségmentes szűrő csillapítása mindenhol legyen 3 cN-nél kisebb. 7,2 kHz alatt és 19 kHz felett a csillapítás legyen legalább 5 N, 3,4 kHz alatt legalább 7,5 N, és 44 kHz felett legyen 7 N felett.

A 9 és 17 kHz-es pontokat választva alsó, illetve felső praktikus határfrekvenciának az

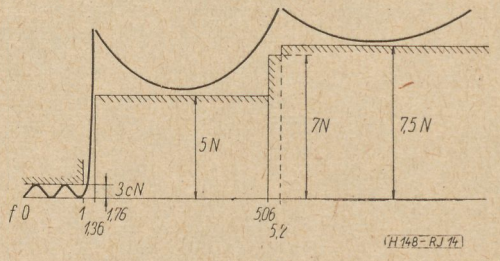
$$\Omega = \frac{f^2 - f_A f_F}{f\,(f_F - f_A)}$$

frekvencia transzformációt használva, a tervezendő szűrő aluláteresztő szűrőből származtatható, melynek praktikus aluláteresztő tartománya 0 és 1 relatív értékek közé esik, míg a 3,4 kHz, 7,2 kHz, 19 kHz, illetve 44 kHz frekvenciának a $-5{,}20000$, $-1{,}756252$, $+1{,}3684183$, illetve $+5{,}065336$ relatív frekvencia értékek felelnek meg. A szűrő csillapítás előírását aluláteresztőre átszámolva a 14. ábra mutatja. Az áteresztő tartománybeli csillapítás ingadozást vegyük fel 2,2 cN-re (hogy a 3 cN-t biztonsággal teljesítsük), ekkor a (44) képletből számolva a referens hullámparaméter szűrő hullámcsillapítása 3,79 N-rel kell hogy magasabb értékű legyen a tervezendő szűrő beiktatási csillapításánál. E feltételeket egy 2 és ½ tagból álló antimetrikus hullámszűrővel lehet teljesíteni, így a tervezendő szűrő kéttagú szimmetrikus kapcsolással lesz megvalósítható. A referens hullámszűrő derivációs modulusai:

$$m_1 = 1{,}0000 \quad \text{és} \quad \varphi_1^2 = 2{,}0436595$$
$$m_2 = m_3 = 0{,}98610 \qquad \varphi_2^2 = 36{,}22296$$
$$m_4 = m_5 = 0{,}71462$$

A számlálóban szereplő elemi szimmetrikus készletek értékei

$$c_1 = 4{,}40144$$
$$c_3 = 6{,}698772$$
$$c_5 = 0{,}496583451$$



14. ábra

Az $x_i k$-re felírható egyenlet:

$$c_1 x_i + c_3 x_i^3 + x_5 c_i^5 = 0$$

az x_i értékeire 0, —0,6926143, és —12,79711 számok adódnak, innen az (54) egyenlet felhasználásával a δ_i-k értékei 0, 0,4091980 és 0,9275210. A K függvény maximumát 0,21-ra felvéve, a K függvényre az alábbi kifejezés adódik:

$$K = 2{,}4353252 \frac{p(p^2+0{,}4091980)(p^2+0{,}92752102)}{(0{,}0276068p^2+1)(0{,}48931826p^2+1)}$$

Az N függvény gyökeit az alábbi egyenlet határozza meg:

$$N = -k^2 (p^{10} + 2{,}67340727\, p^8 + 2{,}54534245\, p^6 + 0{,}965065808\, p^4 + 0{,}0302681519\, p^2 - 0{,}168611066) = 0$$

Ez a kifejezés a gyökök meghatározása után az alábbi szorzattá bontható:

$$N = k\,(-p^2 + 0{,}928765163)(p^4 + 0{,}812338824\, p^2 + 0{,}466040748)(p^4 + 2{,}15983361\, p^2 + 1{,}210966586)$$

Kiválasztva a fenti polinóm negatív valósrészű gyökeit, az e függvény számlálójára az alábbi kifejezést kapjuk:

$$A + pB = k_1(a_1 + p)(a_{02} + a_2 p + p^2)(a_{03} + a_3 p + p^2)$$

ahol

$a_1 = 0{,}546594148$ $\quad a_{02} = 0{,}682671775$
$a_2 = 0{,}743632875$ $\quad a_{03} = 1{,}10043927$
$a_3 = 0{,}202595480$

A beszorzást elvégezve

$$e^g = \frac{A + pB}{P}$$

ahol

$A = 3{,}63553261\, p^4 + 4{,}9038372\, p^2 + 1$
$B = 2{,}4353252\, p^5 + 5{,}96892868\, p^3 + 3{,}1029274\, p$
$P = (0{,}0276068\, p^2 + 1)(0{,}48931826\, p^2 + 1)$

A K függvény

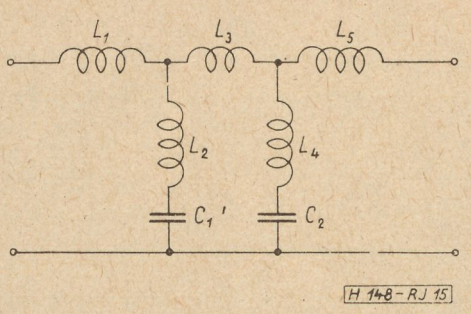
$$K = \frac{P}{A' + pB'}$$

alakjában J' előjelét pozitívre választva

$A' = 0$
$p\,B = 2{,}4353252\, p^5 + 3{,}25534547\, p^3 + 0{,}92430272\, p$

Ezekből az értékekből a (25) felhasználásával a $Z_{1ü}$ és $Z_{2ü}$ impedanciákra a következő kifejezéseket kapjuk:

$$Z_{1ü} = Z_{2ü} = \frac{3{,}63553261\, p^4 + 4{,}90383720\, p^2 + 1}{2{,}71358321\, p^3 + 2{,}1786247\, p}$$



15. ábra

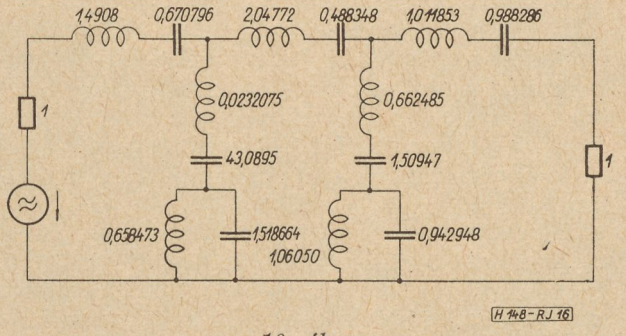
A szűrő kapcsolását a 15. ábra mutatja. Az L_1, L_2, L_3 és C_1 értékeket balról, az L_4, L_5, L_3 és C_2 értékeket jobbról számítva, miután a számláló első gyöktényezőjéből származó pólust, a baloldali, a második gyöktényezőjéből származó pólust a jobboldali soros rezgőkörrel valósítva meg, a baloldali számítás primer lezáró ellenállásra vonatkoztatott értékei

$L_1 = 1{,}3193883$
$L_2 = 0{,}020539602$
$L_3 = 1{,}8123109$
$C_1 = 1{,}34407664$

A jobboldalról kezdett számítás eredményei:

$L_3 = 1{,}8123096$ $\quad C_2 = 0{,}83454805$
$L_4 = 0{,}58632707$
$L_5 = 0{,}89553258$

Amint látjuk, az L_3 két számított értéke között a különbség elhanyagolható.



16. ábra

Egy feladat elvégzése van még hátra, meg kell határoznunk a sávszűrő kapcsolás elemértékeit, a szűrő L_i induktivitásai helyére L_{is} és C_{is} értékű tekercsből és kondenzátorból alkotott soros kör, kondenzátorai helyére L_{ip} és C_{ip} értékű tekercsből és kondenzátorból álló paralel rezgőkörök kerülnek. Az egyes elemek értékeit az alábbi képletek adják meg; ahol $R = R_1 = R_2$ a névellenállás.

$$L_{is} = L_i \frac{R}{\omega_F - \omega_A} \qquad L_{ip} = \frac{1}{C_i} \frac{R(\omega_F - \omega_A)}{\omega_A \omega_F}$$

$$C_{is} = \frac{1}{L_i} \frac{\omega_F - \omega_A}{\omega_A \omega_F} \qquad C_{ip} = C_i \frac{1}{R(\omega_F - \omega_A)}$$

A teljes kapcsolást és a lezáró ellenállásra, valamint az $f_0 = \sqrt{f_A f_F}$ sávközép frekvenciára normált szűrő kapcsolási paramétereit a 16. ábra mutatja.

Korszerű, közvetlensugárzó, dinamikus hangszórók tervezésének és kivitelezésének néhány szempontja

HUSZTY DÉNES

Villamossági, Televízió- és Rádiókészülékek Gyára
az Optikai, Akusztikai és Filmtechnikai Egyesület tagja

ETO 621.395.623.742

A közvetlensugárzó dinamikus hangszóró tervezésére és méretezésére — annak ellenére, hogy mintegy 35 éve lényegében változatlan formában használjuk — még ma sincs olyan eljárás, amely a szokásos mérnöki módszerek segítségével lehetőséget nyújt ahhoz, hogy különösebben bonyolult számítás, vagy nehézkes és fáradságos mérés nélkül eredményhez jussunk. A tervezés alapja ma is elsősorban kísérleti jellegű munka, s viszonylag kevés olyan elvi jellegű eredmény ismeretes e tárgykörből, amelyet a gyakorlati munkában közvetlenül hasznosítani lehet [1].

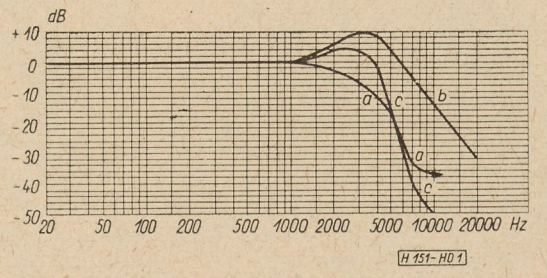
Ebben a dolgozatban megkíséreljük azoknak a szempontoknak az összefoglalását, amelyeket e sorok írója a VT-gyárban kialakított új hangszórócsalád fejlesztése folyamán szem előtt tartott [2].

Mindenekelőtt foglalkozzunk azzal a kérdéssel, hogy milyen jelleggörbét célszerű a hangszóróknál megvalósítani.

1. A hangszóró célszerű jelleggörbéje

Ismeretes, hogy az amplitudómodulált (AM) rádióadás vételénél átvitt frekvenciasávot gyakorlatilag a középfrekvenciás erősítő (KF) átviteli jelleggörbéje definiálja. Egy ilyen jellegzetes, kétfokozatú KF átviteli jelleggörbéjét az 1. ábrán láthatjuk (*a* görbe). A megkövetelt szelektivitásból következően nyilvánvaló, hogy a jelleggörbe $f > 5$ kHz felett általában $A > 20$ dB csillapítást mutat. Így azután érthető, hogy AM vételnél nincs különösebb előnye annak, ha a hangszóró az $f > 4$ kHz frekvenciatartományt csillapítás nélkül viszi át; sőt, ez az alábbi meggondolások szerint inkább hátrányos.

Tekintsünk ugyanis egy olyan hangszórót, amelynek tengelybeli átviteli jelleggörbéje 1 kHz után 3,5 kHz-ig 6 dB/oktáv meredekséggel emelkedik, majd utána 18 dB/oktáv meredekséggel esik (1. ábra *b* görbe). A KF-ről egyenes átviteli jelleggörbéjű erősítőn át vezérelt hangszórónkkal felépített rendszer átviteli jelleggörbéje a hangszóró tengelyében így az 1. ábra *c* görbéje szerint alakul. A hasznos, $f \leq 4$ kHz-ig terjedő sávot tehát némi magashangkiemeléssel tudjuk átvinni, amely a készülék hangosságát előnyösen növeli, hiszen a kiemelés azon a sávon belül mutatkozik, ahol a fül a legérzékenyebb. Az $f > 6$ kHz frekvenciájú jelekre a hangszóró maga is jelentékenyen csillapít, s ennek eredményeképpen — a rendszert szűrőként felfogva — az oldalmeredeksége 4 kHz felett mintegy 46 dB/oktávra növekszik. Így 9 kHz-en nem a KF 36 dB-es csillapítása lesz a mérvadó, hanem ez 46 dB-re nő, következésképpen egy ilyen rendszeren keresztül — egyenes jelleggörbéjű hangszóróra vonatkoztatva — a 9 kHz-es interferencia-fütty érzete szubjektíve valamivel kevesebbre, mint a felére esik; a változás tehát jelentős. Érvelésünk ellen lényegébevéve azt a komolyabb ellenvetést lehet felhozni, hogy a nagyobb oldalmeredekség következtében a futási idő a sáv ezen szakaszán erősen megnövekszik. Az átvitt sáv meredek korlátozása — azaz a futási idő megnövekedése — abban nyilvánul meg, hogy azok a jelek, amelyek frekvenciája a meredek szakaszba esik, szubjektíve mintegy utáncsengenek. Így azután bizonyos fokig ízlés kérdése az, hogy két ellentett vélemény és megoldás közül ki, melyiket részesíti előnyben. E sorok írójának véleménye szerint az olcsóbb AM készülékeknél — ahol a készülék „hangossága" elsőrendű szempont, érdemes kihasználni a meredek korlátozás nyújtotta előnyöket. Ennek a meggondolásnak figyelembevételével célszerűnek látszott egy ilyen „keskenysávú" hangszóró kidolgozása. A továbbiakban ezt a típust *Ha*-val fogjuk jelölni.



1. ábra. a — két fokozatú KF erősítő jellegzetes átviteli jelleggörbéje; *b* — keskenysávú hangszóró javasolt tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje; *c* — az előbbi KF erősítőről táplált keskenysávú hangszóró tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje

Az általános elektroakusztikai feladatokhoz viszont a *Ha* típus túlságosan keskenysávú. Éppen ezért szükségesnek tűnik egy olyan típus kialakítása is, amelynek jelleggörbéje a *Ha*-hoz lényegében hasonló, de a kiemelés maximuma 3,5 kHz-ről 6 kHz-re kerül; jelöljük ezt a típust *Hb*-vel (2. ábra, *Hb* görbe). Egy ilyen típussal a legszélesebb átvitt sávot nem követelő elektroakusztikai feladatokat általában jól megoldhatjuk, annál is inkább, mivel a sugárzó okozta jelentékeny magashangkiemelése szubjektive kellemes, csillogó hangszínt biztosít. Ez a típus különösen alkalmas hangoszlopokba történő beépítéshez.

A korszerű, frekvenciamodulált (FM) rádióadás vételéhez, hanglemezről vagy hangszalagról vezérelt szélessávú átvitelhez azonban ez a jelleggörbe sem felel meg maradéktalanul; ma már elengedhetetlen az, hogy a sugárzó legalább 15 kHz-ig meglehetősen egyenletesen vigyen át. Az újabb tapasztalatok szerint [3] célszerű az egyenletes átvitelt úgy módosítani, hogy az 1,5 kHz feletti 2 oktávnyi sávban 6 dB/oktáv meredekséggel kiemelést biztosítunk (2. ábra, *Hc* görbe). Ez a szubjektív észlelés szerint bizonyos „jelenlét"-érzetet (presence) kelt. A kiemelés hiánya viszont távoli hangforrás benyomását eredményezi. A 2. ábrán feltüntettük egyúttal azt is, hogy milyen átviteli jelleggörbét kívánunk meg az ∅ 130 mm, ill. ∅ 160 mm-es hangszóróktól. A teljesség kedvéért meg kell jegyeznünk azt, hogy ezeket az adatokat a hangszóró tengelyére vonatkoztatjuk, olyképpen, hogy a diffrakció okozta irreguláris jelleggörbe lehető kiegyengetése érdekében a sugárzót zárt, $2R = 800$ mm átmérőjű gömbre építve tekintjük. Ez az elrendezés $f > 1$ kHz felett ($kR > 2\pi$ esetében) ugyanis gyakorlatilag már elég jól megközelíti a végtelen nagy falat, annál is inkább, mivel a hátsó membránoldal sugárzása a gömb belsejében abszorbeálható [4].

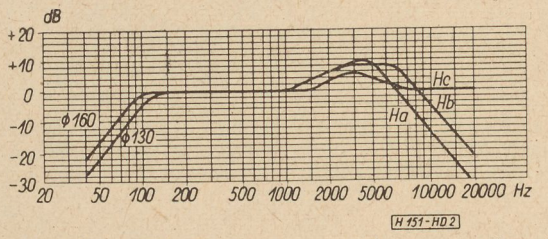
Az összehasonlítás érdekében a 3. ábrán felrajzoltuk az adott átviteli jelleggörbéjű KF-ről, egyenes jelleggörbéjű erősítőn keresztül táplált különböző típusú hangszórókkal felépített rendszer megkívánt tengelybeli átviteli jelleggörbéjét, az $f \geq 500$ Hz-nél magasabb frekvenciáknál. Jól láthatjuk, hogy AM üzemnél a *Hb* típus alkalmazása kifejezetten előnytelen. A *Hc* típus hasonló üzemű alkalmazásánál a *Ha* és *Hc* jelleggörbék közötti különbséget célszerű a hangerősítő fokozat áramköreiben kiegyenlíteni.

Mindenesetre meg kell jegyeznünk azt, hogy a javasolt átviteli jelleggörbe — amint azt már említettük, a tengelyben mérhető adatra vonatkozik. Mivel szabadtérben hallgatva az érzet az adott irányban keltett hangnyomással arányos, célunkat legalábbis ekkor biztosan elérjük, ha a hangszóró hangnyomásgörbéje megfelel a javasoltnak.

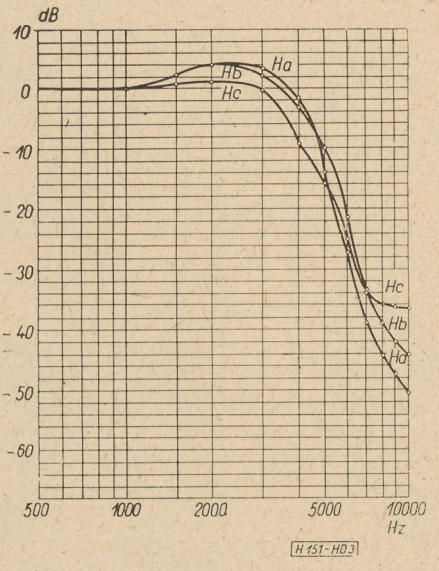
Tekintsük most a 4., 5. és 6. ábrákat. Az *a*-val jelzett görbe a javasolt görbe, míg a *b* görbe a fenti javaslatnak megfelelő hangszóró hangnyomásgörbéjét ábrázolja. Az egyezés a javasolt és a megvalósított jelleggörbék között* — az akusztikai gyakorlatnak megfelelően — elfogadható.

Zárt térben — ha az észlelés helye a visszhangsugáron kívül van — az érzet a hangforrás elsugárzott teljesítményével arányos.

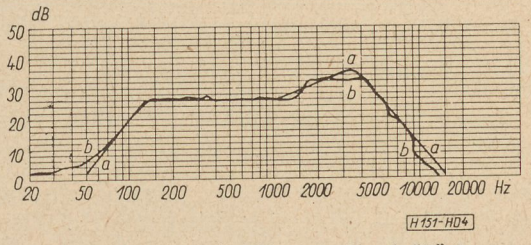
Ha tehát zárt térben is teljesíteni akarjuk javaslatunkat, illetőleg követelményeinket, a sugárzó elsugárzott teljesítményét frekvenciától függetlenül állandó értéken kell tartanunk. Ez mai ismereteink szerint még elméletileg is igen nehezen teljesíthető követelmény, gya-



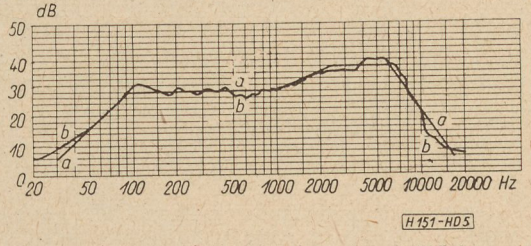
2. ábra. Ha, Hb, Hc keskeny, közepes-, szélessávú hangszóró névleges tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje



3. ábra. Ha, Hb, Hc típusú hangszórók javasolt tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje $f \geq 0{,}5$ kHz felett, az 1. ábrán látható *a* jelleggörbéjű erősítőről táplálva

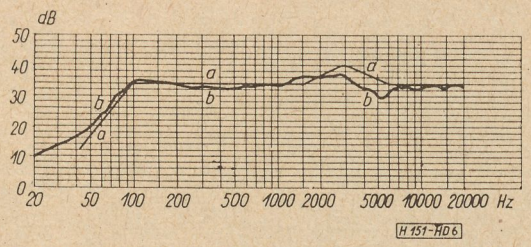


4. ábra. a—Ha típusú 130 mm átmérőjű hangszóró javasolt tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje; *b — Ha* típusú 130 mm-es átmérőjű hangszóró tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje; *U* = áll.

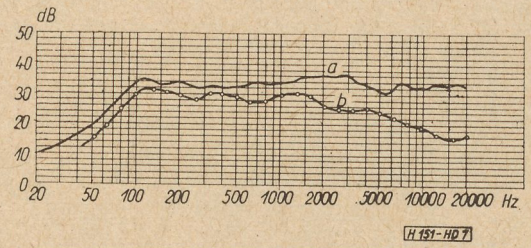


5. ábra. a—Hb típusú, 160 mm átmérőjű hangszóró javasolt tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje; *b — Hb* típusú 160 mm átmérőjű hangszóró tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje; *U* = áll.

*A hangszórót egy $2R = 800$ mm átmérőjű, gömb alakú doboz felületére szerelve mértük. A gömb belső felületét hangelnyelő, 3 cm vastag vattaréteggel borítottuk be. A hangszóró és a mérőmikrofon között 1 m távolság volt.



6. ábra. *a* — *Hc* típusú, 160 mm átmérőjű hangszóró javasolt tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje; *b* — *Hc* típusú 160 mm átmérőjű hangszóró tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje; U = áll.



7. ábra. *a* — *Hc* típusú, 160 mm átmérőjű hangszóró tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje; U = áll.; *b* — a hangszóró elsugárzott teljesítmény-jelleggörbéje; U = áll.

korlatban pedig — tudomásunk szerint — tömeggyártásból származó hangszóróknál eddig még egyáltalán nem sikerült. Ebből a szempontból nézve eredménynek könyvelhetjük el azt, hogy sikerült olyan sugárzót létrehoznunk, amelynek elsugárzott teljesítmény-jelleggörbéje olyan, hogy egy, az erősítőben $f > 1{,}5$ kHz felett alkalmazott, állandó, 3 dB/oktáv meredekségű kiemeléssel gyakorlatilag biztosíthatjuk azt, hogy az elsugárzott teljesítmény 80 Hz-től 20 kHz-ig ± 5 dB-n belül változik.* (7. ábra, *b* görbe.) A sugárzó tengelyében ekkor szubjektive természetesen éles, erős magashangkiemelést hallunk, ha az észlelés szabad térben, vagy a visszhangsugáron belül történik.

2. A membránrendszer kialakításának általános szempontjai

Ezek után meggondolva azt, hogy a membránszerelvénynél — az előbbiekben említett kívánalmak és célkitűzések figyelembevételével — családjellegű kialakítás mellett kívántunk maradni, olyan megoldást kellett választanunk, amely a különböző jelleggörbék kialakítását túlnyomórészt membrántechnológiai módszerekkel biztosítja.

A munka elvi alapját elsősorban az a felismerés szolgáltatta, hogy a szélessávú átvitelnél célszerűtlen arra törekednünk, hogy merev membránnal, ill. membránrészekkel kíséreljük meg a probléma megoldását, mivel elvileg van lehetőség arra, hogy rögzített membránméret mellett frekvenciától független irányjelleggörbét hozzunk létre, legalábbis végtelen nagy falon működő sugárzó esetében [6], [7], [8].

A szélessávú hangszórók tervezésénél — mint ismeretes — az utóbbi években egyre inkább tért hódít az az elv, hogy az átvitelt lehetőleg egyetlen lengőtekercs által működtetett membránnal vagy membránrendszerrel valósítsák meg. Gazdasági és tömeggyártási szempontok meggondolása alapján belátható, hogy — egyes különleges eseteket kivéve — általános célokra más megoldás gyakorlatilag nem jöhet tekintetbe.

A mély- és magashangok visszaadásának egyetlen lengőtekercsű hangszóróval történő megvalósítása ellentétes követelmények kielégítését kívánja meg. Ez a nehézségek miatt, a megoldások keresését eredményezte. Az ismert megoldásokat lényegében három jellemző csoportba sorolhatjuk. Mindegyik megoldásnál abból a felismerésből indulnak ki, hogy növekvő frekvencián — a membrán anyagában terjedő transzverzális rezgés csillapodása és véges terjedési sebessége miatt — a legnagyobb amplitudójú, gyűrűalakú, csonkakúppalástszerű sugárzó elem egyre inkább a lengőtekercs sugara által meghatározott legkisebb méretre szűkül össze [9].

Ebből következően kettős feladat előtt állunk. A sugárzási ellenállás növelése céljából a legnagyobb amplitudójú, tehát a lengőtekercs közelébe eső membránrész méretét növelni kellene. Annak érdekében viszont, hogy a legnagyobb kilengésű részen kívüli elemek tömegének mozgása okozta mechanikai impedancia ne terhelje a lengőtekercset, a membránnak a lengőtekercstől távoleső részeit — amelyek kisebb amplitudóval rezegnek — célszerű teljesen vagy részlegesen leválasztani beiktatott rugózó elemek segítségével. A lengőtekercs közelébe eső membránrész méretének növelését különáló belső membránrész beiktatásával igyekeznek elérni, míg a lengőtekercstől távoleső, amúgy is kis kilengésű részek leválasztását a membrán anyagából a merítéskor kialakított, vagy utólag bepréselt, rugózó hullámos gyűrűk segítségével próbálják elérni [10].

Az első csoportbeli hangszóróknál a membránt egy vagy több R_g rugózó hullámgyűrű segítségével részekre bontják (8*a* ábra). A második csoportbelieknél a magas hangok sugárzását egy külön M_m membránrész veszi át (8*b* ábra). Ennél a megoldásnál a két membrán tömeg- és rugó-viszonyainak megválasztásával hozzák létre a kis és a nagy membrán által jól elsugározható frekvenciasávok egymáshoz való csatlakozását, keresztezését.

A harmadik csoportnál rugózó gyűrűket nem alkalmaznak, hanem a keresztezést a terjedési állandók megfelelő megválasztásával biztosítják (8*c* ábra). Ezt a megoldást alkalmazta a szerző is 1955-ben [11]. Meg kell jegyeznünk

*Az elsugárzott teljesítmény-jelleggörbét a sugárzó nyereségének meghatározása után pontonként számítottuk ki a hangnyomás jelleggörbéből. A nyereséget az egymástól terc-frekvencia távolságban mért irányjelleggörbék numerikus integrálása segítségével kaptuk meg [5].

ezzel kapcsolatban azt, hogy annak idején nem sikerült a technológia beállításával az átviteli jelleggörbében 7 kHz körül mutatkozó egyenetlenséget mérsékelni. A tapasztalat szerint a hasonló elrendezésű külföldi hangszórók általában ugyanezt a fogyatékosságot mutatják; az említett egyenetlenség helye azonban a frekvencia-tengelyen természetesen a mérettől függően módosul.

Ezen megoldások közös hátránya tapasztalatunk szerint az, hogy az egész membránrendszer központosítását végző K központosítótárcsa (pille) az L lengőtekercshez való közvetlen csatlakozása következtében bizonyos tömegjellegű mechanikai impedanciát mutat, s ezáltal növekvő frekvencián káros terhelést, s így csillapítást eredményez.

Az alább közölt megoldással ezt a hátrányt kiküszöböltük és további előnyöket is biztosítottunk.

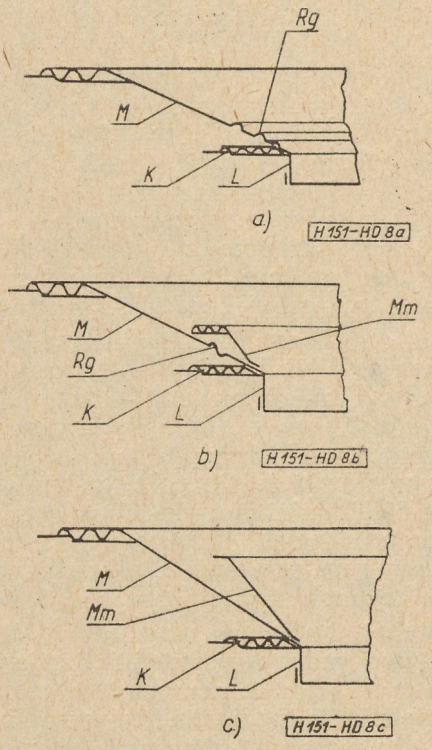
Célkitűzéseinket azáltal értük el, hogy a központosító tárcsa és a lengőtekercs közé rugózó hullámgyűrűt iktatva a hangszóró membránját egy külső és egy belső membránrészre választottuk szét oly módon, hogy a belső membránrész közvetlenül a lengőcsévéhez, míg a külső a központosítóhoz csatlakozik.

Amint a 9*a* ábrából látható, megoldásunk szerint az M_1 és M_2 membránrészt az R rugózó hullámgyűrű — amely utóbbi egyetlen, vagy több félhullámalakú gyűrűből is állhat — két részre osztja, oly módon, hogy a K központosító az R hullámgyűrűhöz, amelyet a továbbiakban alaphullámgyűrűnek fogunk nevezni, kívülről csatlakozik, míg a lengőcsévét az alaphullámgyűrű belsejéhez csatlakoztatjuk. Ennek a megoldásnak eredményeképpen a K központosítót az R alaphullámgyűrű — mint rugó — valóban elválasztja az L lengőtekercstől, és ezzel elérjük, hogy növekvő frekvencián a K központosító tömegjellegű mechanikai impedanciájából keletkező terhelés az L lengőtekercsről és az M_2 membránrészről biztonsággal lekapcsolódik. Ilyen, mechanikai szűrővel készült felépítés mellett az $M_1 + M_2$ membránrész együttesen a mély hangok, míg az R rugóval leválasztott M_2 membránrész a magas hangok átvitelére szolgál. Az R alaphullámgyűrűt vagy az M_1 membrán anyagából, vagy a K központosítóéból alakíthatjuk ki.

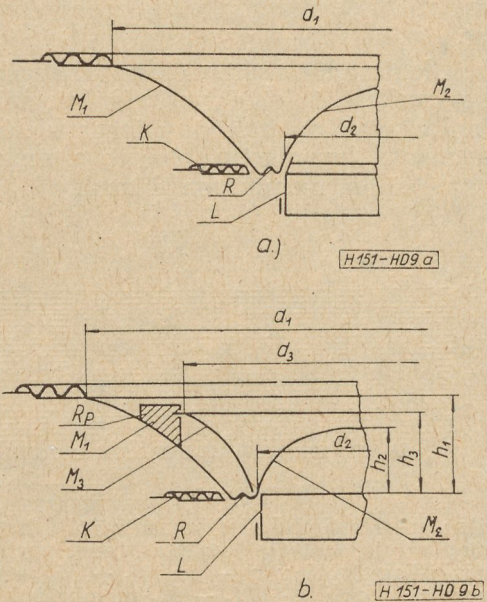
A belső M_2 membránrész célszerűen dómszerű kiképzésű lehet. Nincs elvi akadálya annak sem, hogy ezt a belső M_2 membránrészt az L lengőtekercs testével folyamatosan összefüggő darabból képezzük ki. A legkézenfekvőbb megoldás természetesen az, hogy a belső M_2 membránrész az R alaphullámgyűrűvel és ezen túlmenően az M_1 külső membránrésszel együtt egyetlen darabból készüljön.

Az M_1 és az M_2 membránrészeket elválasztó R alaphullámgyűrű rugóállandóját úgy kell megválasztanunk, hogy kis frekvencián mindkét membránrész azonos fázisban, merev egészként mozogjon.

A keresztezési frekvencia meghatározása az M_1 és M_2 membránrészek tömegének és az R alaphullámgyűrű rugóállandójának figyelembe vétele alapján történik. Egyenletes átviteli jelleggörbe megvalósítása érdekében az R alaphullámgyűrűt — tapasztalatunk szerint — a szükségletnek megfelelően általában csillapítani kell, azaz gondoskodnunk kell arról, hogy az alaphullámgyűrű veszteségi ellenállását megfelelő eszközök segítségével megnöveljük. Ezt a csillapításnövelést viszkózus műanyaggal történő bevonás biztosítja.



8. ábra. Különböző hangszóró-membrán megoldások



9. ábra. Szélessávú hangszóró-membrán megoldások

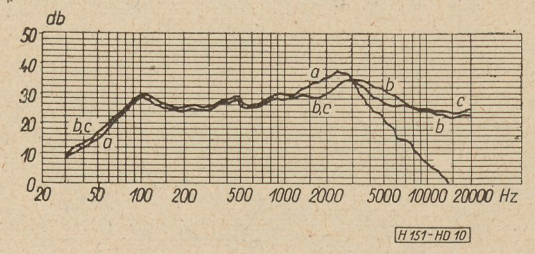
A kúp- vagy csonkakúp palástból kiképzett M_1 membránrésznél a kúp alkotója egyenes, vagy ívelt vonal lehet. A tapasztalat szerint a szubharmonikusok csökkentése és a kedvező irányjelleggörbe kialakítása érdekében célszerű ívelt alkotót választanunk. Ha azt akarjuk, hogy az M_2 membránrész vegye át a sugárzást $f > 3$ kHz felett, a 9*a* ábrával kapcsolatban ismertetett megoldásnál a belső, célszerűen dómalakú kiképzésű M_2 sugárzó rész d_2 átmérőjét viszonylag nagyra, mégpedig az M_1 membránrész d_1 átmérőjének mintegy 40 %-ára kell kialakítanunk. Mivel az L lengőtekercs átmérőjét is az M_2 membránrész d_2 átmérője szabja meg, mágneskörünk következésképpen nagy és súlyos, tehát drága lesz.

További nehézséget okoz ennél a megoldásnál az is, hogy a viszonylag nagy átmérőjű M_2 membránrész magas, $f \geq 10$ kHz frekvenciájú hangoknál a nagy d_2 átmérő miatt meglehetősen irányított hangsugárzást eredményez. Az M_2 membránrész viszonylag nagy tömege következményeképpen az így adódó tömegjellegű mechanikai impedancia viszont magasabb frekvenciáknál eső jelleggörbét okoz.

A 9*a* ábra szerinti megoldást alkalmazva, nem nehéz belátni, hogy — elegendően kis d_2 membránátmérő mellett — teljesül a *Ha*, *Hb* típusoknál a felső határfrekvencia felett megkívánt 18 dB/oktáv csillapítás, ha az M_1 és M_2 membránok tömegét, valamint az R rugó rugóállandóját megfelelően választjuk meg. A jelleggörbe egyéb nagyfrekvenciás részének alakulása természetesen elsősorban a membrángyártás technológiájától függ.

Így tehát, ha az M_2 membrán d_2 átmérőjét kellőképpen nagyra választjuk, teljesíthetjük a szélessávú kivitellel szemben támasztott követelményeket, ha pedig kellőképpen kis d_2 átmérőt alkalmazunk, az alaphullámgyűrű megfelelő — rugóállandóját csökkentő — impregnálásával nehézség nélkül kialakíthatjuk a keskenysávú *Ha*, valamint a közepes sávú *Hb* típust.

Az ellentmondó feltételeket változatlan d_2 átmérő mellett, adott membrán szerszámmal így nyilvánvalóan csak úgy lehet kielégíteni, ha a magas hangok sugárzását a szélessávú típusnál külön membránra bízzuk.



10. ábra. *a*—*Hc* típusú, 160 mm átmérőjű hangszóró M_1 membránja keltette sugárzás tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje; *b* — az $M_1 + M_3$ membrán sugároz; *c* — az $M_1 + M_2 + M_3$ membránok sugárzásának eredője

3. A membránrendszer kialakítása

Feladatunkat a 9*a* ábra szerinti kivitel továbbfejlesztésével tehát oly módon oldhatjuk meg, hogy a *Hc* kivitelnél a belső membránrészt két darabból képezzük ki. Ezzel egyetlen lengőtekercsű, szélessávú, mechanikai keresztezésű hangszórót kapunk. A megoldás egy kiviteli példáját a 9*b* ábrán magyarázzuk meg részletesebben. Ez esetben az — esetleg dómalakú kiképzésű — M_2 membránrészen kívül az R rugó és L lengőtekercs találkozásánál csatlakoztatjuk még az M_3 membránt is.

Ezzel a kiképzéssel — amelynél az M_1 külső membránrész rugókkal elválasztva esetleg több darabból is lehet — elérjük azt, hogy az $M_1 + M_2 + M_3$ membránrész a mély hangokat az alsó határfrekvenciától mintegy 4 kHz-ig viszi át, majd 10 kHz tartományig az M_3 és M_2 membránrész működik, végül az efeletti frekvenciák átvitelét már elsősorban az M_2 membránrész végzi (10. ábra, *a*, *b*, *c* görbék).

A 130, valamint 160 mm átmérőjű típusoknál úgy találtuk, hogy az M_1-en gyűrűk alkalmazásának nincs haszna, sőt káros, mivel a viszonylag kis membránfelületet oly módon osztja fel, hogy a sugárzási ellenállás zavaró módon lecsökken. Így ezt itt nem alkalmaztuk.

Elméleti meggondolások és kísérletek azt mutatták, hogy az említett eredmények elérése érdekében az M_1 membránrész legnagyobb d_1 átmérőjének a belső M_2 membránrész d_2 átmérőjéhez való viszonyát $d_1/d_2 \sim 7$—10; míg a járulékos M_3 belső membrán d_3 átmérőjéhez való viszonyát a $d_1/d_3 \sim 1{,}5$—4-re célszerű választanunk.

Ismeretes, hogy az irányjelleggörbe a membrán anyagában mért terjedési állandón kívül a membránrészek sugarától, valamint a membránok mélységétől függ. Annak érdekében, hogy kevéssé irányított sugárzást kapjunk, célszerű a görbületi sugarat aránylag kicsire, a mélységet csekélyre választani. Kísérleteink megmutatták, hogy pl. a 160 mm névleges átmérőjű hangszóróknál az M_1 membránnál mintegy $r = 80$ mm-es görbületi sugár, valamint $h_1 = 25$ mm-es mélység kedvező eredményt hozott. Azt tapasztaltuk, hogy az M_1 és M_3 membránrészek keltette sugárzás keresztezési frekvenciájának környezetében fellépő interferencia csökkentése érdekében célszerű az M_3 membránrészt úgy kialakítani, hogy az mennél inkább kövesse az M_1 membránrész görbületét. Ugyancsak úgy találtuk, hogy a membránok magassági viszonyait is célszerű hasonló okokból úgy megválasztani, hogy az M_1 membránrész h_1 magasságának az M_3 membránrész h_3 magasságához való viszonya $h_1/h_3 \sim 1$—1,5 legyen, míg az M_2 membránrész h_2 magasságához való viszonyát $h_1/h_2 \sim 1{,}5$—3 környezetében ajánlatos megállapítani.

Egy további érdekes problémát jelentett az, hogy tapasztalatunk szerint 4—6 kHz között a tengelybeli hangnyomásgörbében — egyes példányok kivételével — mintegy 15—20 dB

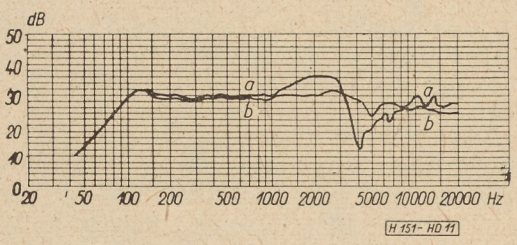
mélységű, kb. egy oktáv szélességű, meredek esés mutatkozik. Az irányjelleggörbe méréséből tudjuk, hogy ez a „lyuk" csak a tengelyben jelentkezik, attól néhány fokkal eltérő irányban a szint változatlan. Elméleti megfontolásokból kitűnt, hogy ennek a jelenségnek az az oka, hogy a hangszóró síkjában ezen a sávon az átlagsebesség csekély, mivel az R rugó következtében az M_1 és az M_3 membránok nem fázisban rezegnek. Valóban, amikor egy az M_1 és M_3 membránok közé helyezett poliuretán-habból készült gyűrűvel — azaz az így beiktatott veszteséges rugóval — (*9b* ábra, R_p) megváltoztattuk a sebességeloszlást, a jelenség majdnem mindegyik példánynál megszűnt. A csökkenés mértéke tapasztalat szerint adott membránrendszernél a hab porozitásának csökkentésével növekedett. A poliuretán-hab gyűrű alkalmazása így a problémát valóban megoldja, ezenkívül pedig még azzal az előnnyel is jár, hogy az M_3 membránban a szél felé terjedő transzverzális rezgésnek a szélről történő visszaverődését előnyösen csökkenti, s ezzel $f > 5$ kHz felett az átvitel egyenletességét növeli.

Az előbbiek igazolására egy tömeggyártásból származó ∅ 160 mm-es szélessávú hangszóró tengelybeli jelleggörbéjét az említett csillapítás alkalmazása nélkül a 11. ábra, *a* görbéjén láthatjuk. A csillapító gyűrű beszerelése után kialakuló viszonyokat a *b* görbe mutatja. A tengelybeli érzékenységcsökkenést a mintegy $0{,}5 \cdot 10^{-3}$ kg-mal megnövekedett lengőtömeg hatásának tudhatjuk be. A 12. ábrán a nyomásminimumhoz tartozó frekvencián mért irányjelleggörbét* láthatjuk: az *a* görbe a csillapítás nélküli, a *b* görbe a csillapított állapotot mutatja.

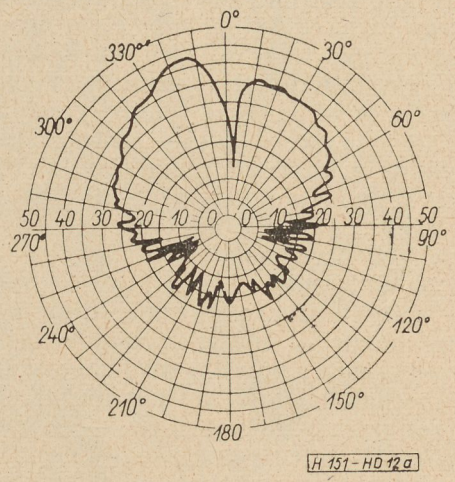
A keskenysávú hangszórótípusok (*Ha*, *Hb*) előállítása ezek után már nem okoz nehézséget. Az M_3 membrán elhagyásával, az R rugó megfelelő rugóállandójának és az $M_1 — M_2$, egyetlen darabból álló membrán gyártástechnológiájának célszerű megválasztása után azonos szerszámkészlettel gyárthatjuk mindhárom típus $M_1 — M_2$ membránját.

A teljesség kedvéért megemlítjük, hogy ha a d_2 átmérő elegendően kicsi, akkor — amint azt a 10. ábra alapján láthatjuk — az M_2 membrán viszonylag kevéssé járul hozzá a hangsugárzáshoz. Ebben az esetben az M_2 membránrész erősen porózus anyaggal történő helyettesítése esetében is hasonló eredményt kapunk. Ha a d_2 átmérő elég nagy, s így az M_2 membrán sugárzási ellenállása, s ennek következtében az elsugárzott teljesítmény sem elhanyagolható, ezt természetesen már nem célszerű alkalmazni. Ez az eset következik be $d_2 \geq 25$ mm átmérőjű lengőtekercs alkalmazásánál.

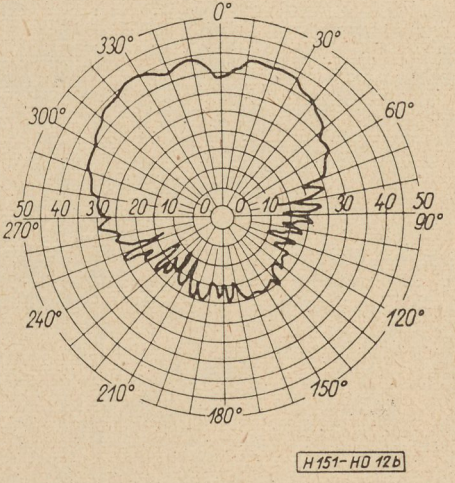
*A hangszóró irányjelleggörbéjét egy, a sugárzó síkjától 2 m távolságban a sugárzó körül forgó mikrofonnal, polárszintíró segítségével mértük. A hangszóró a már említett gömbre szerelve sugárzott.



11. ábra. *a* — *Hc* típusú, 160 mm átmérőjű hangszóró tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje az R_p csillapító gyűrű nélkül; *b* — ugyanez csillapítógyűrűvel



12a ábra. *Hc* típusú, 160 mm átmérőjű hangszóró irányjelleggörbéje $f = 4$ kHz-en



12b ábra. *Hc* típusú 160 mm átmérőjű hangszóró irányjelleggörbéje $f = 4$ kHz-en, R_p csillapítógyűrűvel

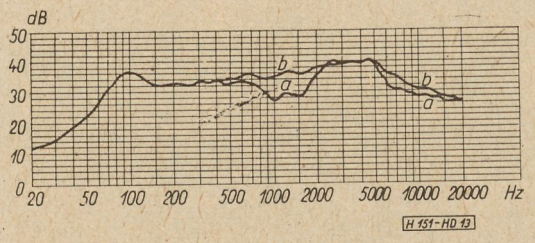
A fenti membránmegoldást magyar szabadalom védi [12]; a külföldi védelem részben már biztosítva, ill. megszerzése folyamatban van.

Az M_1 hangszórómembránt — eddigi tapasztalatunk szerint — nem tudjuk úgy kialakítani, hogy ugyanakkor, amikor a membrán egyéb szakaszán megfelelő, a sugárzó szélének elegendően nagy belső vesztesége legyen. A csekély veszteségi ellenállás következtében viszont — a mérettől függően — 1—2 kHz között a membrán széle rezonanciába jön, s az így kialakuló sebességeloszlás a 11. ábrával kapcsolatban tárgyalt jelenséghez hasonló egyenetlenséget

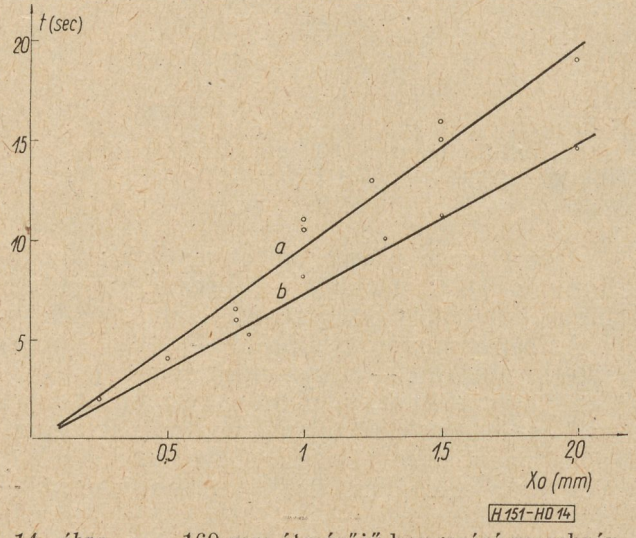
okoz a jelleggörbében. A jelenséget membránszélrezonanciának szokás nevezni (13. ábra, *a* görbe). A membránszél csillapításának megnövelése után a jelenség természetesen megszűnik (13. ábra, *b* görbe).

Az M_1 membrán szélét — hogy a membránszélrezonanciát megszüntethessük — a membránszél belső csillapításának megnövelése érdekében nagy viszkozitású csillapítóanyaggal vontuk be [13], [14], [15]. Az egyik ilyen anyag a kereskedelemben Standoplast néven ismeretes. Az anyagot benzines oldatban juttathatjuk a membrán szélére. Az oldószer elpárolgása után egy összefüggő, nagy belső súrlódású réteg marad vissza. A felvitt viszkózus réteg következtében a lengőrendszer tekintélyes relaxációt mutat. A relaxációs időt — azaz azt az időt, amely alatt a kitérített membrán az erőt megszüntetve nyugalmi helyzetét 99%-ra megközelíti, a 14. ábrán tüntettük fel (*a* görbe).

Annak ellenére, hogy az anyag igen jól ellátja csillapításnövelő feladatát, felhasználáskor — a többi szokásos rezgéscsillapító anyaghoz hasonlóan — mégis bizonyos hátránnyal kell számolnunk, ugyanis meglehetősen hőfokfüggő mechanikai sajátságokat mutat. A hangszóró rezonancia-frekvenciáját — a membrán szélére felvitt réteg vastagságától függően — a hőmérséklet függvényében ez megváltoztatja. A változás — növekedés — természetesen állandó hőmérsékleten is bekövetkezik, mivel a felvitt réteg az M_1 membrán szélének rugóállandóját csökkenti. A hőfokfüggés +10 C° és +50 C° között gyakorlatilag lineáris; +10 C°-nál alacsonyabb hőmérsékleten az anyag rugalmassági modulusa gyorsan növekszik, míg +50 C° felett csökken úgy, hogy a rezonanciafrekvenciát növelő hatása ezen a hőmérsékleten gyakorlatilag elenyészik. Érdemes megemlíteni azt, hogy viszkozitása ekkor még mindig elegendő ahhoz, hogy a membránszél-rezonanciát elkerülhessük.



13. ábra. *a*—*Hc* típusú, 160 mm átmérőjű hangszóró tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje, a membránszél csillapítása nélkül; *b* — ugyanaz csillapítással



14. ábra. *a* — 160 mm átmérőjű hangszóró membránjának relaxációs ideje, Standoplasttal kezelt membránszéllel; *b* — ugyanaz, csak szilikon-kaucsuk polimerizátummal kezelt membránszéllel

A Standoplast rugalmassági jellemzőinek hőfokfüggése — mint említettük — jelentős. Éppen ezért célszerűnek látszott olyan anyaggal történő helyettesítése, amelynél ezt a kedvezőtlen tulajdonságot nem tapasztaljuk. Így, hosszas keresés után erre végül is a szilikonkaucsuk-polimerizátumot választottuk, amely az eddigi tapasztalataink szerint célunknak jól megfelel. Az említett anyaggal kezelt membrán relaxációs idejét ugyancsak a 14. ábrán tüntettük fel (*b* görbe). Különösen kedvező az a sajátsága, hogy a membránszél rugóállandóját — toluolos oldat alakjában, ecsettel történő felkenése után — gyakorlatilag alig változtatja meg.

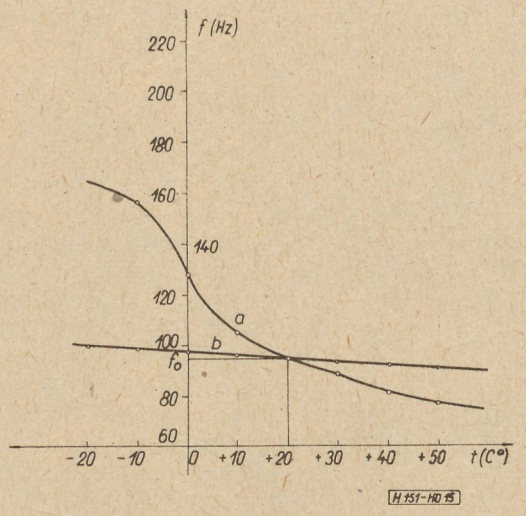
A rezonancia-frekvencia hőfokfüggését a 15. ábrán tüntettük fel, egy ∅ 160 mm-es hangszóró esetében, a környező hőmérséklet függvényében Standoplasttal (*a* görbe), ill. szilikonkaucsuk-polimerizátummal történő kezelés után (*b* görbe). Az utóbbi kedvezőbb tulajdonsága az ábra alapján nyilvánvaló.

A membránszél-rezonancia megszüntetésére kézenfekvőnek tűnik a poliuretán-hab — vagy hasonló sajátságú egyéb anyag — membránszélként való használata; azonban — eltekintve a költségnövekedéstől — mind ez ideig nem sikerült egyszerű, tömeggyártásban is használható megoldást találni a membrán és a poliuretánhabból készített membránszél összeerősítésére.

A teljesség kedvéért még megjegyezzük, hogy a csillapítóréteg hatása nemcsak abban nyilvánul meg, hogy a membránszél-rezonanciát megszünteti, hanem abban is, hogy csökkenti a szélről visszaverődő hajlítórezgések amplitudóját. Ennek, valamint a már említett görbített membránkontúrnak tulajdoníthatjuk azt, hogy a hangszóró meglepően kis nemlineáris torzítású, a rezonanciafrekvencia felett; a hangszórónál annyira jellegzetes, zavaró szubharmonikus képzés pedig alig hallható mértékűre csökkent.

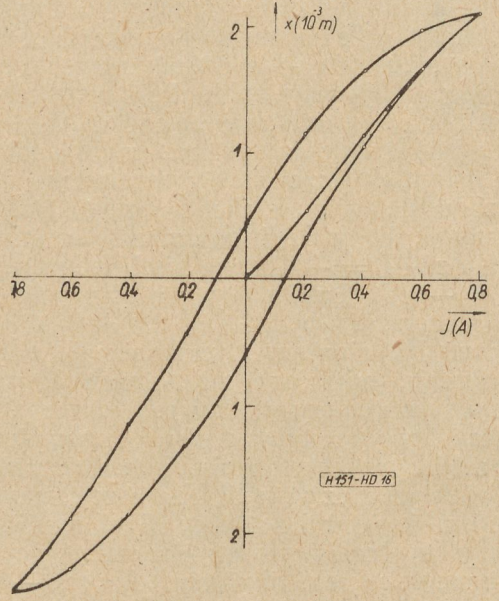
Mivel a torzítás csökkentésére nagy súlyt helyeztünk, a membránszél és a központosító rugózó gyűrűit igyekeztünk úgy kialakítani, hogy az elmozdulás az erő függvényében lehetőleg lineáris legyen.

A 16. ábrán egy 130 mm-es, a 17. ábrán egy 160 mm-es átmérőjű hangszóró membránrendszerének elektromechanikai hiszterézisgörbéjét ábrázoltuk. A görbék — jól láthatóan — kielégítően szimmetrikusok.



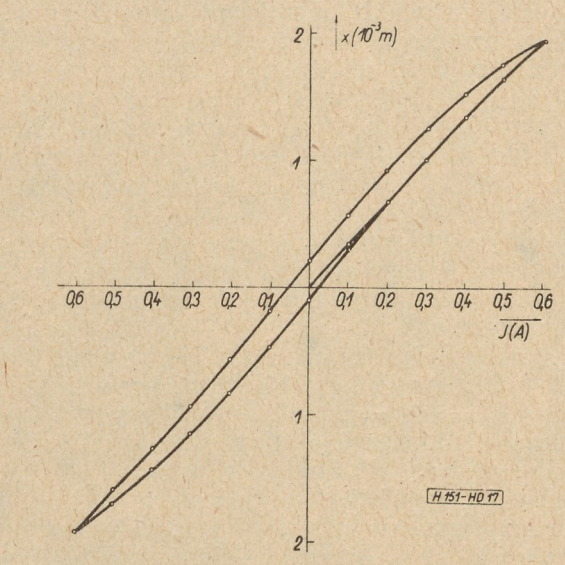
15. ábra. *a* — 160 mm átmérőjű, Standoplasttal kezelt membránszélű hangszóró rezonanciafrekvenciájának hőfokfüggése; *b* — ugyanaz, szilikonkaucsuk-polimerizátummal kezelve

A hangszórók kommutálással felvett elektromechnikai szűzgörbéjét az áram függvényében a 18. ábrán láthatjuk. Az *a* görbe 130 mm átmérőjű, a *b* görbe 160 mm átmérőjű hangszóróra vonatkozik. A lineáristól való eltérés $I_{cs} = 0{,}6$ A áram mellett a 130 mm-es típusnál méréseink szerint kisebb mint 4%, míg a 160 mm-es típusnál kisebb mint 6%.* $I_{cs} = 0{,}6$ A mellett a hangszóró $P_1 \sim 1{,}4$ VA látszólagos teljesítményt vesz fel. Vegyük most figyelembe azt, hogy a rezonanciafrekvencián mutatkozik



16. ábra. 130 mm átmérőjű hangszóró lengőrendszerének elektro-mechanikai hiszterézisgörbéje (elmozdulás a lengőtekercsben folyó áram függvényében)

*Ez az eltérés a 130 mm-es típus javára onnan adódik, hogy ez utóbbinak kisebb rugóállandója lévén, adott áramra — erőre — kisebb lehajlást mutat.

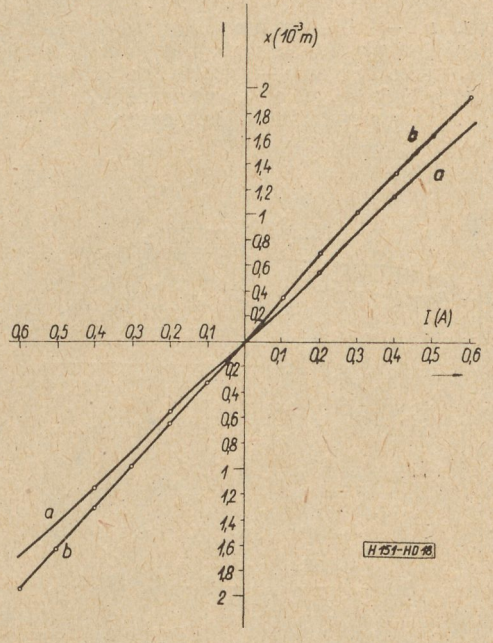


17. ábra. 160 mm átmérőjű hangszóró lengőrendszerének elektromechanikai hiszterézisgörbéje (elmozdulás a lengőtekercsben folyó áram függvényében)

a legnagyobb amplitudó; itt viszont az impedancia az 1 kHz-en mértnek legalább mintegy 1,5-szerese.

Így belátható, hogy a nemlineáris torzítás a névleges terhelés mellett még a rezonanciafrekvencián is kisebb lesz, mint az általában szokásos érték. Ehhez természetesen hozzájárul a későbbiekben részletezett légrés és lengőtekercs kialakítása is.

A tapasztalat szerint a rezonanciafrekvencia felett a hangszóró nemlineáris torzítása meglehetősen erősen függ a membrán vastagságától. Éppen ezért újabb típusainkban az általában szokásos membránvastagságnál mintegy

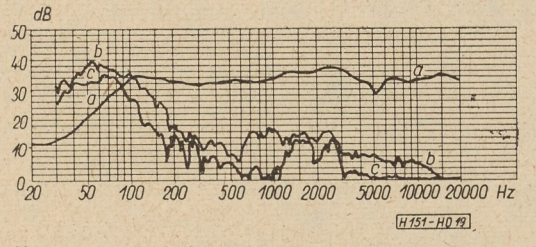


18. ábra. A hangszórók elektromechanikai szűzgörbéje; *a* — 130 mm-es hangszóró; *b* — 160 mm-es hangszóró

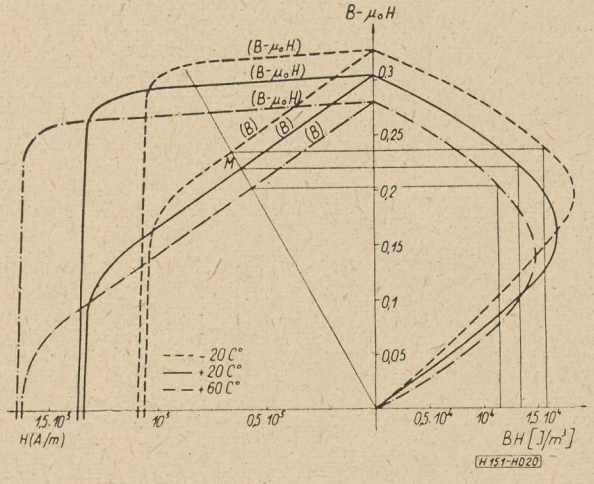
20%-kal vastagabb membránt alkalmazunk. Ez természetesen megmutatkozik a membrán súlyában is, a torzítást tehát csak a hatásfok rovására csökkenthettük.

A torzítás csökkentését célozza az is, hogy a membrán kontúrja nem egyenes, hanem görbe vonal. Ilyen elrendezésnél ugyanis a tapasztalat szerint nehezebben alakul ki a membránon a szubharmonikus gerjesztés. Valóban, a szokásos hangszórókhoz képest az új típusoknál a szubharmonikus képzés elhanyagolhatóan csekély.

A nemlineáris torzítás alakulását szemlélteti a 19. ábra, amely egy 160 mm átmérőjű *Hc* típusú $U = 4$ V = állandó feszültséggel táplált hangszóró keltette alapfrekvenciás jel, valamint az első és a második felharmonikus tengelybeli jelleggörbéjét mutatja. Az *a* jelzésű görbe az alapharmonikus, a *b* és *c* jelzésű pedig az első, illetőleg a második felharmonikus tengelybeli jelleggörbéje. Ez utóbbiakat az ábrázolás érdekében a mért értéknél +20 dB-el nagyobb amplitudóval tüntettük fel. Érdekes tapasztalat az, hogy a hangszóró nemlineáris torzítása a rezonanciafrekvencia felett az amplitudóval igen lassan változik. Ez azért kellemetlen, mivel a szokásos terhelések mellett a vezérlő jel csökkentésével a torzítás gyakorlatilag alig csökken. A jelenség oka — úgy tűnik — tisztázatlan.



19. ábra. a — 160 mm-es átmérőjű, *Hc* típusú hangszóró tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje $U = 4$ V áll. mellett; *b* és *c* — az első és a második felharmonikus jelleggörbéje a ténylegesnél 20 dB-lel nagyobb szinten feljegyezve



20. ábra. Anizotróp báriumferrit-mágnes jellegzetes mágnesezési görbéi $T = -20$; $+20$; $+60$ C° hőmérsékleten

4. A mágneskör és a kosár kialakítása

A dinamikus hangszóró lényeges alkatrésze a mágnes. Az eddig általánosan használt, kobalttal és nikkellel erősen ötvözött anyagú öntött mágnesek, kereskedelmi nevükön ALNICO, TICONAL, ALCOMAX helyett gazdasági okból — egyetlen típust kivéve — import fémeket nem igénylő báriumferrit-mágnes alkalmazása mellett döntöttünk. A gyár kollektívája 1957-ben — felismerve a báriumferrit-mágnesek nagy jelentőségét — kidolgozta a mágnes hazai előállításának egyik lehetséges technológiáját, amelyre azóta hazai és több külföldi szabadalmat kapott [16]. A mágnes gyártására berendezett üzemben a VT-ben 1960-ban indult meg a folyamatos termelés.

A tervezés alapjául szolgáló báriumferrit-mágnes névleges mágnesezési görbéjét a 20. ábrán láthatjuk. Ismeretes [17], hogy a báriumferrit ${}_JH_c$ koercitív erejének hőfokfüggése mintegy $-0{,}2\%/C°$, a B_r remanenciáé pedig mintegy $+0{,}15\%/C°$, tehát mindkettő kereken egy nagyságrenddel nagyobb, mint az öntött mágnesé. Ennek megfelelően a környező hőmérséklet megváltozásával az anyag mágnesezési görbéje is jelentősen módosul. A 20. ábrán feltüntettük a megváltozott -20 C° és $+60$ C° közötti mágnesezési görbéket is. Az *M* munkapont megválasztása ezért a báriumferrittel felépített mágneskörök esetében igen lényeges és kényes feladat; helytelenül méretezett mágnesköröknél ugyanis a lehűtéskor irreverzibilis lemágneseződés mutatkozik, ha az alsó üzemi hőmérséklethatárhoz tartozó ($B - \mu_0 H = f/H$) görbe könyöke alá esik a munkapont. Nyilvánvaló, hogy a lemágneseződés elkerülése érdekében a mágnest a $+20$ C°-nál szükséges értékhez képest így nagyobbra kell méreteznünk; ez azonban megtérül, mivel egy esetleges alacsony hőmérsékleten történő szállításnál nem kell tartanunk észrevehető irreverzibilis lemágneseződéstől. A méreteket célszerű úgy megválasztani, hogy az irreverzibilis légrésindukcióváltozás $T = -40$ C°-ig kisebb legyen, mint $\Delta B_1 = -2\%$. Ezt a gyakorlatban nehézség nélkül megvalósítottuk.

Mivel a báriumferrit remanenciája lényegesen kisebb, mint az alnico-típusú anyagoké, koercitív ereje ugyanakkor sokkal nagyobb, a mágnes így viszonylag rövid, s nagy keresztmetszetű. A szokásos, vasból készült hangszórókosár helyett ezért más szerkezeti anyagból kellett a kosarat készíteni. Mivel a műanyag csekély rugalmassági modulusa miatt nem látszott megfelelőnek, alumíniumötvözet — szilumin— mellett döntöttünk. Ebből a gondolatból kiindulva alakul ki a 21. ábrán látható megoldás, amelyre a hazai illetékes szerv, valamint több állam találmányi hivatala azóta szabadalmat adott [18].

Tapasztalatunk szerint a hangszórókosár anyaga, s a kosár kiképzése akusztikai szemszögből nézve is lényeges. Éspedig, úgy találtuk, hogy a könnyű fémlemezkosarak — bo-

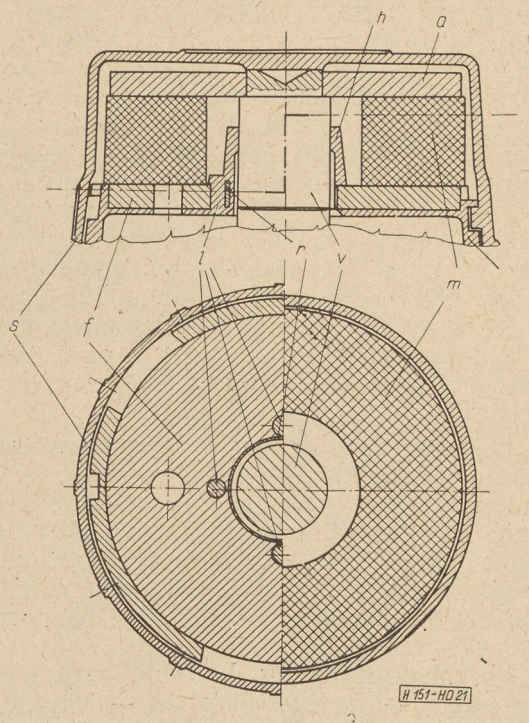
nyolult rezgést végezve — előre meg nem határozható módon szolgáltatnak hangnyomásjárulékot. Az eredmény a nemlineáris torzítás észrevehető megnöveke lésében mutatkozik. A présöntött fémkosárnál ezt nem tapasztaltuk.

A kosármegoldás lényege az, hogy — gyűrűmágneses kört feltételezve — a kosár présöntésekor egyúttal a fedőlapot is beerősítjük, olyképpen, hogy az *f* fedőlapban elhelyezett *l* lyukakon átömlik a *k* kosár anyaga az *f* fedőlap túloldalára; az lehetőséget ad azután arra, hogy az átömlő anyagból *h* hüvelyt kiképezve biztosítsuk a *v* vasmag központosítását. Az előbbi megoldás egyik különös előnye így az, hogy az *m* mágnest és az *a* alaplappal összeszegecselt *v* vasmagot — melyet az *a* sapkán elhelyezett szemekkel, bajonettzár segítségével rögzítünk a *k* kosáron — egy utólagos beállítás, ill. tisztítás érdekében a membránszerelvény megbolygatása nélkül le-, ill. visszaszerelhetjük.

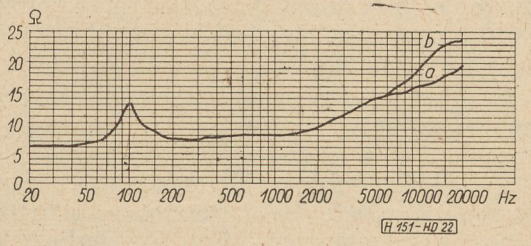
A kosár és a mágneskör előbbi kialakításának még egy érdekessége van: a présöntéssel egyidejűen az *f* fedőlap légrés felőli oldalán vékony, gyűrűalakú sziluminréteget képezünk ki, amelyet azután a felöntés megmunkálásakor mintegy 0,2 mm-es falvastagságúra forgácsolunk. Ez az *r* gyűrű azután rövidrezárt menetként körülveszi a lengőtekercset, s így annak induktivitását előnyösen csökkenti (22. ábra). A gyűrűvel ellátott hangszóró állandóbb impedanciamenete következtében az erősítőt a magasabb frekvenciákon előnyösen terheli, ezenkívül gyakorlatilag megszünteti azt a frekvenciamenetben mutatkozó eltérést, amelyet a feszültség-, illetőleg áramgenerátorról táplált hangszóró között egyébként tapasztalunk (23. ábra). Ezekért az előnyökért természetesen fizetnünk kell; mégpedig nem is keveset. A légrés térfogata a 0,2 mm vastag gyűrű következtében ugyanis mintegy 20%-kal megnő; a szükséges mágnestérfogat növekedése így hasonló arányú. A gyűrű jelenléte miatt a hangszóró villamos körébe további impedanciaelemek transzformálódnak, amelyeknek ohmos összetevője következtében a hatásfok kb. 0,5 dB-t csökken. Különleges alkalmazásoknál szükséges nagyobb minőségi követelmények így indokolttá teszik a gyűrű használatát, azonban a szokásos híradástechnikai alkalmazások túlnyomó többségénél erre nincs szükség.

A teljesség kedvéért röviden ki kell itt térnünk még a légrés kialakítására, s ennek kapcsán a légrésindukció gazdaságosan realizálható értékére.

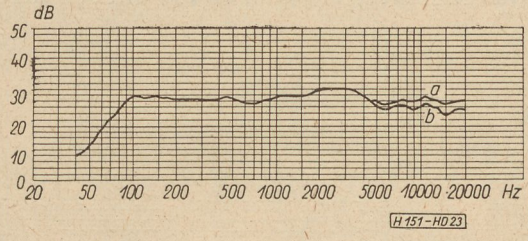
A külföldi hírdetésekből jólismert az, hogy az üzleti versengések eredményeképpen egyes vállalatok igen nagy, $B_1 = 1{,}3 - 1{,}7$ Vsm^{-2} nagyságú légrésindukciójúnak hírdetik gyártmányaikat. A hirdetett adatokat a mért adatok a valóságban igen gyakran meg sem közelítik, vagy pedig ha a mért légrésindukció valóban a hirdetett érték, úgy ezt majdnem kivétel nélkül azzal érik el, hogy a fedőlap



21. ábra. A hangszóró mágneskörének kialakítása. A mágnes báriumferrit gyűrűmágnes



22. ábra. *a—Hc* típusú, 160 mm átmérőjű hangszóró impedanciája abszolút értékének jelleggörbéje, *r* rövidrezáró gyűrűvel; *b* — ugyanaz, de rövidrezáró gyűrű nélkül



23. ábra. *a—Hc* típusú, 160 mm átmérőjű *r* rövidrezáró gyűrűvel ellátott hangszóró tengelybeli hangnyomás jelleggörbéje U = áll. feszültségű generátorról táplálva; *b* — ugyanaz, de rövidrezáró gyűrű nélkül

magasságát a légrés közelében az eredeti érték 60—80%-ára lecsökkentik. Így azután gyakori az olyan hangszóró, ahol a légrés magassága a légrés hosszának — azaz az erővonalak irányában mért méretnek mintegy háromszorosa. Az ilyen légrésben a légrésindukció oloszlása igen egyenetlen, s a rés széle felé haladva a térerősség rohamosan csökken.

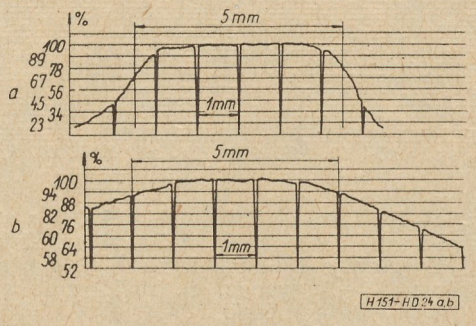
Ismeretes [19], hogy a hangszóró hatásfoka nem a légrésindukcióval, hanem — azonos

lengőtekercs huzaltérfogatot feltételezve — a légrés energiájával arányos; a légrésenergia pedig a leszűkítés eredményeképpen a szórás növekedése következtében helyesen méretezett mágneskörnél a tapasztalat szerint gyakorlatilag állandó. A leszűkítéssel elért nagyobb légrésindukció így — adott mágnessúlyt alapulvéve — nem jelent általában hatásfoknövekedést, viszont a szűkítés következtében keletkezett kedvezőtlen légréshossz/légrésmagasság viszony erős helyi indukció-inhomogenitás, s így torzítás forrása lesz. A fenti meggondolások alapján a légrésmagasság ilyen értelmű, szebb adatokat eredményező csökkentését elvetettük.

Az alkalmazott 5 mm fedőlapmagasság és 20 mm közepes légrésátmérő mellett a légrésindukció értékét típusonként 0,6—1,5 Vsm^{-2} között tartjuk célszerűnek megválasztani. A világpiacon forgalmazott hangszórók szokásos, tényleges légrésindukcióját, légrésenergiáját és kitöltését figyelembe véve, ezt az értéket megfelelőnek mondhatjuk.

A jelenlegi hazai és külföldi báriumferrit anyagokkal — tömeggyártásban — az említett 20 mm vasmagátmérő, 5 mm fedőlapmagasság, és 1,1 mm légréshossz mellett számításaink és méréseink szerint $B_l \leqslant 1$ Vsm^{-2} légrésindukció még gazdaságosan elérhető. Ennél nagyobb légrésindukcióknál célszerűbb öntött anyagot alkalmazni.

A hangszóró torzításának csökkentése érdekében nagy súlyt helyeztünk arra, hogy a mágneskör 5 mm magasságúnak választott légrésében a légrésindukció eloszlása a légrésmagasság közepére vonatkoztatva lehetőleg szimmetrikus legyen (24. ábra, *a* görbe). Ezt az indukció-eloszlást a vasmag hosszának megfelelő megválasztásával tapasztalatunk szerint mindig biztosíthatjuk. Ilyen elrendezésnél ugyanis szimmetrikus lesz az elegendően hosszú



24. ábra. a — a légrésindukció eloszlása egy 5 mm vastag fedőlappal, 20 mm átmérőjű vasmaggal felépített mágneskör légrésében, 1,1 mm légréshossz mellett. $B_l = 0{,}9$ Vsm^{-2}; *b* — egy, a fenti légrésben mozgó 8 mm hosszú lengőtekercsre ható erő csökkenése a lengőtekercs elmozdulásának függvényében

lengőtekercsre ható erő-elmozdulás ábrája is (24. ábra, *b* görbe), következésképpen belátható, hogy a hangszóró torzítása is kedvezőbben alakul.

A lengőtekercs hossza ebből a szempontból nem közömbös; esetünkben a névleges hossz 8 mm. Az így adódó impedancia 1 kHz-en éppen 8 ohm. Ha az említett helyett más értékű impedanciát — pl. 5, vagy 16 ohmot kívánunk megvalósítani, számolnunk kell a légrés rosszabb kitöltése, valamint a változott lengőtekercshossz miatt azzal, hogy a hatásfok és a torzítás némileg romlik.

IRODALOM

1. *Huszty D.:* Az alkalmazott akusztika egy megoldatlan problémájáról. Kép- és Hangtechnika 6 évf. 1960. Budapest, 17—19. o.
2. *Huszty D.:* Újabb hazai dinamikus hangszórók. Kép- és Hangtechnika. Megjelenés alatt.
3. *H. Harz:* Lautsprecher mit erhöhtem Präsenzgrad. Elektronische Rundschau. Bd 14. 1960, 193—196. old.
4. Lásd [2]
5. *L. Beranek:* Acoustic Measurements. Wiley, New York, 1949, 680. old.
6. *Huszty D.:* Ein Beitrag zur Theorie der Schallstrahlung. Proc. 3rd Internat. Congr. of Acoustics. Elsevier, Amsterdam. D7. előadás.
7. *Huszty D.:* Adalék a hangsugárzás elméletéhez. Magyar Híradástechnika, 11. évf. 1960. Budapest. 6—9. old.
8. *Huszty D.:* Körszimmetrikus, komplex gerjesztésű sugárzók exakt szintézise. II. Akusztikai Konferencia, Budapest 1961. 9/1 előadás.
9. *F. Eggers:* Messung der Amplituden und Phasenverteilungen auf Konuslautsprechermembranen. Acustica, Vol. 7. 1957. 21. old.
10. *H. F. Olson:* Acoustical Engineering. D. Van Nostrand. Princeton, 1957. 143—148. old.
11. *Huszty D.:* Új hazai dinamikus hangszórók. Kép- és Hangtechnika, 1. évf. 1955. Budapest, 97—102. old.
12. *Huszty D.:* Mechanikai keresztezésű széles hangsávú hangszóró. Szolg. szab. Magyar szab. száma: 149.274. Bejl: 1959. dec. 3.
13. *H. F. Hopkins:* Diaphragm for electroacoustic transducers. 2,549.091 sz. USA szabadalom.
14. *G. Buchmann—K. Küpfmüller:* Fortschritte in der Entwicklung elektrodynamischer Lautsprecher. Fernmeldetechn. Zeitschr. 4. Jahrg. 253—261. old.
15. Lásd [11].
16. *Kerkay A-né—Kerpely K.—Papp I.—Huszty D.:* Eljárás oxid-alapanyagú anizotróp báriumferrit permanens mágnesek előállítására. Szolg. szab. Magyar szab. száma: 148.045. Bejel: 1958. december 5.
17. *E. Schwabe:* Über die Temperaturabhängigkeit der magnetischen Eigenschaften von Bariumferrit. Zeitscher für angew. Phys. Bd. I. (1959), 183. old.
18. *Huszty D.:* Mágneses hangszóró. Szolg. szab. Magyar szab. száma: 146,885 Bejel.: 1958. február 19.
19. *Huszty D.:* A közvetlensugárzó dinamikus hangszóró elmélete és tervezése. II. rész. Magyar Híradástechnika 6. évf. 1955. Bp. 137—143. old. (56)

Felharmonikusokat tartalmazó periodikus jelek eredő fázishelyzetének meghatározása

GONDA GÁBOR
a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja
Méréstechnikai Központi Kutató Laboratórium*

ETO 621.317.373.018.3

1. Bevezetés

Az elektronika számos területén előfordulnak harmonikusokat tartalmazó periodikus (a továbbiakban szinuszos) jelek (feszültségek, áramok stb.). Azokban az esetekben, amikor ilyen torzított jelek *fázishelyzete* is érdekes, gyakran szükséges megvizsgálni, hogyan befolyásolja a felharmonikus tartalom az eredő (torzított) jel fázishelyzetét. (Fázishelyzeten mindenhol a görbe nullátmenetét értjük.) Ez a cikk ismerteti ezen vizsgálat számítási módszerét, és görbeseregeket ad meg a keresett fázisszög kiszámítására.

A felharmonikusok jelenléte legtöbbször elektroncsöves erősítők nemlineáris karakterisztikájának a következménye.

A felharmonikusok hatása többek között *járulékos fáziseltolásban* nyilvánul meg. Ezt illusztrálja az 1. ábra, ahol egy szinuszos feszültség alapharmonikusa (1. görbe) és néhány százalék második harmonikusa (2. görbe) látható abban az esetben, ha a második harmonikus az alapharmonikushoz képest φ_2 fázisszöggel el van tolva. Az alapharmonikusból, és a második harmonikusból álló eredő görbe is meg van rajzolva az ábrán (3. görbe). Az ábrából jól látható, hogy az eredő görbe az alapharmonikushoz képest Φ_2 fázisszöggel siet.

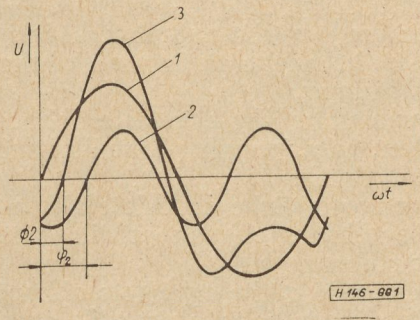
Elektroakusztikai berendezéseknél ez a járulékos fáziseltolás a fül fázisérzéketlensége következtében nem okoz zavarokat, *méréstechnikai* alkalmazásoknál azonban hibát eredményezhet.

Például az alábbi impulzustechnikai elven működő fázisszögmérési eljárásnál nagy hibák léphetnek fel a harmonikus tartalom következtében. A fázisszögmérés működési elve a 2. ábrán látható.

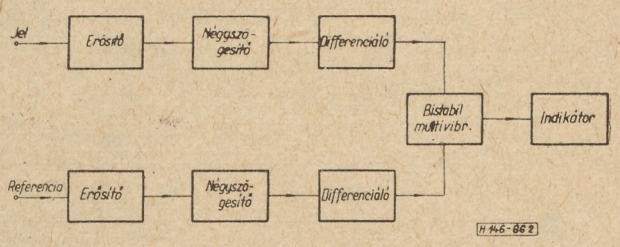
Mind a jelfeszültség szinuszhullámát, mind pedig a referenciafeszültség szinuszhullámát négyszögimpulzussorozattá, majd tűalakú impulzusfeszültséggé alakítják át, és azokkal egy bistabil multivibrátor két rácsát vezérlik. A jelfeszültségből származó tűjel átbillenti a multivibrátort, a referenciafeszültségből származó tűjel pedig visszabillenti azt, és így az egyik anódáram folyási szöge a mérendő fázisszöggel lesz arányos. Ha tehát a multivibrátor egyik anódáramát egy számtani középértékre kitérő Deprez műszer méri, a kitérés a fázisszöggel arányos lesz. Könnyű belátni, hogyha valamelyik mérőfeszültségben harmonikus tartalom van jelen, akkor az 1. ábra alapján adódó járulékos fáziseltolás következtében jelentős mérési hiba lép fel. Mint a későbbiekből látni lehet, ez a járulékos fáziseltolás a legkedvezőtlenebb esetben 7—8°-ot is kitehet, ami például egy pontosságra igénytartó fázisszögmérő készüléknél már semmiképpen sem engedhető meg.

Mivel tehát a szinuszhullámú váltakozófeszültségben jelenlevő harmonikusok a fentiek alapján döntő jelentőségűek lehetnek, érdemes megvizsgálni, hogy az egyes harmonikusok mekkora járulékos fáziseltolást eredményeznek.

Az eredő görbe járulékos fáziseltolodását a jelenlevő *harmonikus faja* (második, harmadik stb. harmonikus), annak *nagysága*, és az alapharmonikushoz viszonyított *fázisszöge* is befolyásolja. Ezért a vizsgálatot célszerű elvégezni különböző harmonikusokra, és megvizsgálni hogyan változik az eredő görbe fázisszöge, ha a harmonikus amplitudója illetőleg fázisszöge változik. A matematikai számítások bonyolultsága következtében csak azok az esetek kerülnek jelen cikkben tárgyalásra, amikor a jelben csupán egyfajta harmonikus van, vagy a többi harmonikus elhanyagolható. A vizsgálatokat második, harmadik, negyedik és ötödik harmonikusra kell csak elvégezni, mert a gyakorlatban ennél magasabbrendű harmonikusok általában már úgyis elhanyagolhatóan kicsi amplitudóval fordulnak elő.



1. ábra. Második harmonikus tartalom által okozott fáziseltolás



2. ábra. Impulzustechnikai elven működő fázisszögmérési eljárás működési vázlata

*A szerző jelenlegi munkahelye a Budapesti Műszaki Egyetem Elméleti Villamosságtan Tanszék.

2. Jelölések

Az alkalmazott jelölések az alábbiak lesznek:

ω — a jel körfrekvenciája,
t — az idő,
k_2 — a jelenlevő második harmonikus amplitudója az alapharmonikus százalékában,
φ_2 — a jelenlevő második harmonikus fázisszöge az alapharmonikushoz viszonyítva,
k_3 — a jelenlevő harmadik harmonikus amplitudója az alapharmonikus százalékában,
φ_3 — a jelenlevő harmadik harmonikus fázisszöge az alapharmonikushoz viszonyítva,
k_4 — a jelenlevő negyedik harmonikus amplitudója az alapharmonikus százalékában,
φ_4 — a jelenlevő negyedik harmonikus fázisszöge az alapharmonikusokhoz viszonyítva,
k_5 — a jelenlevő ötödik harmonikus amplitudója az alapharmonikus százalékában,
φ_5 — a jelenlevő ötödik harmonikus fázisszöge az alapharmonikushoz viszonyítva
k_n — a jelenlevő n-edik harmonikus amplitudója az alapharmonikus százalékában,
φ_n — a jelenlevő n-edik harmonikus fázisszöge az alapharmonikushoz viszonyítva,
y_1 — az alapharmonikus görbéjének az egyenlete,
y_2 — a második harmonikus görbéjének az egyenlete,
y_3 — a harmadik harmonikus görbéjének az egyenlete,
y_4 — a negyedik harmonikus görbéjének az egyenlete,
y_5 — az ötödik harmonikus görbéjének az egyenlete,
y_n — az n-edik harmonikus görbéjének az egyenlete,
Y_2 — az eredő görbe egyenlete abban az esetben, ha a jel csak második harmonikust tartalmaz,
Y_3 — az eredő görbe egyenlete abban az esetben, ha a jel csak harmadik harmonikust tartalmaz,
Y_4 — az eredő görbe egyenlete abban az esetben, ha a jel csak negyedik harmonikust tartalmaz,
Y_5 — az eredő görbe egyenlete abban az esetben, ha a jel csak ötödik harmonikust tartalmaz,
Y_n — az eredő görbe egyenlete abban az esetben, ha a jel csak n-edik harmonikust tartalmaz,
Φ_2 — az eredő görbe fázisszöge az alapharmonikushoz viszonyítva abban az esetben, ha a jel csak második harmonikust tartalmaz,
Φ_3 — az eredő görbe fázisszöge az alapharmonikushoz viszonyítva abban az esetben, ha a jel csak harmadik harmonikust tartalmaz,
Φ_4 — az eredő görbe fázisszöge az alapharmonikushoz viszonyítva abban az esetben, ha a jel csak negyedik harmonikust tartalmaz,
Φ_5 — az eredő görbe fázisszöge az alapharmonikushoz viszonyítva abban az esetben, ha a jel csak ötödik harmonikust tartalmaz,
Φ_n — az eredő görbe fázisszöge az alapharmonikushoz viszonyítva abban az esetben, ha a jel csak n-edik harmonikust tartalmaz.

3. A járulékos fáziseltolás meghatározása abban az esetben, ha a jel csak második harmonikust tartalmaz

Ezzel az esettel lehet közelíteni egy triódás fokozat által erősített jelet, tekintve, hogy a triódás erősítőfokozat túlnyomórészt második és negyedik harmonikust állít elő.

Az *eredő görbe* most az *alapharmonikusból* és a *második harmonikusból* áll.

Itt (és későbbiekben is) úgy szerepel, hogy a harmonikus késik az alapharmonikushoz képest, és az alapharmonikus amplitudója egységnyi (100 %).

A második harmonikust tartalmazó jel eredő egyenlete

$$Y_2 = y_1 + y_2 = \sin \omega t + k_2 . \sin 2 (\omega t - \varphi_2) \quad (1)$$

Feladat meghatározni ennek az eredő görbének az alapharmonikushoz viszonyított Φ_2 fázisszögét, azaz az Y_2 eredő görbe nullátmeneteit. Ebből a célból a görbe egyenletét nullával kell egyenlővé tenni, és egyúttal az ωt helyébe a nullátmenetet jelölő Φ_2-t írni.

$$\sin \Phi_2 + k_2 \cdot \sin 2 (\Phi_2 - \varphi_2) = 0 \quad (2)$$

Ezek után az (2) egyenletből kiszámítható, hogy adott k_2 és φ_2 értékekhez mekkora Φ_2 járulékos fáziseltolás tartozik. A (2) egyenlettel megadott *háromváltozós* kifejezést a szemléletesség céljából olyan diagramban lehet ábrázolni, amelynek vízszintes tengelyén a harmonikus tartalom (k_2), függőleges tengelyén pedig az eredő járulékos fáziseltolás (Φ_2) szerepel. A paraméter ebben az esetben a harmadik változó, a második harmonikus fázisszöge (φ_2).

A (2) kifejezésből számítható görbék a 3. ábrán láthatók.

A 3. ábrából a következő eredmények olvashatók le:

1. Minél nagyobb a harmonikus tartalom, annál nagyobb a járulékos fáziseltolás abszolút értéke;

2. Ha a második harmonikus jel fázisszöge nulla foktól kezdve növekszik, a járulékos fáziseltolás körülbelül $\varphi_2 = 45°$-nál a legnagyobb, majd tovább növelve $\varphi_2 = 90°$-nál nullára csökken, 135° közelében negatív maximumot ér el, és $\varphi_2 = 180°$-nál ismét nulla lesz. A folyamat 180°-ra periodikus.

Ezt a görbesereget akkor célszerű használni, ha a harmonikus fázisszöge (φ_2) ismeretes, és vagy az a kérdés, hogy egy adott harmonikus tartalomhoz mekkora járulékos fáziseltolás tartozik, vagy pedig egy bizonyos meg-

engedhető eredő fáziseltoláshoz mekkora maximális harmonikus tartalom engedhető meg.

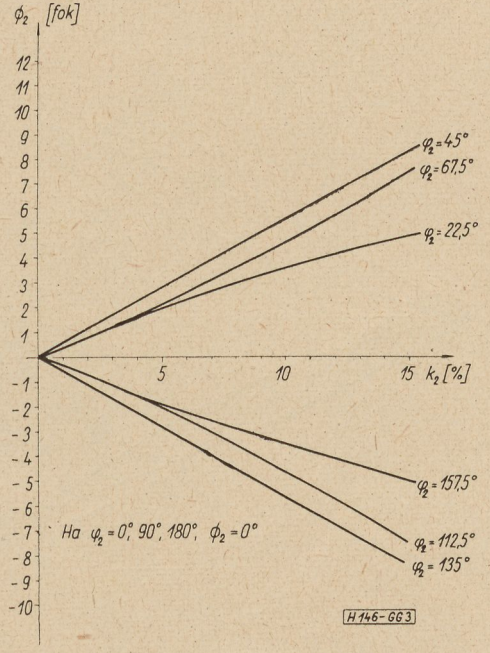
Jól látható a 3. ábrából, hogy például $k_2 = 10$ %-os második harmonikus tartalom esetén a legkedvezőtlenebb esetben ($\varphi_2 \approx 50°$), — $\Phi_2 =$ $= 5{,}8°$-os járulékos fáziseltolás lép fel, ami bizonyos esetekben zavaró lehet.

Sokszor előnyösebben használható egy olyan görbesereg, amelynél a vízszintes tengelyen van a harmonikus fázisszöge (φ_2), a függőleges tengelyen a járulékos fáziseltolás (Φ_2), és a görbesereg paramétere pedig a harmonikus tartalom (k_2). Ezt a görbesereget, amely a 4. ábrán látható, a 3. ábra görbeseregéből lehet átszerkeszteni.

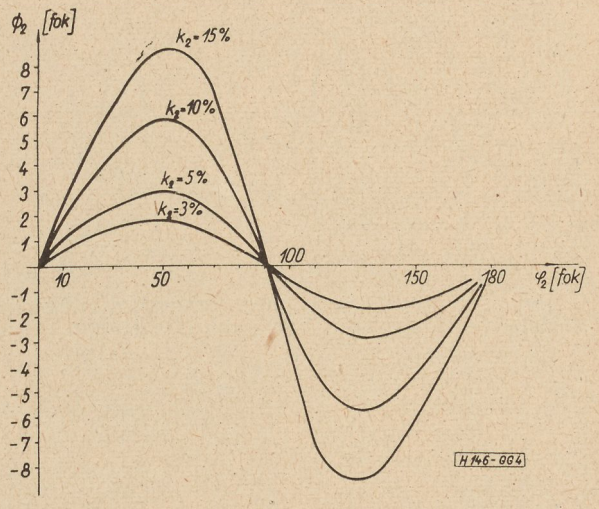
A 4. ábrán látható görbesereget — amely természetesen ugyanazt fejezi ki, mint a 3. ábrán látható görbesereg —, akkor célszerű használni, ha a jel harmonikus tartalma van megadva, és vagy az a kérdés, hogy egy bizonyos nagyságú φ_2-höz mekkora Φ_2 tartozik, vagy az, hogy egy adott maximális eredő fáziseltoláshoz mekkora legnagyobb φ_2 engedhető meg.

A 4. ábra görbeseregéből egy érdekes tény figyelhető meg. A harmonikus tartalom növelése nemcsak a görbék maximális értékét befolyásolja, hanem azt is eredményezi, hogy a maximum helye a nagyobb φ_2 felé tolódik — $\varphi_2 <$ $> 90°$ esetén, — és a kisebb φ_2 felé tolódik, ha $\varphi_2 > 90°$. (A görbék $\varphi_2 = 180°$-ra periodikusak.)

Ennek a kérdésnek a számszerű megvizsgálása céljából alkalmazni lehet a görbesereget kifejező (2) egyenletre az implicit függvény matematikából ismert szélsőérték számítási szabályát (a Φ_2 függő változó a (2) egyenletből ugyanis általában nem fejezhető ki), — amely szerint a szélsőérték helyének és nagyságának meghatározása céljából meg kell oldani az



3. ábra. A járulékos fáziseltolást kifejező görbék második harmonikus tartalom esetén



4. ábra. A járulékos fáziseltolást kifejező görbék második harmonikus tartalom esetén

$$F = \sin \Phi_2 + k_2 \cdot \sin 2 (\Phi_2 - \varphi_2) = 0 \text{ és a} \quad (3)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \varphi_2} = 0 \quad (4)$$

egyenletrendszert.

A (3) kifejezésből

$$\frac{\partial F}{\partial \varphi_2} = - k_2 \cos 2 (\Phi_2 - \varphi_2) = 0, \text{ amiből}$$

$$\left.\begin{array}{l} 1.\ \Phi_2 - \varphi_2 = 45° \\ 2.\ \Phi_2 - \varphi_2 = 135° \end{array}\right\} \quad (5)$$

Ha (1. eset) $2 (\Phi_2 - \varphi_2) = 90°$, akkor $\sin 2 (\Phi_2 - \varphi_2) = 1$, és

ha (2. eset) $2 (\Phi_2 - \varphi_2) = 270°$, akkor $\sin 2 (\Phi_2 - \varphi_2) = - 1$.

Ezeket a (3) egyenletbe helyettesítve a két megoldásra kapható, hogy

$$\left.\begin{array}{l} 1.\ \sin \Phi_2 + k_2 = 0, \\ 2.\ \sin \Phi_2 - k_2 = 0, \end{array}\right\} \quad (6)$$

amiből az eredő járulékos fáziseltolódás legnagyobb értéke

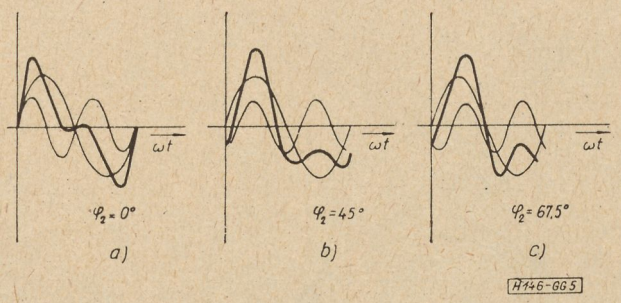
$$\Phi_{2\max} = \mp \text{ arc sin } k_2 \quad (7)$$

(A negatív előjel felel meg az 1. esetnek, a pozitív előjel pedig a 2. esetnek).

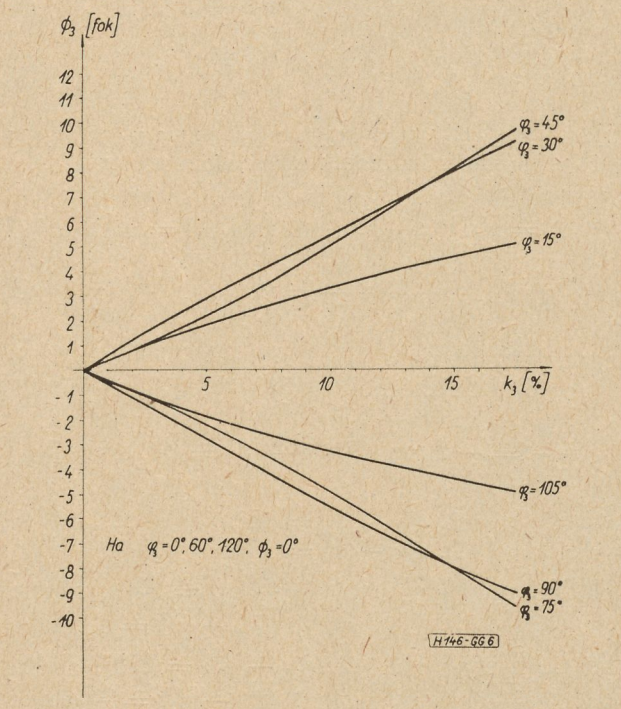
Meg lehet még határozni, hogy ez a maximális fáziseltolás mekkora φ_2-nél lép fel. Ebből a célból a (7) kifejezést be kell helyettesíteni az (5) egyenletekbe.

1. — arc sin $k_2 - \varphi_2 = 45°$ és
2. arc sin $k_2 - \varphi_2 = 135°$, amiből
1. $\varphi_{2\max} = - (45° + \text{arc sin } k_2)$
2. $\varphi_{2\max} = - (135° - \text{arc sin } k_2)$ (8)

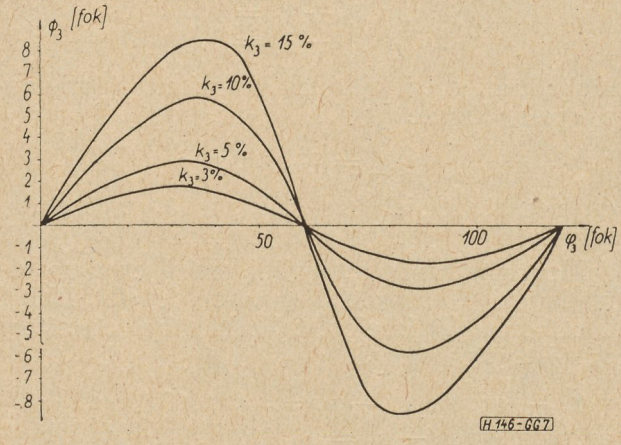
Az 1. eset tulajdonképpen maximumnak, a 2. eset pedig minimumnak felel meg, de mivel az eredő járulékos fáziseltolás hatására létrejövő mérési hiba általában független a fázis-



5. ábra. Az eredő görbe megszerkesztése különböző fázishelyzetű második harmonikus tartalom esetén



6. ábra. A járulékos fáziseltolást kifejező görbék harmadik harmonikus tartalom esetén



7. ábra. A járulékos fáziseltolást kifejező görbék harmadik harmonikus tartalom esetén

szög előjelétől, mindkét szélső érték egyformán érdekes, és hatásában ugyanolyan.

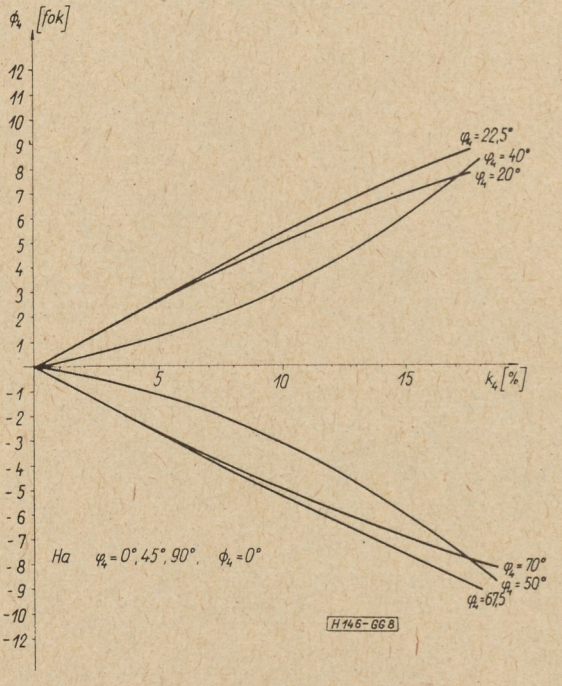
A (7) és (8) kifejezésekből látható, hogy a járulékos fáziseltolás szélső értékeinek nagysága, — tehát a legnagyobb eredő fáziseltolás, — független mind a harmonikus fajától, mind pedig ennek fázisszögétől, és csak a jelenlevő harmonikus tartalom nagyságától függ; a legnagyobb járulékos fáziseltolás helyét pedig egy bizonyos harmonikus fajtán belül szintén csak a harmonikus tartalom nagysága befolyásolja.

A (7) egyenletből látható, hogy a járulékos fáziseltolás maximális értéke hogyan függ a harmonikus tartalomtól. (Például ha $k_2 = 15\,\%$, akkor $\Phi_{2max} = 8{,}67°$).

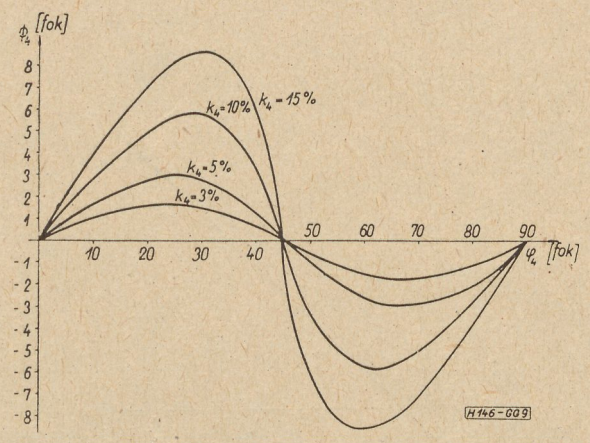
A (8) egyenletből pedig az látható, hogy minél nagyobb a jel harmonikus tartalma, annál jobban eltolódik a maximális járulékos fáziseltolás helye a $\varphi_2 = 90°$ irányába. (Ha például $k_2 = 15\,\%$, a maximális Φ_2 nem a 45°-nál, illetőleg a 135°-nál lép fel, hanem a $\varphi_2 \cong 54°$-nál, illetőleg $\varphi_2 \cong 126°$-nál).

Hogy a második harmonikus fázisszöge (φ_2) mennyire befolyásolja az eredő görbe járulékos fáziseltolását, az az 5. ábra szerkesztéséből is jól látszik. Az 5. ábrán az *a* görbék $\varphi_2 = 0°$-ra, a *b* görbék $\varphi_2 = 45°$-ra, és a *c* görbék $\varphi_2 = 67{,}5°$-ra vonatkoznak. A harmonikus tartalom minden esetben $k_2 = 50\,\%$. Az *a* görbéknél az eredő fáziseltolás közelítőleg nulla, és a *b* görbéknél éri el a maximális $\Phi_2 = 30°$-ot.

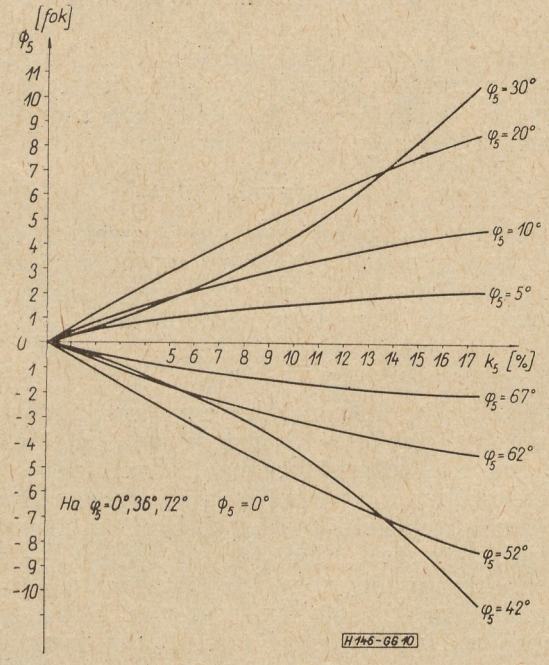
A fentiekhez hasonló vizsgálatokat el lehet végezni a harmadik, negyedik és ötödik harmonikusra is, azonban mivel azok nem jelentenek új elvi meggondolásokat, a részletes számítást nem szükséges közölni, csupán a fontos végeredményeket táblázatos formában, és a járulékos fáziseltolást megadó ábrákat (6., 7., 8., 9., 10. és 11. ábrák).



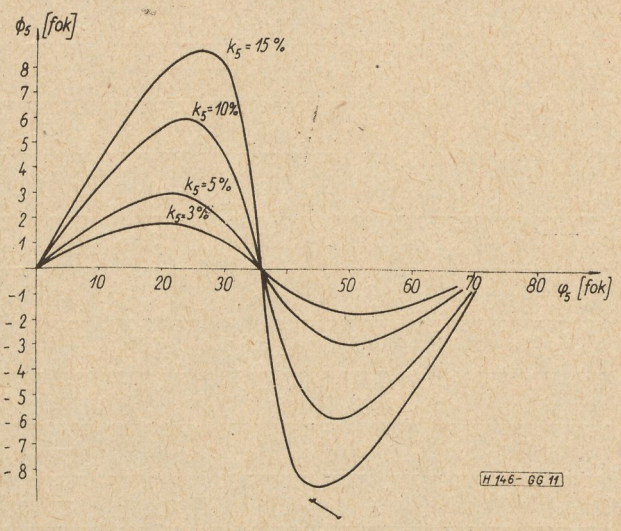
8. ábra. A járulékos fáziseltolást kifejező görbék negyedik harmonikus tartalom esetén



9. ábra. A járulékos fáziseltolást kifejező görbék negyedik harmonikus tartalom esetén



10. ábra. A járulékos fáziseltolást kifejező görbék ötödik harmonikus tartalom esetén



11. ábra. A járulékos fáziseltolást kifejező görbék ötödik harmonikus tartalom esetén

4. Összefoglalás

Az 1. táblázatban összefoglalásképpen szerepel a különböző harmonikus tartalmakra vonatkozólag az:

eredő jelalak egyenlete
a fáziseltolás legnagyobb értéke, és
a legnagyobb fáziseltolás helye.

A 2. táblázatban példaként látható, hogy 10%-os harmonikus tartalom esetén az eredő fáziseltolás (fokban) különböző rendszámú, és fázishelyzetű harmonikusoknál mekkora értéket vesz fel.

5. Függelék

A 4., 7., 9., és 11. ábrával kapcsolatban felmerül annak a szükségessége, hogy a járulékos fáziseltolást meg kell határozni nemcsak 3%, 5%, 10% és 15% harmonikus tartalom esetén, hanem valamely közbenső értéknél is. Ennek egyik módja az *interpoláció*, amellyel a feladatot meg lehet oldani, ez azonban bizonyos esetekben nem elegendően pontos.

A járulékos fáziseltolásnak legtöbbször csak

1. tábláza

Jellemző megnevezése / Harmonikus rendszáma	A torzított (eredő) jel egyenlete Y	Az eredő fáziseltolás legnagyobb értéke Φ_{max}	A legnagyobb fáziseltolás helye φ_{max}
2	$Y_2 = \sin\omega t + k_2 \sin 2(\omega t - \varphi_2)$	$\Phi_{2max} = \mp \arcsin k_2$	$\varphi_{2max} = -(45° + \arcsin k_2)$ $\varphi_{2max} = -(135° - \arcsin k_2)$
3	$Y_3 = \sin\omega t + k_3 \sin 3(\omega t - \varphi_3)$	$\Phi_{3max} = \mp \arcsin k_3$	$\varphi_{3max} = -(30° + \arcsin k_3)$ $\varphi_{3max} = -(90° - \arcsin k_3)$
4	$Y_4 = \sin\omega t + k_4 \sin 4(\omega t - \varphi_4)$	$\Phi_{4max} = \mp \arcsin k_4$	$\varphi_{4max} = -(22{,}5° + \arcsin k_4)$ $\varphi_{4max} = -(67{,}5° - \arcsin k_4)$
5	$Y_5 = \sin\omega t + k_5 \sin 5(\omega t - \varphi_5)$	$\Phi_{5max} = \mp \arcsin k_5$	$\varphi_{5max} = -(18° + \arcsin k_5)$ $\varphi_{5max} = -(54° - \arcsin k_5)$
n	$Y_n = \sin\omega t + k_n \sin n(\omega t - \varphi_n)$	$\Phi_{nmax} = \mp \arcsin k_n$	$\varphi_{nmax} = \frac{360°}{4n} + \arcsin k_n$

2. táblázat

A harmonikus fázisszöge φ [fok]	A jelben levő harmonikus rendszáma			
	2	3	4	5
0	0	0	0	0
10	2,0	2,4	2,8	3,3
20	3,3	4,2	5,0	5,5
30	4,5	5,5	5,8	4,4
40	5,4	5,6	3,3	—3,3
50	5,8	4	—3,3	—5,9
60	5,3	0	—5,8	—3,8
70	4,3	—3,6	—5,0	—0,7
80	2,6	—5,6	—2,8	2,7
90	0	—5,6	0	5,2

a legnagyobb értéke érdekes, ezért az alábbiakban annak a meghatározása következik, hogy az egyes harmonikusoknál a 4, 7, 9, és 11. ábrák görbéinek *csúcspontjai* milyen törvényszerűség szerint helyezkednek el, azaz mi a csúcspontok mértani helye. Ennek ismeretében egy közbenső harmonikus tartalomhoz tartozó maximális fáziseltolást már könnyen le lehet olvasni az ábráról.

Valamely tetszőleges n-edik harmonikus esetén:

a maximális járulékos fáziseltolás értéke az 1. táblázat alapján (csak a pozitív szélsőértékre szorítkozva)

$$\Phi_{n\,\max} = \arcsin k_n, \tag{9}$$

és ennek a *maximumnak a helye*

$$\varphi_{n\,\max} = \frac{360°}{4 \cdot n} + \arcsin k_n \tag{10}$$

A (9) és (10) egyenletek egybevetéséből

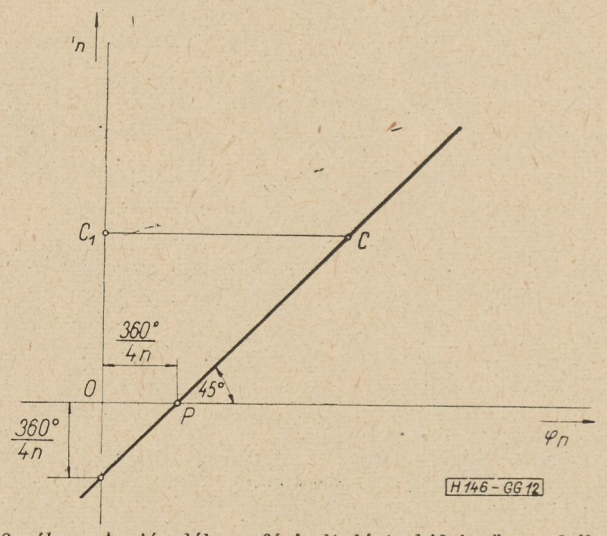
$$\varphi_{n\,\max} = \frac{360°}{4 \cdot n} + \Phi_{n\,\max},$$

amiből a maximum pontokat megadó *görbe egyenlete*

$$\Phi_{n\,\max} = \varphi_{n\,\max} - \frac{360°}{4\,n} \tag{11}$$

A (11) egyenlet a $\varphi_n - \Phi_n$ koordinátarendszerben (4, 7, 9, 11. ábrák szerint) egy — a 12. ábrán látható *egyenest* ad meg.

A csúcspontok helye tehát ezen az egyenesen van. Most már csak azt kell meghatározni, hogy a harmonikus tartalomtól függően az egyes maximum-helyek az egyenes mely pontján helyezkednek el.



12. ábra. A járulékos fáziseltolást kifejező görbék csúcspontjait összekötő egyenes

Egy bizonyos k_n százalék n-edik harmonikushoz tartozó görbe C csúcspontjának távolsága az 0 ponttól a Φ_n tengelyen mérve (C_1 pont) a (9) egyenlet szerint

$$\Phi_{n\,\max} = \arcsin k_n$$

Mivel a maximális pontokat összekötő egyenes a φ_n tengellyel 45°-os szöget zár be, a *csúcspont távolsága* az egyenesen mérve (a P ponttól a C pontig mérhető távolság):

$$1{,}4.\ \Phi_{n\,\max} = 1{,}4.\ \arcsin k_n.$$

A csúcspontoknak az egyenesen mérhető távolsága tehát a harmonikus tartalommal *színuszos* összefüggésben van. Mivel azonban az esetek túlnyomó részében a színusz-görbe *lineárisan* közelíthető (ha $k_n < 15\%$, a linearizálással elkövetett hiba 3% alatt van), — kétszer, háromszor nagyobb harmonikus tartalomhoz tartozó görbék csúcspontja az egyenesen a P ponttól kétszer, háromszor olyan messze lesz, és így egy előre meg nem rajzolt görbe csúcspontját szerkesztéssel is igen egyszerűen meg lehet kapni.

IRODALOM

1. *Barta István dr.:* Rádiókészülékek és erősítők. Nehézipari Könyvkiadó. Bp. 1956.
2. *Benz Friedrich dr.:* Rádiótechnika. Műszaki Könyvkiadó. Bp. 1959.
3. *Bronstein I. N.* és *Szemengyajev K. A.:* Matematikai Zsebkönyv. Művelt Nép Könyvkiadó. Bp. 1955.
4. *Kádár Géza:* Hangerősítők. Műszaki Könyvkiadó. Bp. 1955.
5. *Kosfeld E.* és *Ricke B.:* Arbeitsweise eines direktanzeigenden Frequenzmessens 50 Hz-300 kHz. Elektronische Rundschau. Vol. 12 (1958). 2.
6. *Moe Wind:* Handbook of electronic measurements. Interscience Publishers. New York. London. 1958.
7. *Rizkin A. A.:* Osznovü tyeorii uszilityel'nüh szhjem. Izdatyelsztvo „Szovjetszkoje Ragyio". Moszkva. 1958.

Lépcsőfeszültség előállítása négyszögfeszültség-generátorok segítségével, elektromos paramétertől függő jelleggörbék oszcillografálásához

BÓDI SÁNDOR
Babeș—Bolyai Tudományegyetem, Kolozsvár

ETO 621.373.431.018.753: 621.317.351

1. Bevezetés

Áramköri elemek jelleggörbéinek felvétele igen gyakori méréstechnikai feladat. A pontonkénti jelleggörbe felvételt lassúsága miatt egyre inkább kiszorítják a katódoszcillográfot alkalmazó gyors módszerek. Az elért gyorsaság előnye, hogy lehetővé teszi belső vagy külső tényezők karakterisztika módosító hatásának közvetlen megfigyelését. Ezen módszerek alapelemei közösek. A független változóként alkalmazott periodikus feszültséggel vízszintesen, a függő változónak megfelelő feszültséggel függőlegesen eltérítve a katódsugarat, az oszcillográf ernyőjén felrajzolódik a jelleggörbe.

Ha a vizsgálandó elem még egy más mennyiséggel (paraméter) is befolyásolható, jellemzésére egy jelleggörbe családot kell megadni, melynek minden jelleggörbéje egy-egy diszkrét paraméter értéknek felel meg. A jelleggörbe család felvételéhez a független változó *folyamatos* változtatása mellett gondoskodni kell a paraméter *fokozatos* változtatásáról is. A paramétert legcélszerűbb lépcső-alaknak megfelelően változtatni. Lépcsőfeszültség előállítható elektromechanikai [2] vagy elektronikus úton. Legelterjedtebbek az energia-tárolás elvét alkalmazó frekvenciaosztó kapcsolások [3—10]. Méretezésük eléggé kidolgozott [11, 12].

A címben jelzett módszert alkalmazva lehetővé válik lépcsőfeszültségeknek az eddigieknél egyszerűbb előállítása.

A négyszögfeszültség (meander-feszültség) nem más, mint a legegyszerűbb (kétfokú) lépcső. Négyszögfeszültségek összegezése alapján többfokú lépcső vagy bonyolult nem folytonos feszültségek is előállíthatók [13]. Négyszögfeszültséget szolgáltató források (négyszögfeszültség-generátor, impulzusgenerátor, elektronkapcsoló) kombinált működtetése alkalmas lépcsőfeszültség-generátor pótlására. A teljességre való törekvés igénye nélkül, vizsgáljunk meg néhány ilyen elvű, a gyakorlatban bevált kapcsolást.

2. Kétfokú lépcsőfeszültség előállítása

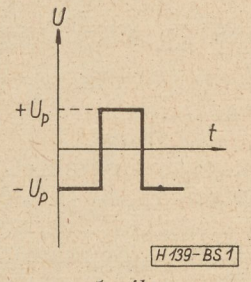
Minden négyszögfeszültség-generátor kétfokú lépcsőfeszültséget szolgáltat (1. ábra). A négyszögfeszültséget paraméterként alkalmazva, két különböző paraméter értékhez tartozó jelleggörbét kaphatunk. Erre a célra felhasználható bármelyik gyári (pl. ORION-EMG 1142, W. FERNMELDEWESEN RWG-2, IFA-IC CUANTA, ORION-EMG SP21021.) vagy házi készítésű feszültségforrás.

3. Háromfokú lépcsőfeszültség előállítása

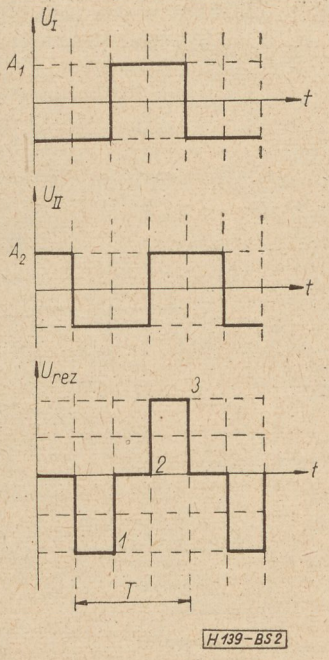
Ha két azonos frekvenciájú ($f_1 = f_2$) és azonos amplitúdójú ($A_1 = A_2$), de egymáshoz képest negyed periódusnyira eltolt négyszögfeszültséget adunk össze, eredőül háromfokú nem szabályos, de céljainknak tökéletesen megfelelő lépcsőfeszültséget kapunk (2. ábra). A következőkben a feladat megoldásának néhány változatát soroljuk fel.

3.1 Ha egy kívülről szinkronizálható és belső fázistolóval rendelkező (G_1) (pl. IFA-IC CUANTA) és egy tetszőleges négyszögfeszültség-generátor (G_2) áll rendelkezésünkre (3. ábra). G_2 jelét felhasználjuk G_1 szinkronizálására. A szinkron jelhez képest G_1 jelét 90°-os szöggel eltoljuk, majd G_1 és G_2 kimenő jeleit összegezzük.

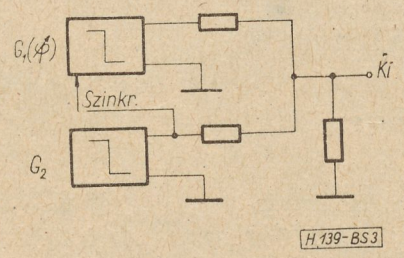
3.2 Ha két kívülről szinkronizálható, de belső fázistolóval nem rendelkező generátorunk



1. ábra



2. ábra



3. ábra

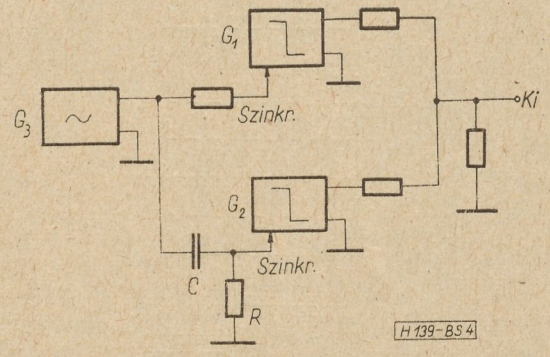
van (pl. RWG2). Látszólag a legegyszerűbb megoldás az egyik generátort a másik generátor negyed periódussal eltolt jelével szinkronizálni. Mivel egyszerű *RC* tagokkal nem oldható meg négyszögfeszültség torzításmentes fáziseltolása, könnyebb megoldást biztosít egy szinuszos szinkron-jelet szolgáltató generátor (G_3) alkalmazása. G_3 jelével G_1-et közvetlenül, G_2-t egy $\varphi \approx 90°$-os fáziseltolást létesítő *RC* körön keresztül szinkronizáljuk. (4. ábra). A két különböző fázisú szinkronizáló feszültség hatására G_1 és G_2 kimenetén a kívánt négyszögfeszültségeket kapjuk, melyeket ezután összegezünk.

3.3 Ha amplitúdó határolásos elvű két generátorunk van (pl. ORION-EMG 1142), az alkalmazható kapcsolás megegyezik a 4. ábrán vázolttal, ha a G_1 és G_2 szinkron bemenetei helyett bemenő kapcsokat értünk.

4. Négyfokú lépcsőfeszültség előállítása

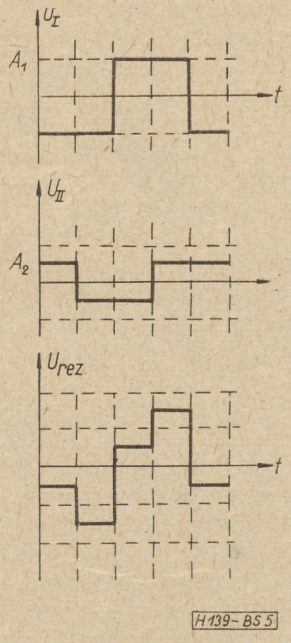
A fenti cél érdekében összegezendő két négyszögfeszültség adatait a következő módok egyike szerint kell meghatározni.

4.1 Ha a 3. pontban említett három feltétel közül az amplitúdók egyenlőségének feltétele nem teljesül, azaz két azonos frekvenciájú ($f_1 = f_2$), $\varphi = 90°$ fáziseltolású, de különböző amplitúdójú ($A_1 \neq A_2$) négyszögfeszültséget adunk össze, eredőként négyfokú lépcsőfeszültséget kapunk (5. ábra). Jó megoldást nyújtanak a 3.1, 3.2, 3.3 pontok alatt ismertetett lehetőségek az $A \neq A_2$ kiegészítő feltétel mellett. Amennyiben $\varphi \neq 90°$-kal, de értéke állandó, szintén négyfokú lépcsőt kapunk. De mivel így az egyes paraméter feszültségértékek (fokok) időtartama különböző lesz, az oszcillogram egyes görbéi is különböző fényességűek lesznek.



4. ábra

4.2 Ha a 3. pontban említett három feltétel közül egyik sem teljesül ($A_1 \neq A_2$, $f_1 \neq f_2$, $\varphi \neq$ konst.), szintén négyfokú lépcsőfeszültséget kapunk. Ebben az esetben azonban az eredő feszültség periódusonként más és más alakot fog felvenni a pillanatnyi fázishelyzettől függően. (E hátrányt csak néhány különleges esetben pótfeltételek bevezetésével küszöbölhetjük ki.) Mivel itt nincsenek megszorítások, két tetszőleges négyszögfeszültség-generátor segítségével technikailag könnyű megoldások létesíthetők. Attól függően, hogy milyen generátorok állanak a rendelkezésünkre, a következő alapkapcsolások lehetségesek.

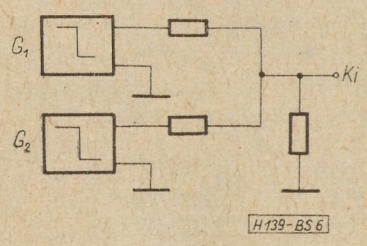


5. ábra

4.2.1 Két négyszögfeszültség-generátor jeleit összegezzük (6. ábra).

4.2.2 Két elektronkapcsoló kimenő jeleit összegezzük (6. ábra). Ugyanis egy elektronkapcsoló bemenetét üresen hagyva, kimenetén akkor kapunk zérus feszültséget, ha két párhuzamosan kötött kapcsoló csövének anódfeszültsége a vezetési félperiódusokban egyenlő. Ha a két anódfeszültség különböző, a kimeneten a kapcsolási frekvencia ütemében felváltva jelentkező anódfeszültségek négyszögfeszültséget képeznek.

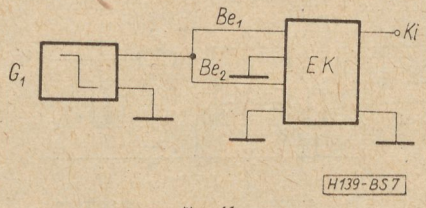
4.2.3 Egy négyszögfeszültség-generátor és egy elektronkapcsoló feszültségét összegezzük. Mivel az elektronkapcsoló a 4.2.2 pontban leírt módon mint négyszögfeszültség-generátor dol-



6. ábra

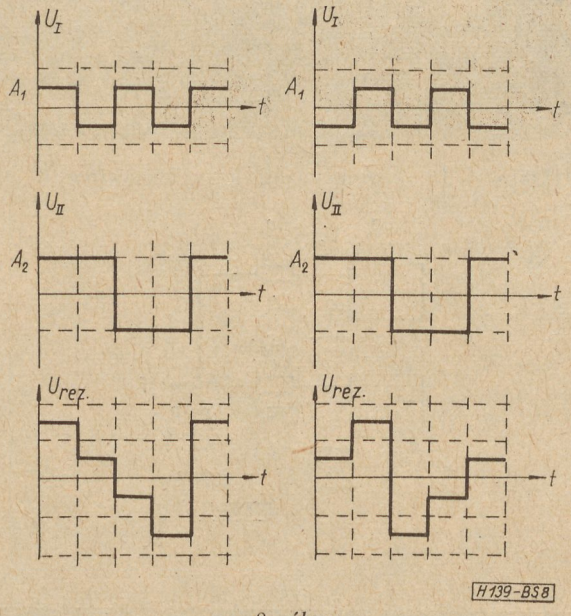
gozhat, ez az eset a 4.2.1 pontban jelzettre vezethető vissza.

4.2.4 Ha egy négyszögfeszültség-generátor kimenő feszültségét egyidejűleg egy elektronkapcsoló (EK) mindkét bemenetére vezetjük (7. ábra), az elektronkapcsoló kimenetén négyfokú lépcsőt kapunk.



7. ábra

4.2.5 Ha a rendelkezésünkre álló két generátor közül az egyik szinkronizálható (3. ábra), teljesíthető az eddig nem alkalmazott $f_1 = kf_2$ feltétel, ahol $k = 2, 3, 4, \ldots$ $k = 2$ értéket választva és az $A_2 = 2A_1$ feltételnek is eleget téve, az összegeződő feszültségek egymáshoz viszonyított helyzetétől függően negatívba vagy pozitívba menő szabályos, négyfokú lépcsőfeszültséget kapunk (8. ábra).



8. ábra

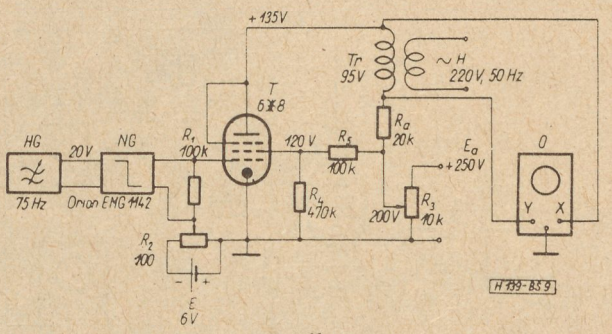
5. Négynél több fokú lépcsőfeszültség előállítása

Az ismertetett módszer szerint a feladatot három vagy ennél több négyszögfeszültség-generátor párhuzamos üzemeltetésével lehet megoldani. Nem gazdaságos voltuk miatt ezen lehetőségekre nem térünk ki.

6. Alkalmazások

6.1 Egy elektroncső két jelleggörbéjének egyidejű felvétele

A lehetséges kapcsolások közül két olyan kapcsolást (9. ábra, 11. ábra) ismertetünk, amelyeknél a négyszögjel-forrás egy ORION-



9. ábra

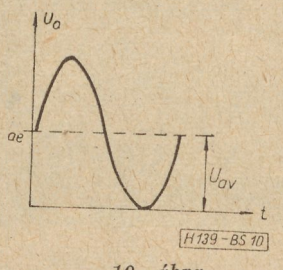
EMG 1142 típusú készülék. Mindkét kapcsolásnál a generátor az egyik félperiódusban egy konstans feszültséget juttat a vizsgálandó elektroncső (T) rácsára. Ez a négyszögfeszültség egyenfeszültségre szuperponálódik. Az elektroncső anódjára egy transzformátor (Tr) segítségével olyan váltakozó feszültséget (u_{av}) kapcsolunk, melynek frekvenciája (f_a) a négyszögfeszültség frekvenciájával (f_1) együtt teljesíti az

$$mf_1 = nf_a$$

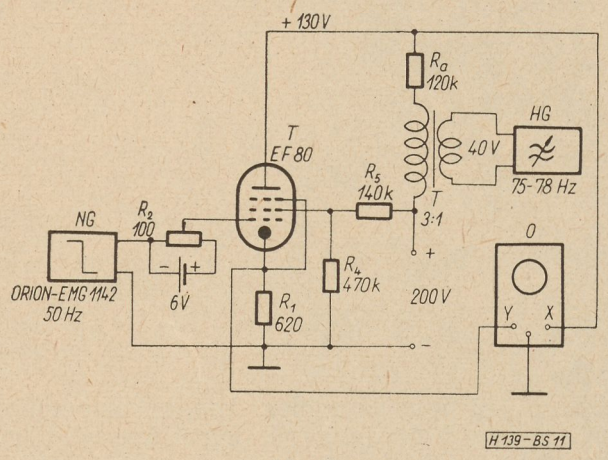
összefüggést, ahol m és n egész számok, $n \neq f_1$ és $m \neq f_a$. (Ha a négyszögfeszültség generátor frekvenciája a hálózati frekvenciától eltérő, az anódkörben célszerű hálózati feszültséggel dolgozni.) Hogy az elektroncső záródását az anódfeszültség (független változó) negatív félperiódusai alatt elkerüljük, a váltakozó feszültséget a csúcsértékével (U_{av}) szuperponáljuk. Az eredő anódfeszültséget ($u_a = U_{ae} + U_{av} \cos \omega_a t$) melynek pillanatértéke nulla és $2U_{av}$ között változik (10. ábra), egy katódoszcillográf (*0*) vízszintes eltérítést létesítő lemezpárjára (*X*) juttatjuk. Az anódkörben a transzformátorral és az egyenfeszültség-forrással (E_a) sorban levő munkaellenállásról (R_a) levett feszültséget, mely az anódárammal arányos, az oszcillográf függőleges eltérítést létesítő lemezpárjára (*Y*) vezetjük. Ha a rácsfeszültség (négyszögfeszültség) frekvenciája 25 Hz-nél nagyobb, az ernyőn állandóan két jelleggörbe látszik.

A négyszögfeszültség-generátort elektronkapcsolóval (pl. ORION-EMG SP21021) is helyettesíthetjük.

A második kapcsolás némi eltérést mutat az elsőhöz képest. Egyrészt az anódárammal arányos feszültséget nem az anódba, hanem a katódba kötött kisértékű ellenállásról (R_1) veszszük le (11. ábra), másrészt felcserélődött a paraméter és független változó frekvenciája.



10. ábra

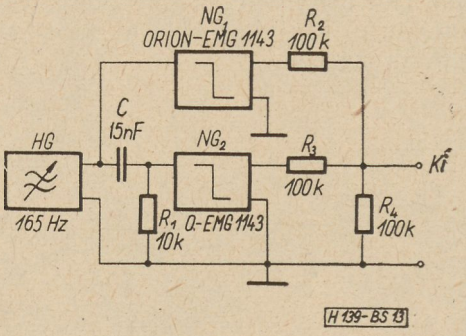


11. ábra

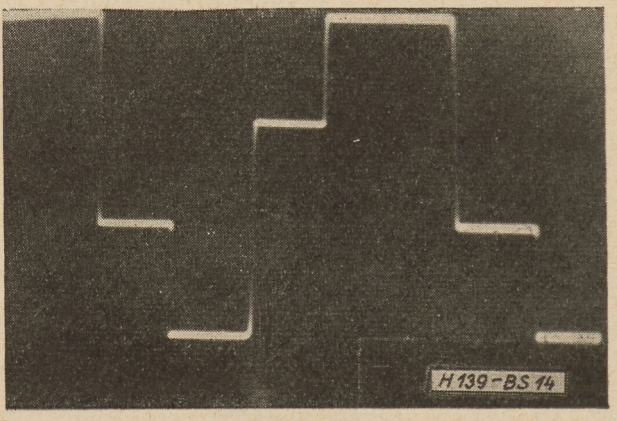
A két kapcsolás segítségével felvett jelleggörbék (12. ábra) megegyeznek a csőkatalógusban közöltekkel.

6.2 Egy elektroncső jelleggörbéjének egyidejű felvétele

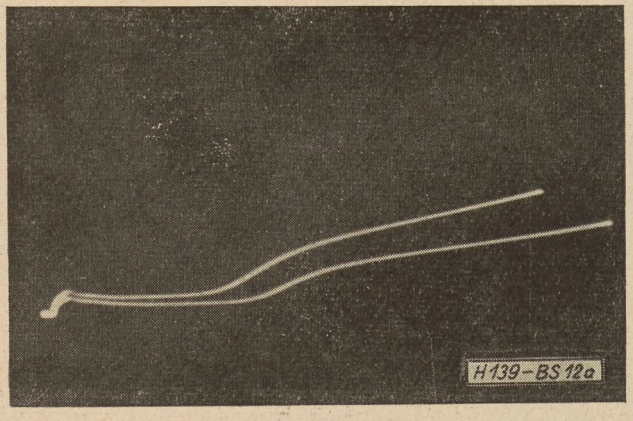
Ha a fent ismertetett két kapcsolásnál (9. és 11. ábra) az elektroncső rácsára a 4. pont alatt leírt módok egyike szerint előállított lépcsőfeszültséget juttatjuk, az oszcillográf ernyőjén négy jelleggörbét kapunk. Példaként vehetjük a 4.2.1 pontnak megfelelő kapcsolás (13. ábra) kimenő feszültségét (14. ábra), vagy a 4.2.5 pontnak megfelelő gyakorlati kapcsolás (15. ábra) kimenőjelét (16. ábra). Bármelyik segítségével négy jelleggörbe (17. ábra) rajzolható fel.



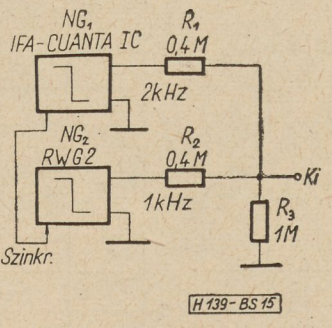
13. ábra.



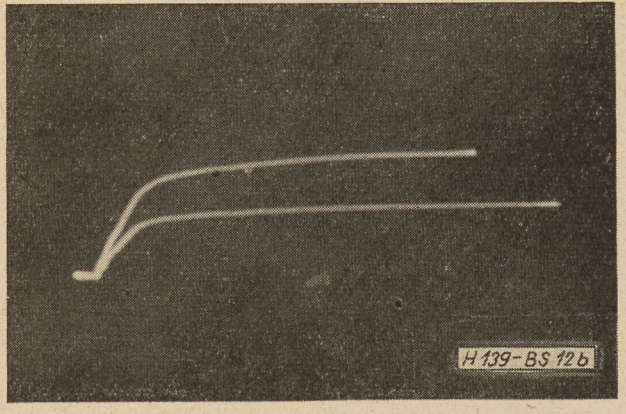
14. ábra A 13. ábrán vázolt kapcsolás kimenő jele



12a ábra

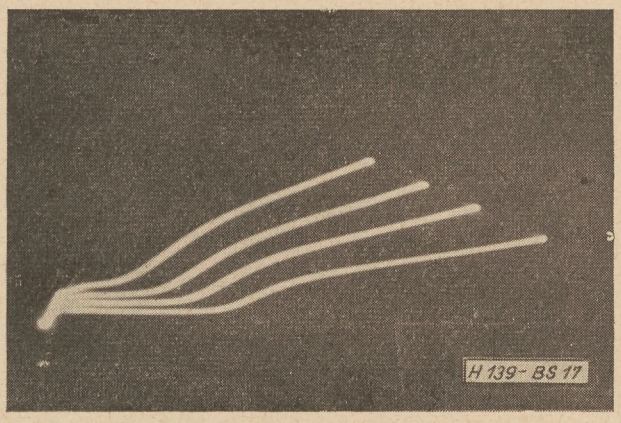


15. ábra.



12b ábra

16. ábra. A 15. ábrán vázolt kapcsolás kimenő jele



17. ábra

7. Összefoglalás

A bemutatott, lépcsőfeszültséget szolgáltató kapcsolások közös előnye, hogy nem igényelnek erre a célra készült különleges generátorokat, mivel a kapcsolások a laboratóriumokban általában megtalálható készülékek egyidejű üzemeltetésére épülnek fel.

Az így előállított lépcsőfeszültség elektroncsövek vagy más nemlineáris ellenállások ellenőrzésén kívül, még más célokra is használható, pl. analóg számológépeknél, elektrolitek tanulmányozásánál, televíziótechnikában, demonstrációknál stb.

A módszert kvantitatív mérésekre is fel lehet használni, ekkor nemlineáris elemek paramétereinek a meghatározására vagy összehasonlítására alkalmas.

IRODALOM

1. *Firestone W. L., Bloniarz R. M.:* Electronics, 1952. 25. 7. 139 p.
2. *Heins van der Ven A. J.:* Philips Technische Rundschau, 1940. 5, 3, 61—69 p.
3. *Millman I., Moskvitz S.:* Electronics, 1941. 14. 36.
4. *Markus J., Zeluff V.:* Technicseszkije primenenia elektronno lámpovih szkem (angolból fordítva) Moszkva, 1953.
5. *Visencsuk I. M., Szogolovszkij E. P., Sveckin B. I.:* Elektronnolucsevoj oszcillograf i evo primenenie v izmerityelnoj tyehnike, Gosz. Izd. Techn. Teor. Lit., Moszkva, 1957. 176—182 p.
6. *Zgut M. A.:* Nagljádnie poszobia po radiotehnike, Szvjázizdat, Moszkva, 1958, 108—113 p.
7. *Sidorovicz R. S.:* Electronic Engineering, 1958. 30, 370, 697—698 p.
8. *Young J. F.:* Electronic Engineering 1959, 31, 376, 330—336 p.
9. *Cakes F., Thompson C.:* Electronic Engineering, 1960. 32, 389, 438—442 p.
10. *Szabó M.:* Impulzustechnika, Akadémiai Kiadó, Budapest, 1958, 378—381 p.
11. *Ichoki J. Sz.:* Impulsznie usztrojsztva, Izd. Szov. Radio, Moszkva, 1959, 495—500 p.
12. *Earnschaw I. B.:* Electronic Engineering, 1956, 28, 337, 26—27 p.
13. *Pol van der B.:* Journal of the Franklin Institute, 1953, 255, 6, 475—495 p.

Mikrohullámú ferritek telítési indukciójának alakulása az égetési körülmények függvényében

POSZLER LÁSZLÓNÉ
a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja
Távközlési Kutató Intézet

ETO 621.318.012: 621.762.45

A ferritek mikrohullámú alkalmazásánál — különösen mezőtorzításos izolátorok készítése esetén — fontos paraméter a mágneses telítési indukció. A spinell szerkezetű ferritek eredő mágneses momentuma a tetraéderes, illetve oktaéderes illeszkedésű fémionok mágneses momentumainak különbségéből számolható. A fémionok elhelyezkedését a két fajta koordinációjú helyre a ferritkristályrácsban a fémionok minősége, mennyisége valamint a szilárd fázisban végbemenő reakció (színterelés) körülményei szabják meg. Az elő- és utóégetési hőmérséklet, a felfűtés és lehűtés üteme, az égetési atmoszféra, azonos összetétel esetében is különbözőképpen alakítja a mágneses fémionok megoszlását a ferritkristályban, amelynek következtében különféle lesz a telítési indukció, minthogy

$$B_s = k \cdot \frac{m \cdot d}{M}$$

ahol $k = 4\pi W \cdot 5585$ (az Avogadro-szám és a Bohr-magneton egységnyi mennyiségének erg/gauss-ban mért szorzata = 5585)
m = az eredő mágneses momentum
d = a ferrit látszólagos fajsúlya
M = a molekulasúly

Az égetési körülményekkel változik a szövetszerkezet, a kristályok mérete és a tömörség is. A porozitás, valamint a kristályok között levő nem spinellesedett fázis lemágnesező hatása csökkenti a telítési indukciót.

A következőkben az elő- és utóégetési körülmények folytán kialakult szövetszerkezet és a telítési indukció közti összefüggést tárgyaljuk.

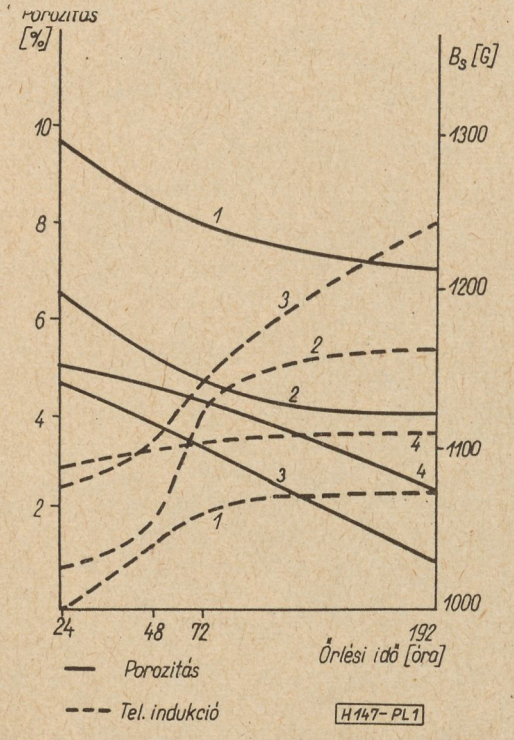
Az 1. táblázat egy $Mg_1 Mn_{0,1} Al_{0,6} Fe_{1,3} O_{4-x}$ összetételű mikrohullámú ferrit telítési-indukcióváltozását tünteti fel 800—1000 C° közötti előszínterelési hőmérséklet és 24—192 óra közötti őrlési idő (előégetés után) függvényében. A ferritek nagytisztaságú bázisos magnézium-

1. táblázat

A görbe számjele	Égetési idő [óra]	Égetési hőfok [C°]	Őrlési idő [óra]	B_s [G]	ts [g/cm³]	Porozitás [%]
			24	1000	3,81	9,5
			48	1030	3,84	8,5
1	5	800	72	1060	3,86	8,0
			192	1070	3,90	7,0
			24	1020	3,94	6,4
			48	1045	3,98	5,3
2	5	900	72	1130	4,00	4,7
			192	1160	4,03	4,0
			24	1070	4,01	4,5
			48	1100	4,03	4,0
3	5	1000	72	1140	4,06	3,2
			192	1250	4,13	1,5
			24	1080	3,99	5,0
			48	1090	4,01	4,5
4	10	1000	72	1100	4,02	4,3
			192	1110	4,09	2,7

karbonátból, mangánkarbonátból, alumíniumoxidból, és vörös vasoxidból készültek. Az őrlés golyósmalomban történt, a malomtöltet a következő volt: 2 literes acélmalomban 300 g oxidkeverék, 700 ml desztillált víz, 10 db 30 mm ∅, 20 db 15 mm ∅, és 20 db 10 mm ∅ acélgolyó volt. A végső égetés minden esetben 5 órán át 1350 C°-on történt, 180 C°/óra felfűtési és lehűtési idővel. A méréseket 24 mm ∅ gyűrűkön végeztük, a porozitást a minták látszólagos fajsúlyából számoltuk.

Az 1. táblázat porozitás és telítési indukció (B_s) adatait az 1. ábrán láthatjuk az őrlési

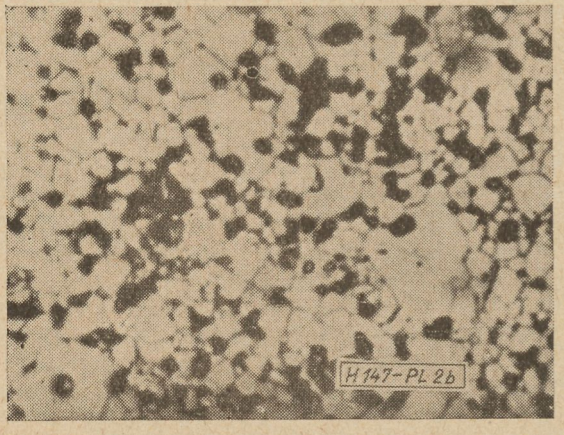


1. ábra. A porozitás és a telítési indukció az őrlési idő függvényében. *1*—5 óra, 800 C°; *2*—5 óra, 900 C°; *3*—5 óra, 1000 C°; *4*—10 óra, 1000 C°

idő függvényében. Mint az 1. ábrából kitűnik az őrlési idő növekedtével általában csökkent a ferrit porozitása, telítése pedig növekedett. A szemcsék őrlés közben felaprózódnak, különösen a kristály diszlokációk mentén, ezáltal új, reakcióképes felületek kerülnek egymással érintkezésbe, amelyek újabb aktivizálás során (végső színterelés) képesek diffúzió útján tovább kristályosodni.

A 2*a*, 2*b*, 2*c* és 2*d* ábrán 5 órán át 800, 900, 1000 C°-on előszínterelt, valamint 10 órán át 1000 C°-on előszinterelt és minden esetben 24 órán át őrölt ferritek csiszolati képei láthatók, 5 órán át 1350 C°-on végzett végső színterelés után. Az előégetés intenzitásának növelésével egyes kristályszemcsék nagy mértékben növekedtek. A 2*a* ábrán a spinell kristályok általában egyforma nagyságúak, méretük 1—2 μ közötti. 5 óráig 900 C°-on előégetett ferritporból (2*b* ábra) készült csiszolati képeken 1—2 μ-os kristályokon kívül 12—13 μ-osak, 5 órán át tartó 1000 C°-os előégetés során (2*c* ábra) 20—30 μ-os kristályok, 10 órán át 1000 C°-on végzett előégetés esetén pedig (2*d* ábra) 60 μ-os kristályok is keletkeztek. Az őrlési időnek 24 óráról 72 órára való növelése esetén (2*e*, 2*f*, 2*g* és 2*h* ábra) a növekvő elő-

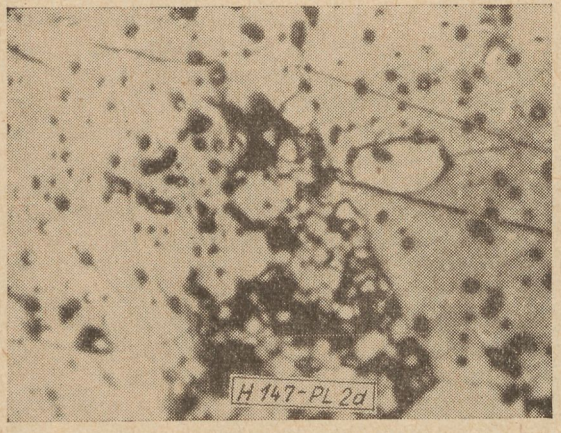
2a ábra. Előégetés 5 órán át, 800 C°-on, őrlés 24 órán át végső égetés 5 órán át, 1350 C°-on



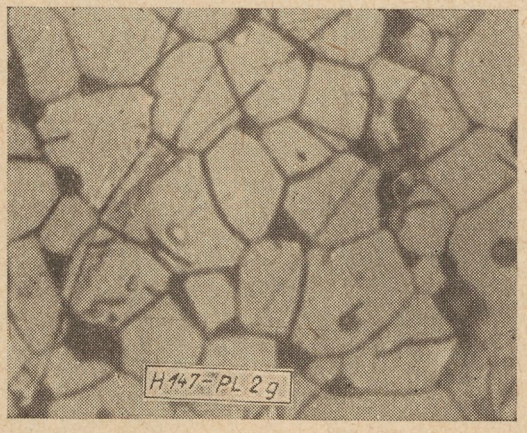
2b ábra. Előégetés 5 órán át, 900 C°-on, őrlés 24 órán át, végső égetés 5 órán át, 1350 C°-on

2c ábra. Előégetés 5 órán át, 1000 C°-on, őrlés 24 órán át, végső égetés 5 órán át, 1350 C°-on

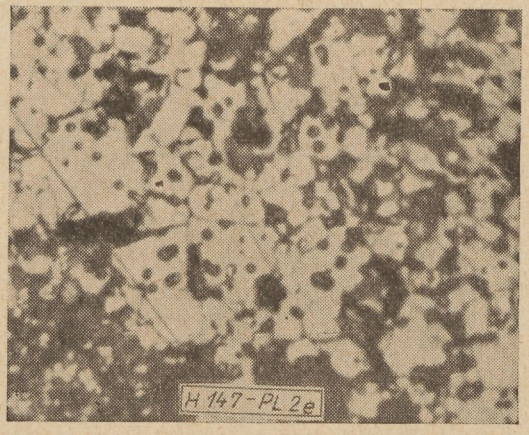
2f ábra. Előégetés 5 órán át, 900 C°-on, őrlés 72 órán át, végső égetés 5 órán át, 1350 C°-on



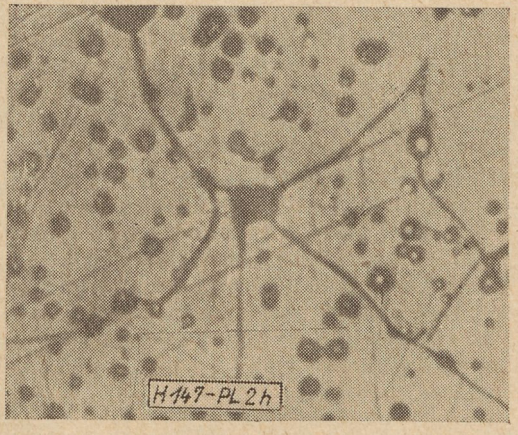
2d ábra. Előégetés 10 órán át 1000 C°-on, őrlés 24 órán át, végső égetés 5 órán át, 1350 C°-on



2g ábra. Előégetés 5 órán át, 1000 C°-on, őrlés 72 órán át, végső égetés 5 órán át, 1350 C°-on



2e ábra. Előégetés 5 órán át, 800 C°-on, őrlés 72 órán át, végső égetés 5 órán át, 1350 C°-on



2h ábra. Előégetés 10 órán át 1000 C°-on, őrlés 72 órán át, végső égetés 5 órán át, 1350 C°-on

égetési intenzitással a kristályméret még tovább növekedett. Összehasonlítva a 24 órán át őrölt mintákat (2*a*, 2*b*, 2*c*, 2*d*) a 72 órán át őröltekkel (2*e*, 2*f*, 2*g*, 2*h*), látható, hogy utóbbiaknak homogénabb a kristályszerkezete is, ami különösen az 5, illetve 10 órán át 1000 C°-on előégetett ferritminták képein tünik ki (2*g*, 2*h*).

A kristályszemcsék érintkezési pontjain általában különféle krisztallográfiai síkok érintkeznek. Ezek a síkok különféle felületi energiával rendelkeznek. Igen kicsi szemcsék felületi energiája nagyobb, mint a durvábbaké, így ezek a finom szemcsék bele olvadnak a durvábbakba, amelyek ezáltal tovább növeked-

nek. 24 órás őrlés esetén az őrlemény szemcsemérete inhomogén volt, ezért a kristályosodás az előbbi meggondolás szerint ment végbe. A hőmérséklet növekedésével nő az aktivizációs energia, így az égetés intenzitásának emelésével egyre nagyobb mértékben megy végbe ez a folyamat, amelynek következtében a kristályok mérete egyre eltérőbb. 72 órás őrlés után az őrlemény már homogénabb volt, az égetés intenzitásának növelésével egyenlelesebben nőttek a kristályok azonos hőmérsékleten.

Mint az 1. ábra görbéiből leolvasható, az előégetési hőmérséklet emelésével (5 óra 800—1000 C° között) csökken a porozitás és növekszik a telítési indukció azonos őrlési idők esetén. A 2*a*—*h* ábrákon látható, hogy a hőmérséklet növekedésével növekedtek a kristályok, köztük pedig csökkent az üregek mennyisége, s ennek következtében nőtt a telítési indukció. Azonban a 10 órán át 1000 C°-on előégetett ferritek porozitása nagyobb, telítési indukciója pedig kisebb volt mind az 5 órán át égetett mintáké. A 2*h* ábrán látható, hogy ilyen körülmények között a spinell kristályok megolvadtak, összefolytak, miközben gázbuborékokat zártak magukba.

1350 C°-on már számottevő a parciális gőznyomás. Hosszabb ideig ezen a hőmérsékleten tartva a szilárd reakciós rendszert, a kristályok kezdenek megolvadni (különösen intenzívebb előszinterelés után), a gőzök pedig nem jutnak ki az olvadó fázisok közül, zárványokban maradnak. Lehűlés folyamán a gőzök kondenzálódnak és üregeket hagynak maguk után a kristályokon belül. Az olvadó kristályok térfogata hirtelen megnő, lehűléskor a megszilárdulás során hirtelen zsugorodás lép fel, amelynek következtében feszültségek keletkeznek és ezek repedéseket okoznak.

Az előégetéseket többször ismételve, minden alkalommal az előzőnél magasabb hőmérsékleten, közben őrléseket alkalmazva, tovább növelhető a tömörség és a telítési indukció, természetesen megfelelő végső égetés alkalmazásával együttesen. Minthogy az ilyen módon előkészített ferritpor igen reakcióképes, kevésbé intenzív végső égetéssel is elérhető a nagy tömörség.

A telítési indukció, ill. porozitás változása a végső szinterelési hőmérséklet függvényében a 2. táblázatban látható. A ferriteket, keverő őrlés után, 5 óráig 1000 C°-on előégettük, majd 72 órán át őröltük, végül formába sajtoltuk. A végső égetések időtartama és hőfoka a táblázatból kitűnik.

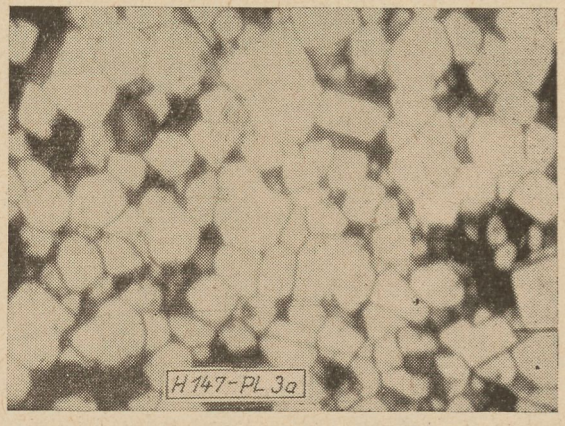
Mint a 2. táblázatban látható, a porozitás csökkent és a telítési indukció növekedett a hőmérséklet emelkedésével. A hőntartási idő növekedésével (2—5—10 óra, 1350 C°-on) nőttek a kristályok, a tömörség és a telítési-indukció azonban optimum szerint változott (3*a*, 2*g* és 3*b* ábra). A 3*a* és 2*g* ábrákon látható ferritszerkezetek esetében a kristály növekedése folytán csökkentek a kristályok közti

2. táblázat

Az égetés				B_s [G]	*ts* [g/cm³]	B_s/l_s	Porozitás [%]
felf. sebessége [C°/óra]	ideje [óra]	hőfoka [C°]	lehűt., sebessége [C°/óra]				
180	5	1250	180	650	3,48	186	17,1
180	5	1300	180	1030	3,92	263	6,6
180	2	1350	180	1100	4,02	273	4,4
180	5	1350	180	1140	4,06	280	3,2
180	10	1350	180	1100	4,00	275	5,0
180	5	1400	180	1190	4,14	288	1,5
50	5	1350	180	1170	4,10	285	2,5
180	5	1350	50	1150	4,08	282	3,0
50	5	1350	50	1150	4,07	282	3,0

üregek, illetve a porozitás. 10 órán át 1350 C°-on végezve az égetést (3*b* ábra) a kristályok egybeolvadtak, és ismét növekedett a porozitás.

Hosszabb felfűtési idő esetén (50 C°/óra), 5 órán át 1350 C°-on végzett szinterelés során a kristályok folyamatosan nagyobbra növekedtek, csökkent a porozitás és nőtt a telítési indukció a 180 C°/óra sebességgel felfűtött mintához képest. A lehűtési sebesség csökkenése kisebb mérvű javulást okozott. A lehűtés lassítása Mg—Mn—Al-ferriteknél csak magas hő-



3a ábra. Végső égetés 2 órán át, 1350 C°-on

3b ábra. Végső égetés 10 órán át, 1350 C°-on

mérsékleten, kevéssel 1350 C° alatt befolyásolja a ferrit szerkezetet, ott ahol még kristálynövekedés mehet végbe. Alacsonyabb hőmérsékleten már nem történik további kristályosodás. A lassú lehűlés folyamán a felületen általában reoxidáció következik be. Azonban ezeknél a ferriteknél, amelyeknek igen nagy, 10^9—10^{10} ohm cm fajlagos ellenállásuk van, nem okozott változást. Mint a 2. táblázatban látható, hasonlóképpen alakult a helyzet annál a mintánál is, ahol mind a felfűtés, mind a lehűtés sebessége 50 C°/óra volt.

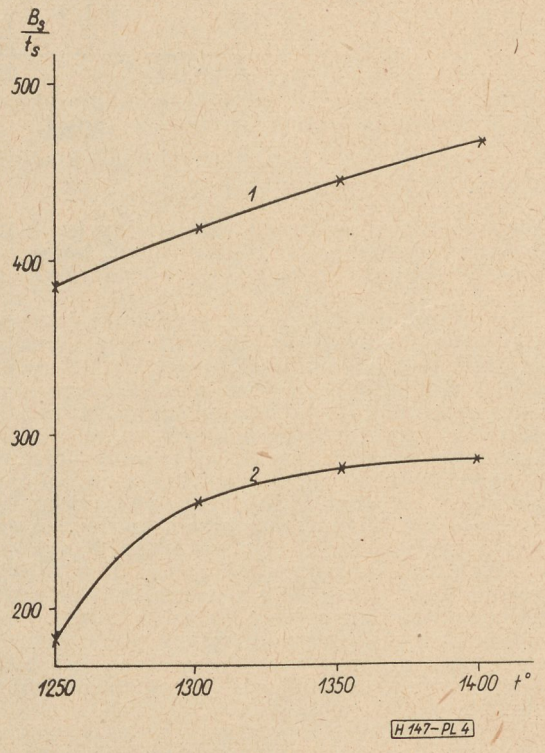
A 3. táblázatban, illetve a 4. ábrán egy $Mg_{1,0}Mn_{0,1}Al_{0,6}Fe_{1,3}O_{4-x}$ és egy $Mg_{1,4}Mn_{0,2}Fe_{1,4}O_{4-x}$ összetételű ferrit tömörségre korrigált telítési indukciója látható az égetési körülmények függvényében. Mint a görbékből kitűnik, az összetétel változásával nagymértékben változott a telítési indukció a különféle hőmérsékleteken. A tömörség korrekcióként szerepel a B_s/ts értékben, így valószínű, hogy a 4. ábra *1*, ill. *2* görbéin ábrázolt telítési-indukciónövekedés (a hőmérséklet függvényében) a rendeződő spinellrács tetra-, illetve oktaéderes helyeinek különbségéből adódott. A helyzett kvantitatív értékeléséhez azonban röntgen-, illetve neutrondiffrakciós szerkezetvizsgálatok szükségesek.

A kísérletek eredményeit áttekintve látható, hogy az előégetés és a végső égetés körülményeitől függően, nagymértékben változtatható a ferrit kristályszerkezete, s ennek következtében a telítési-indukció.

$Mg_1Mn_{0,1}Al_{0,6}Fe_{1,3}O_{4-x}$ összetétel esetében a telítési indukció 650—1250 gauss között, $Mg_{1,4}Mn_{0,2}Fe_{1,4}O_{4-x}$ esetében pedig 1360—1930 gauss között változott. Hasonló jellegű változások tapasztalhatók egyéb összetételű ferriteknél is. Azonban az összetételtől függően

3. táblázat

Összetétel	Égetés ideje [óra]	Égetés hőfoka [C°]	B_s [G]	ts [g/cm³]	B_s/ts
$Mg_1Mn_{0,1}Al_{0,6}Fe_{1,3}O_{4-x}$	5	1250	650	3,48	186
$Mg_1Mn_{0,1}Al_{0,6}Fe_{1,3}O_{4-x}$	5	1300	1030	3,92	263
$Mg_1Mn_{0,1}Al_{0,6}Fe_{1,3}O_{4-x}$	5	1350	1140	4,06	280
$Mg_1Mn_{0,1}Al_{0,6}Fe_{1,3}O_{4-x}$	5	1400	1190	4,14	288
$Mg_{1,4}Mn_{0,2}Fe_{1,4}O_{4-x}$	5	1250	1360	3,52	386
$Mg_{1,4}Mn_{0,2}Fe_{1,4}O_{4-x}$	5	1300	1660	4,00	415
$Mg_{1,4}Mn_{0,2}Fe_{1,4}O_{4-x}$	5	1350	1820	4,07	447
$Mg_{1,4}Mn_{0,2}Fe_{1,4}O_{4-x}$	5	1400	1930	4,12	468



4. ábra. Tömörségre korrigált két ferrit típus telítési indukciója az égetési körülmények függvényében: *1*-$Mg_{1,4}Mn_{0,2}Fe_{1,4}O_4$; *2*-$Mg_1Mn_{0,1}Al_{0,6}Fe_{1,3}O_4$

más-más a telítési-indukcióváltozás mértéke a színterelési körülmények függvényében.

Mikrohullámú felhasználás szempontjából egyéb tulajdonságokon kívül igen fontos a porozitás, valamint a kristályok méretének a célnak megfelelő szinten tartása. Ezeket a paramétereket a szinterelés körülményeinek megfelelő alakításával lehet előállítani. A szinterelési körülmények megválasztásakor minden esetben tekintetbe kell venni a szereplő fémoxid komponensek reakcióképességét, valamint a komponensek összetétel arányát az olvadáspont stb. miatt, minthogy ezek a sajátságok nagymértékben befolyásolják a ferritszerkezet kialakulását.

IRODALOM

Blum: Jl. Amer. Cer. Soc. V. 41. No 11. 1958. nov.
Gorter: Philips Res. Rep. V. 9. 1954. No 4. 295—320. old. No 5. 321—365. old. No 6. 403—443. old.
Néel: Ann. de Physique V. 3. 1948. 137. old.
Suchet: L'Onde Electrique 1956. juni. 508. old.
Van Uitert: Jl. of Appl. Phys. V. 28. No 3. 1957. márc.
Van Vleck: Proc. IRE. 1956. okt.

KÖNYVISMERTETÉS

Dr. Harsányi István: **A mérnök—technikusok munkájáról társadalmi-anyagi helyzetéről**

A Közgazdasági és Jogi Könyvkiadó kiadványa, 228 oldal.

A könyv arra az időszerű kérdésre igyekszik tudományosan megalapozott választ adni, hogy mi a műszaki értelmiség szerepe a szocialista társadalomban.

A szerző az első fejezetben a műszaki értelmiségi munka és a műszaki értelmiség, mint társadalmi réteg történelmi alakulását vázolja fel. Az első bevezető rész után, amelyben meghatározza a mérnökök és technikusok társadalmi helyzetét, behatóan foglalkozik a tudományos dolgozók, a mérnökök és technikusok számarányával, a mérnök—technikus szükséglet alakulásával. Többek között számításokat végez, hogy az elmúlt 30 évben a Szovjetunióban és az Egyesült Államokban milyen mértékben emelkedett a mérnökképzés. A növekedés a Szovjetunióban az elmúlt évtizedben átlagosan 9 százalék, az Egyesült Államokban alig 5 százalék volt. A két ország adatainak elemzése után azt a következtetést vonja le, hogy a műszaki szakemberek számának állandó emelkedése a szocialista és a tőkés országokban egyaránt fennáll, de az emelkedés üteme, jellege alapvetően más.

Külön fejezetben tárgyalja a magyar műszaki értelmiség kialakulását, számarányát. Érdekesek azok a megállapítások, amelyek a második ötéves terv időszakában mutatkozó mérnök-technikus szükségletre irányulnak. Részletesen kitér azokra a számításokra, amelyekkel kimutatható, hogy hol, milyen mértékben szükséges műszaki szakember. Ennek kapcsán rámutat a magyar mérnökök munkájának hatékonyságára.

A könyv negyedik fejezete a legterjedelmesebb, és ebben foglalkozik a magyar mérnökök és technikusok anyagi helyzetének alakulásával. A felszabadulás előtti kereseti viszonyok ismertetése után foglalkozik a műszakiak jelenlegi jövedelmi viszonyaival. Különösen érdekesek azok a részek, amelyek a fizetéseknek az életkorral, a szakképzettséggel való összefüggését mutatják meg. A kereseti viszonyok részletes tárgyalása után az 5000 mérnökről és technikusról történő szociográfiai felvétel adatait ismerteti, elemzi. Egy-egy viszonylag önálló részben tárgyalja ezek lakáshelyzetét, kultúrális viszonyait, családi körülményeit. Az egyes statisztikai adatok sokoldalú elemzésével a szerző eléri, hogy az olvasó valóban tisztán lássa a mérnökök és technikusok anyagi helyzetét.

A könyv érdeklődésre tarthat számot a műszakiak körében, mert átfogóan sok új összefüggés kidolgozásával ismerteti meg az olvasót.

Vajda Zoltán: **Természethű hangátvitel**

Műszaki Könyvkiadó, 1961. 216 oldal. 141 ábra.

A szerző célja — amint az az előszóból kitűnik — az, hogy megismertesse a haladó amatőrt az elektroakusztika alapjaival, az átviteli láncban felhasznált elemek működési elvével.

A könyv a célkitűzésnek megfelelően nem elméleti munka, de — és ezt külön ki kell emelni — nem süllyed le az „elektroakusztikai szakácskönyv" színvonalára, hanem mindenütt mértéktartóan egyenletes színvonalat mutat.

A munka nyolc fejezetre oszlik. Éspedig: 1. A természethű hangátvitel alapproblémái, 2. a hangvisszaadás jelforrásai, 3. hangsugárzó rendszerek, 4. teljesítményerősítők, 5. előerősítő fokozatok, 6. hangkorrekció, 7. különleges kapcsolások, 8. térhatású rendszerek. Az egyes problémák tárgyalása részletes, több helyen számításokkal is alátámasztott; a szerző ennek ellenére nem vész el a részletekben.

A célkitűzésnek megfelelően túlnyomórészt azok a fejezetek részletesebbek, amelyek az amatőrök lehetőségein belül vizsgálható kérdésekkel foglalkoznak, így pl. a 4., 5., 6., 7 fejezetek. Meg kell jegyezni azt, hogy ez nem megy a többi fejezet szakszerűségének rovására.

A könyv és a számítások megértése bizonyos híradástechnikai és matematikai ismeretet eleve feltételez. Az átlagos jólképzett amatőr számára a híradástechnikai ismeretek feltételezése nem jelenthet nehézséget; a számítások megértése azonban feltétlenül megköveteli a középiskolai matematikai anyag ismeretét.

Túlzás nélkül megállapíthatjuk, hogy a szerző könyve a célkitűzésnél többet nyújt; a könyvet nemcsak az amatőrök, de a középfokú szakképzettséggel rendelkező híradástechnikai dolgozók is jól hasznosíthatják.

H. D.

Megla: **Dezimeterwellentechnik** (Deciméteres hullámok technikája), V. teljesen átdolgozott kiadás, VEB Verlag Technik Berlin (NDK)

Megla deciméteres hullámokkal foglalkozó könyve több kiadást megért és több idegen nyelvre, többek között kínaira is lefordították. Az V. kiadás kidolgozásában számos társszerző is részt vett és csupán néhány fejezet Megla saját munkája. A könyv számos fejezetét Kummer M. az ilmenaui (NDK) Műszaki Főiskola Mikrohullámú Tanszékének vezetője írta, aki az egész könyvet szerkesztette. A könyv terjedelme lényegesen megnövekedett, az első kiadás 352 oldaláról 833 oldalra. A terjdelem növekedésének megfelelően a könyv témaköre is lényegesen kibővült, a címével ellentétben nemcsak a deciméteres, hanem a centiméteres hullámokkal is igen kimerítően foglalkozik. A mikrohullámok technikájával foglalkozó előadások az ilmenaui Műszaki Főiskolán ezt a könyvet veszik alapul.

Teljes áttekintést ad a deciméteres hullámok technikájának minden fontosabb kérdéséről. 32 fejezete 5 főcsoportba sorolható: *Elektronikus áramköri elemek* (diódák, triódák, klisztron, magnetron, haladó hullámú cső). *Deciméteres hullámok technikájának elméleti alapjai* (távíró egyenlet, vonal bemeneti impedanciája, admittanciája, impedanciadiagramok, csőtápvonalak igen részletes elméleti vizsgálata). *Kapcsolások, technikai megoldások* (csatolt körök, triódával működő oszcillátorok, erősítők, parametrikus és molekuláris erősítők). *Antennák és tápvonalak* (antenna típusok, koaxiális kábelek). *Méréstechnika, mérőeszközök* (feszültség, teljesítmény, impedancia, négypólus, hullámhossz, jósági tényező, vevő és antenna mérések). Elsősorban az elméleti jelleg domborodik ki, bár közöl gyakorlati készülékekről is metszet rajzokat, de a mechanikai megoldást nem indokolja.

A mű végén igen gazdag gondosan összeállított irodalomjegyzék található. *dr. A. Gy.*

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372.54.001.24

Radvány J.:
Az üzemi paraméteres szűrőméretezés
HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 3. sz.

A szerző az üzemi paraméteres szűrőméretezés általános ismertetése után tárgyalja a reaktáns szűrőkapcsolás négypólus-paramétereinek kiszámítását a beiktatási csillapítás függvényéből. Röviden ismerteti a kritériumait annak, hogy az így kapott négypólus-paraméterek fizikai reaktáns négypólussal megvalósíthatók legyenek.
Továbbiakban a szűrő célokra alkalmas beiktatási csillapítás függvény felvételének módozatait tárgyalja. Egy eljárást ismertet, hogyan lehet tetszőleges zárótartománybeli csillapítási előírások mellett csebisevi jellegű áteresztő-tartományt elérni. Ismertet egy módszert a szűrő kapcsolási paramétereinek kiszámítására a négypólus-paraméterekből. Végül egy számpéldát mutat be az előzőek illusztrálására.

ETO 621.395.623.742

Huszty D.:
Korszerű, közvetlensugárzó dinamikus hangszórók tervezésének és kivitelezésének néhány szempontja
HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 3. sz.

A dolgozatban a szerző azokat a szempontokat foglalja össze, amelyeket a VTRGY-ban kialakított új hangszórócsalád tervezésénél szem előtt tartott. Meggondolásai szerint az elektroakusztikai feladatok teljesítéséhez meghatározott jelleggörbéjű keskeny, közepes, vagy szélessávú hangszóró szükséges. A fenti megoldásoknak elegettevő hangszóró-tipuscsaládok membránrendszerei lehetséges kialakításának taglalása után ismerteti a VTRGY-ban kidolgozott új membránrendszer megoldását. A báriumferrittel felépített új mágneskör ismertetését a gyakorlatban célszerűnek tartott légrés-indukció-értékek taglalása követi.

ETO 621.317.373.018.3

Gonda G.:
Felharmonikusokat tartalmazó periodikus jelek eredő fázishelyzetének meghatározása
HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 3. sz.

A cikk olyan periodikus jelek eredő fázishelyzetének meghatározásával foglalkozik, melyek egy szinuszos alapfrekvenciából és annak valamelyik felharmonikusából állnak. Számítási eljárást és görbeseregeket közöl a cikk az eredő fáziseltolás meghatározására. Sorraveszi azokat az eseteket, amikor a szinuszos alapharmonikushoz kizárólag második, harmadik, negyedik vagy ötödik harmonikus járul. A különböző harmonikus tartalom, illetőleg a különböző fázishelyzetű harmonikusok esetére meghatározza az eredő fáziseltolás értékét. Az ilyen vizsgálat szükségszerűségét a cikk az egyik impulzuselven működő fázisszögmérés kapcsán veti fel.

ETO 621.373.431.018.753: 621.317.351

Bódi Sándor:
Lépcsőfeszültség előállítása négyszögfeszültség generátorok segítségével, elektromos paramétertől függő jelleggörbék oszcillografálásához
HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 3. sz.

A dolgozat 2—4 fokú lépcsőfeszültség előállításának egy egyszerű módszerét ismerteti. A lépcsőfeszültség előállítása négyszögfeszültségek összegezése útján történik. Az alkalmazott kapcsolások közös vonása, hogy két négyszögfeszültség-generátor vagy elektront kapcsoló párhuzamos üzemeltetésére épülnek fel. A kapcsolások közös előnye, hogy nem igényelnek különleges készülékeket, és így könnyen megvalósíthatók. A különböző típusú négyszögfeszültség-generátorok vizsgálata azt mutatja, hogy bármelyikhez leheolyan kapcsolást szerkeszteni, hogy az alkalmazható legyen erre a célra. A lépcsőfeszültség alkalmazásaként elektroncsövek jelleggörbe-családjának az oszcillografálását dolgozta ki a szerző.

ETO 621.318.134.012 : 621.762.45

Poszler Lászlóné:
Mikrohullámú ferritek telítési indukciójának alakulása az égetési körülmények függvényében
HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 3. sz.

A ferrit izolátorok technikájában fontos tényező a felhasznált mikrohullámú ferritek telítési mágneses indukciója. Az összetétel és az előállítási technológia függvényében változik a fémionok elhelyezkedése a kristályrácsban és a kristálytextúra, amelynek következtében különféle telítési indukcióval rendelkező ferritek keletkeznek. Azonos összetétel esetén is nagymértékben befolyásolható a telítési indukció alakulása a szinterelés körülményeinek, az égetési hőmérséklet, időtartam, a felfűtési, illetve lehűtési idő és a szinterelés közben egymással érintkező szemcsék felületi méretének változtatásával (aprítás). A szerző cikkében a telítési indukció változását tárgyalja e paraméterek függvényében.

Обобщения

ДК 621.372.54.001.24

Й. Радвань:
Расчет фильтров по рабочим параметрам
HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIII (1962) № 3.

После общего описания расчета фильтров по рабочим параметрам трактуется расчет параметров четырехполюсника схемы фильтра, содержающей реактивные элементы с помощью функции вносимого затухания. Даны критерии возможности осуществления параметров четырехполюсника с реактивными элементами.
В дальнейшей части даны методы принятия функции вносимого затухания, пригодной для фильтров. Описан метод составления полосы пропускания типа Чебышева при любых спецификациях затухания в полосе заграждения.
Дана методика расчета параметров схемы фильтра из параметров четырехполюсника. Наконец показан цифровой пример.

ДК 621.395.623.742

Д. Хусти:
Некоторые точки зрения проектирования и производства современных динамических громкоговорителей непосредственного излучения
HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БДУАПЕШТ), XIII. (1962) № 3.

Даны точки зрения проектирования нового семейства громкоговорителей, разработанных на заводе ВТ. По соображениям автора громкоговорители узкой, средней и широкой полосы необходимые для выполнения электроакустических задач. После описания возможных оформлений систем мембран дано решение новой системы мембран, разработанное на заводе ВТ. Описана ферритовая магнитная система и даны величины индукции в зазоре, целесообразные в практике.

ДК 621.317.373.018.3

Г. Гонда:
Определение результирующих фазовых отношений периодических сигналов, содержающих гармоник
HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIII. (1962) №3

Трактуется определение результирующих фазовых отношений таких периодических сигналов, которые состоят из основной частоты и её какой-то гармоники. Даны метод расчета и семейства кривых для определения сдвига фаза. Описаны случаи, при которых исключительно вторая, третяя, четвёртая или пятая гармоника присоединяется к синусоидальной основной частоте. Определены результирующие фазовые отношения в случаях разных содержаний гармоник, а также разных сдвигов фаз гармоник.
Необходимость таких испытаний показывается в случае измерения фазового сдвига, применяемого импульсы.

ДК 621.373.431.018.753:621.317 351

Ш. Боди:
Генерирование ступенчатного напряжений с помощью генераторов прямоугольного напряжения для испытания с осциллографом характеристик зависимых от электрических параметров
HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА БУДАПЕШТ), XIII. (1962) № 3.

Описывается простой метод генерирования ступенчатного напряжения с 2—4 ступенями. Генерирование ступенчатного напряжения производится суммированием прямоугольных напряжений. Общим характером применяемых схем является, что они работают с параллельным режимом двух прямоугольных генераторов или электронных переключателей. Общим преимуществом схем является, что они не требуют специальных установок и поэтому могут бытьосуществлены легко. Испы тание прямоугольных генераторов различного типа показывает, что возможно проектировать к каждому типу схему, пригодную для этого целя. Как применение ступенчатого напряжения автор разработал испытание с осциллографом семейства характеристик электронных ламп.

ДК 621.318.134.012 : 621.762.45

Л. Послерне: **Оформление индукции насыщения микровольновых ферритов в зависимости условий термообработки**
HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIII. (1962) № 3.

В технике ферритовых изоляторов является важным параметром индукция насыщения примененных микровольновых ферритов. В зависимости состава и технологии производства изменяется размещение ионов металлы в решетке кристаллов, а также текстура кристаллов, вследствие которого создаются ферриты с различными индукциями насыщения. И в случае идентичных составов может быть влиано оформление индукции насыщения изменением условий спекания, температуры и времени термообработки, времени нагрева и охлаждения, размеров поверхности зерн соприкасающихся при спекании. Описаны изменения индукции насыщения в зависимости этих параметров.

Zusammenfassungen

DK 621.372.54.001.24

J. Radvány:

Filterberechnung nach der Betriebsparametertheorie

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) Nr 3.

Nach der algemeinen Bekanntmachung der Filterberechnung gemäss der Betriebsparametertheoris beschreibt der Verfasser die Berechnung der Vierpolparameter der Reaktanzfilterschaltung aus der Einfügungsdämpfungsfunktion. Er beschreibt kurz das Kriterium wie die so erhaltenen Vierpolparameter mit physikalischen Reaktanzvierpolen ausgeführt werden können. Ferner werden die Methoden der Berechnung der Einfügungsdampfungsfunktionen für Filterzwecke erörtert. Ein Verfahren mittels welchem mit Dämpfungsvorschriften beliebiger Abtrennungsreichweiten ein Durchlassbereich (Typ Tschebisev) erreicht werden kann. Eine Methode wird für die Berechnung der Schaltparameter der Filter aus den Vierpolparametern erörtert. Schliesslich wird ein Beispiel angegeben.

DK 621.395.623.742

D. Huszty:

Einige Gesichtspunkte des Entwurfes und der Ausführung moderner direktstrahlenden elektrodynamischen Lautsprecher

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) Nr 3.

Der Verfasser fasst in seiner Auffassung jene Schaupunkte zusammen, die er in der VTRGy-Fabrik in Ungarn während der Planung der neuen Lautsprecherserie vor den Augen hielt. Gemäss seiner Überlegung, zur Erfüllung der elektroakustischen Aufgaben sind Lautsprecher von Schmal-, Mittel- oder Breitband mit bestimmten Charakteristik notwendig. Nach der Analyse der Entwicklungsmöglichkeit der Membransysteme der Lautsprechertypserien die den oben erwähnten Lösungen entsprechen, macht der Verfasser die Lösung der in der VTRGy-Fabrik ausgearbeiteten neuen Membransystemen bekannt. Nach der Beschreibung des mit Bariumferrit aufgebauten neuen magnetischen Kreises folgt die Erörterung der Luftzwischenrauminduktionswerte die im Praxis zweckmässig gehaltet werden.

DK 621.317.373.018.3

G. Gonda:

Bestimmung des resultierenden Phasenwinkels der Oberwellen enthaltenden periodischen Signale

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) Nr 3.

Der Artikel beschäftigt sich mit der Bestimmung des resultierenden Phasenwinkels solcher periodischen Signale, die aus eine sinusförmige Grundwelle und eine derer Oberwelle bestehen. Zur Bestimmung des resultierenden Phasenwinkels gibt der Artikel einige Berechnungsmethoden und Kurvenschare. Der Reihe nach nimmt er diese Fälle vor, wenn zu der sinusförmige Grundwelle ausschliesslicherweise nur zweite, dritte, vierte oder fünfte Oberwellen hinzukommen. Er bestimmt für den verschiedenen harmonischen Inhalt, bzw. für den Fall Oberwellen verschiedener Phasenwinkel, den Wert der resultierenden Phasenverschiebung.

DK 621.373.431.018.753 : 621.317.351

S. Bódi:

Erzeugung von Spannungsstufen mittels des Rechteckspannungen für die oszillografische Unteruschung von Kennlinien welche von elektrischen Grössen abhengen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) Nr 3.

Der Aufsatz erörtert eine einfache Methode zur Erzeugung der 2—4 stufigen Stufenspannung. Die Erzeugung der Stufenspannungen erfolgt durch Addieren von Rechteckspannungen. Ein gemeinschaftlicher Vorteil der Schaltungen ist, dass sie keine spezielle Apparate erfordern und somit leicht herstellbar sind. Die Untersuchung der Rechteckspannungsgeneratoren zeigt, dass zu jedem deiser eine Schaltung getroffen werden kann, dass diese für den genannten Zweck verwendbar sei. Als Anwendung der Stufenspannung wurde von Verfasser die oszillographische Aufnahme der Elektronenröhrenkenlinien ausgearbeitet.

DK 621.318.134.012:621.762.45

Frau L. Poszler:

Gestaltung der Sättigungsinduktion des Mikrowellenferrites in der Funktion der Brennungsumstände

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) Nr. 3.

Die magnetische Sättigungsinduktion der angewandten Mikrowellenferriten ist ein bedeutender Faktor in der Technik der Ferritisolatoren. Die Sättigungsinduktion kann auch im Falle identischer Zusammensetzung weitgehend beeinflusst werden durch die Veränderung der Umstände des Sinterns, die Temperatur des Brennens, die Zeitdauer, die Anheizdauer, bzw. Abkühlung und Variation der Kernoberflächen — die während des Sinterns sich gegenwertig berühren.

Résumés

CDU 621.372.54.001.24

J. Radvány:

La calculation des filtres sur le principe de la perte d'insertion

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) N° 3.

Après un bref aperçu générale sur la calculation des filtres sur le principe de la perte d'insertion, l'auteur présente la calculation des paramètres de quadripôle des circuits des filltres réactifs dans la fonction de la perte d'insertion. Il présente les conditions comment les quadripôles y obtenus sont réalisables avec des quadripôles physiques. Il présente les différentes méthodes pour obtenir des quadripôles apropriés pour filtre. Il fait connaître une procédure pour recevoir une bande-passe de charactéristique Tshebisev à attenuation désirée. Puis il décrit une méthode de la calcule des paramètres de la connection des filtres sur la base des quadripôles. En fin il présente une exemple numérique pour y illustrés.

CDU 621.395.623.742

D. Huszty:

Quelques aperçus sur le projet et l'exécution des hauts-parleurs électrodynamiques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) N° 3.

L'auteur fait un résumé de ces point de vues qu'il a suivit en projetant les nouvelles séries des hautsparleurs dans les Usines de VTRGy en Hongrie. Selon les nécessités il faut avoir des hauts-parleurs à gamme étroite-, moyenne ou large pour accomplir des fonctions électroacoustiques. Il décrit le développement du système du membran des séries des hauts-parleurs qui satisfont les solutions y présentées. Puis il fait connaître la solution des systèmes de membran élaborés dans les Usines de VTRGy en Hongrie. En fin il décrit le nouveau circuit magnétique construit par le ferrite de baryum et il analyse des valeurs des inductions d'entrefers, qui doit être conforme dans la pratique.

CDU 621.317.373.018.3

G. Gonda:

Détermination de la déplacement du déphasage des signaux périodiques contenant des harmoniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) N° 3.

L'auteur s'occupe de la détermination de la déplacement du déphasage de tels signaux périodiques qui se composent d'une onde fondamental sinusoidale et de l'une de ses harmoniques. Pour la détermination du déphasage l'auteur fait connaître quelques méthodes de calcul et un groupe des courbes. Il décrit tous les cas dont l'onde fondamentale sinusoidale n'a qu'une deuxième, troisième, quatrième ou cinquième harmonique. Il détermine le valeur du déphasage en cas des contenus différents des harmoniques, resp. des harmoniques d'un variable déphasage. Un tel essai est nécessaire en connection de là mesure de l'angle de déphasage à principe d'impulsion.

CDU 621.373.431.018.753: 621.317.351

S. Bódi:

Production de la tension à gradins par l'aide de générateur d'onde carré ponr la mesure oscillographipues dépendant des paramètres électripues

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) N° 3.

L'article fait connaître une méthode simple de la production de la tension à gradins de 2—4 étages. On produit la tension à gradins par la sommation des ondes carrées. Le caractère commun des connections appliquées est, quelles sont construits pour l'opération parallele des generateurs à ondes carrée ou des interrupteurs électroniques. L'avantage commun des telles connections est, qu'ils nexigenst pas des apparails spéciaux et peuvent etre facilemeno réalisées. L'essais des differents générateurs à onde carrée mtntre qu'on peut construire à n'importe quel générateur une connection, la quelle est applicable pour ce but. Pour l'application de l'onde carrée l'auteur a élaboré une méthode pour gagner les caractéristiques des tubes électroniques à l'aide d'un oscilloscope.

CDU 621.318.134.012:621.762.45

Mme L. Poszler:

Formation de l'induction de saturation des ferrites à microonde dans la fonction des conditions de cuisson

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) N° 3.

L'induction magnétique de saturation des ferrites à microonde appliqués dans la téchnique des sectionneurs de ferrites est un facteur important. Le placement des ions des métaux dans le réseau cristallin se change en fonction de la composition et de la téchnologie de production, aussi que la structure et texture du crystal en conséquence de quoi se produisent des ferrites d'une induction de saturation différentes. En cas de composition analogue la formation de l'induction de saturation peut être influencée considérablement par la variation des circonstances du frittage, des températures de cuisson, la durée du temps, le temps d'échauffement resp. refroidissement et par la variation de la mesure de surface res grains qui se touchent pendant le frittage (réduction), L'auteur présente dans son article le changement de l'induction de la satupation en fonction des paramètres.

Summaries

UDC 621.372.54.001.24

J. Radvány:

Design of Filters According to Insertion Loss

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) N° 3.

After a short general survey of the design of filters according to insertion loss, the author presents the calculation of the quadripole parameters of reactive filter circuits from the characteristics of the insertion loss. He briefly describes the criterion how these quadripole, parameters could be realized by means of physical reactive quadripoles. The author discusses afterwards the calculation methods of insertion loss functions suitable for filter design. He presents a procedure by which prescribing an arbitrary attenuation cut-off range a Tshebisev-type pass range may be obtained. Finally he describes a method for the calculation of filter circuit parameters starting from quadripole parameters and presents an example for illustration.

UDC 621.395.623.742

D. Huszty:

Some Aspects of the Planning and Manufacturing of Modern Direct Radiating Dynamic Loudspeakers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) N° 3.

The author gives a summary of aspects he followed while planning a new loudspeaker series in VTRGy.-Factory in Hungary. Due to his consideration narrow-, medium or wide-band loudspeakers with determined characteristics are necessary for the accomplishment of electroacoustical problems. After describing the development of the membranesystems for loudspeaker-types meeting the solutions mentioned above he presents a new membrane system developed in the VTRGy-Factory. After the introduction of the new magnetic circuit constructed with barium ferrite he deals with the air gap induction values, which seem to be serviceable in practice.

UDC 621.317.373.018.3

G. Gonda:

Determination of the Resultant Phase Displacement of Periodic Signals Containing Harmonics

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) N° 3.

The author describes the determination of the resultant phase displacement of such periodic signals which consist of a sinusoidal fundamental harmonic and one higher harmonic. To determine the resultant phase displacement the author presents a computation method and a set of curves. He treats all those cases when the signal contains only a second, third, fourth or a fifth harmonic. He determines the value of the resultant phase displacement in case of harmonic with various phase displacements. The necessity of this test is mentioned in connection with one of the measurements of the phase angle by impulsive principle.

UDC 621.373 431.018.753: 621.317.351

S. Bódi :

Production of Step-Voltage with Square Wave Generators for Oscillographic Measurement of Characteristics Depending on Electrical Parameters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) N° 3.

The paper presents a simple method of the production of 2—4 stage step-voltage. The step-voltage is produced by the summation of square waves. The common mark of the applied connections is that they are based on the parallel operation of two square wave generators or electronic switches. The common advantage of the connection is, that they do not require special devices and may easily be realized. The examination of different square wave generators shows, that to any of them connections may be developed which are applicable for this purpose. The author worked out as an application of stepvoltage the oscillographic measurement of characteristic families of electron tubes.

UDC 621.318.134.012:621.762.45

Mrs. L. Poszler:

Forming of Saturation Induction of Microwave Ferrits in the Function of Burning Conditions

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) N° 3.

The magnetic saturation induction of the applied microwave ferrites is an important factor in the technic of the ferrite isolators. Due to the composition and technology changes the distribution of the metal ions in the crystal lattice; consequently different ferrites develop, having different saturation induction. Supposing the same composition the formation of the saturation induction is to be consideratly influenced by the variation of the sintering circumstances, the temperature, the durations, the heating- resp. (cooling-) time and by the variation of the surface dimensions of the connecting grains during sintering (sizetion). The authoress deals in this paper with the variation of the saturation induction in the function of these parameters.

EGYESÜLETI RENDEZVÉNYEK 1962 ELSŐ FELÉBEN

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület rendezésében 1962. január 1-től július 1-ig az alább felsorolt előadások hangzottak el:

FILÓ MIHÁLY: Egységes híradástechnikai rajzszámrendszer előkészítéséhez a Beloiannisz-gyár rajzszámrendszerének ismertetése. (1962. január 25.)

LAKATOS GYÖRGY: Beszámoló az 1961. évi párizsi vacuumtechnikai konferenciáról. (1962. január 31.)

MAJOR JÁNOS: A színes televízió műszaki fejlődése és elterjedése. (1962. február 2.)

AMBRÓZY ANDRÁS: Tranzisztorok zajtényezőjének mérése a hangfrekvenciás tartományban. (1962. február 9.)

NAGY BÉLA: Kód adó-vevő rendszerek. (1962. február 6.)

DANAJKA LÁSZLÓ: Híradástechnikai és finommechanikai alkatrészek gazdaságos sajtolása. (Klubest, 1962. február 20.)

DR. ALKÉR TIBOR: Some aspects of the application of carridge fuse-links for miniature fuses in telecommunication circuits. (Klubdélután, 1962. február 21.)

SZÉLL SÁMUEL: Egységes rajzszámrendszer. (1962. február 22.)

GROSICS GUSZTÁV: Kis sebességű magnetofonok erőátviteli problémái. (1962. február 23.)

WALTER KORNÉL: Nagyvárosi vezetékes TV hálózatok. (1962. február 27.)

MILLNER JÓZSEF: Kerámiafelépítésű elektroncsövek technológiája. (1962. február 28.)

PÜLLÖK JENŐ: A vacuumtechnikai gépek és komplett gyárberendezések piaci helyzete. (1962. március 1.)

GERGELY ÖDÖN: Hírközvetítő berendezések 20 éves perspektivikus fejlesztési és gyártási terve. (1962. március 2.)

DR. MOLNÁR JÓZSEF: A gyártmány összevont normaóraszükségletének, rendszeres karbantartásának hatása a termelékenységre az Egyesült Izzóban. (1962. március 8.)

DR. SZÉP IVÁN és KOVÁCS FERENC: Drift tranzisztorok elmélete, fejlesztése és gyártástechnológiája. (1962. március 9.)

NAGY PÉTER: Színes televízió színméréstani alapjai. (1962. március 21.)

HEINCZINGER JÓZSEF: A Magyar Adócsőgyár, a Philips és a Siemens gyár rajzszámrendszereinek ismertetése. (1962. március 22.)

BUDAI LAJOS: Elektronikus vezérlésű telefonközpontok karbantartási igénye. (Vitaest, 1962. március 23.)

ETELAKY LAJOS: Latest results in the development of the Hungarian high-power radio transmitters. The evaporation cooling of transmitting tubes. (Angol nyelvű klubdélután, 1962. március 30.)

TASSER' az ELECTRONIKA METAL LUX MILANO-i cég elnöke: Fémrétegellenállások. (1962. április 9.)

DR. ALMÁSSY GYÖRGY: Közép- és felsőfokú konstruktőrképzés. (Klubnap, 1962. április 13.)

MORAVETZ PÉTER: TV oszcillátorok és nagyfrekvenciás csövek mikrofóniája. (1962. április 25.)

KENESSEY ÁRPÁD: Egységes híradástechnikai rajzszámrendszer. (1962. április 26.)

WALTER FERENC: Tapasztalatok a hazai televízióátvitelre szolgáló mikrohullámú berendezések üzemével kapcsolatban. (1962. április 27.)

DR. KÜRTY PÁL: Az NDK piackutatása. Beszámoló az NDK-ban szerzett tapasztalatokról. (1962. május 3.)

HRABÁL LÁSZLÓ és SZERDAHELYI GYÖRGY: Tranzisztoros asztali rádióvevőkészülékek. A VTRGY által gyártott típusok ismertetése. (1962. május 4.)

TÓTH ENDRE: A felületvédelmi technológiák iparági helyzete és a fejlesztés irányai. (1962. május 8.)

NEMCSICS ELEK: Tapasztalatok a hazai televízió adóberendezések üzemével kapcsolatban (Budapest 30/10, Szentesi 20/5 és a Kékesi 5/08 kW-os, különböző gyártmányú adókról). (1962. május 9.)

POGÁNY KÁROLY: Termelékenységi mutatók jellemzése. I. rész. (1962. május 10.)

KOCSIS MIKLÓS: Tranzisztorok megbízhatóságának kutatása. (1962. május 11.)

PFEIFER JUDIT: A vácuumgőzölés technológiája. (1962. május 16.)

POGÁNY KÁROLY: Termelékenységi mutatók elemzése. II. rész. (1962. május 17.

OTTAMI FUJII: A japán tranzisztorok ipari alkalmazása. (1962. május 21.)

A STORNO koppenhágai cég megbízottja: URH adó-vevő berendezések. (1962. május 23.)

WOLFGANG BOGEN: A Bogen cég által gyártott magnetofonfejek bemutatása és a gyártással, beépítéssel kapcsolatos problémák. (1962. május 23.)

NÁDAS TIBOR: Egységes híradástechnikai rajzszámrendszer szabványtervezete. (Klubdélután, 1962. május 24.)

GRESZ ISTVÁN: Korszerű rádiócső beforrasztás. (1962. május 30.)

BÉRES JÓZSEF és JÁRÓ LÁSZLÓ: Anyaggazdálkodás és a termelés kapcsolata; Műszaki előkészítés és termelésirányítás kölcsönhatása. (1962. május 31.)

RÓNAY TIBOR: Rezgő és szűrőkvarckristályok felhasználása, valamint gyártástechnológiájuk fejlesztési lehetőségei. (Klubest, 1962. június 6.)

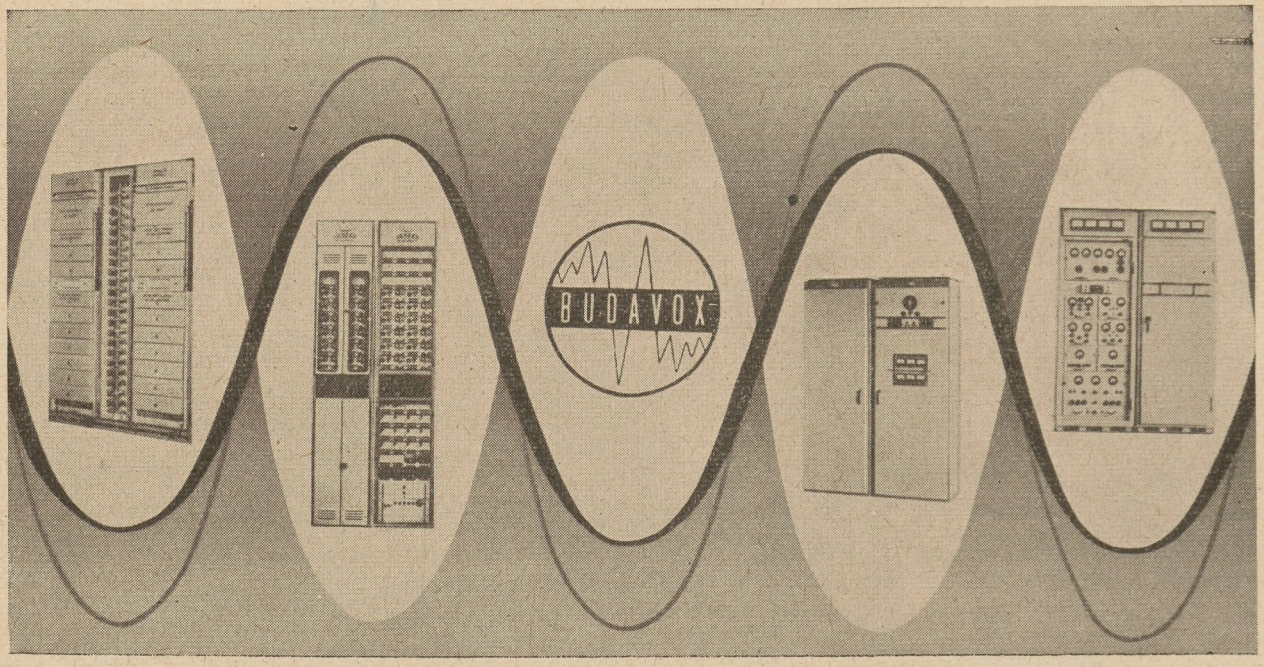
II. MIKROHULLÁMÚ ÖSSZEKÖTTETÉSEK KOLLOKVIUM közös rendezésben a Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Tudományok Osztályával. (1962. június 12—15.)

A HÍRADÁSTECHNIKAI ANYAGOK GYÁRA

Vác, Zrínyi utca 17

- a híradástechnikai és műszeripari vállalatok részére készíti a különböző típusú és formájú M 800-as és M 1100-as ferritanyagokat (eltérítő gyűrű, U-mag, fazékmag, hangolómag stb.)
- gyártmányai közé tartoznak továbbá a nyomtatott áramkörű lemezek, amelyeket üvegszövet alapú és bakelit alapú folírozott lemezekből a megadott típusok, illetve rajzsémák szerint állít elő
- szalagrendszerben gyárt rádió, televízió és más híradástechnikai átviteli berendezésekhez különböző típusú transzformátorokat
- horganylemez hengerdéjében minden méretben és minőségben gyártja a horganylemezeket. Gyárt továbbá különböző összetételű tömör és töltetes forrasztóón huzalokat. Gyártmányai közé tartozik a fémszórás, továbbá a galvanizálás

Felvilágosításokat szívesen ad a gyár Műszaki és Kereskedelmi Osztálya



Telefonkészülékek. CB és LB kapcsolótáblák.
Automata telefonközpontok. Átviteltechnikai berendezések.
Átviteltechnikai mérőműszerek. Nagyfrekvenciájú generátorok.

Rövid- és középhullámú adóállomások.
Hordozható és beépített adó-vevő berendezések.
Ismétlőállomások. Többcsatornás mikrohullámú berendezések.

BUDAVOX

BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT

Budapest, VII., Tanács körút 3/a. Telefon: 426-549. Távirat: Budavox, Budapest

SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

ÁTVITELTECHNIKAI MÉRŐKOCSI

Műszaki adatok :

Nagyfrekvenciás generátor

Frekvenciatartomány	I 4 — 150 kHz II 150 — 320 kHz
Finom hangoló	± 4 kHz
Kimenő impedancia	szimmetrikus 0—600—150—125 ohm (külön kívánságra további két tetszőleges értékre beállítható)
Kimenőszint	+ 20 dB (+2N)-től — 60 dB (-6N)
Torzítás	2%

Vívőfrekvenciás vevő

Szélessávú vétel	
Frekvenciatartomány	I 0,3—10 kHz II 4 —620 kHz
Leolvasható szintek	—70 dB (—8 N)-től + 20 dB (+2N)
Szint pontosság	± 0,2 dB (2 cN)
Bemenő impedancia	0,3— 60 kHz között ⩾ 10 kohm 4—320 kHz között ⩾ 5 kohm 320—620 kHz között ⩾ 2.5 kohm
Kapcsolható lezárások	125—150—600 ohm ± 5%
Szelektív vétel	
Frekvenciatartomány	04—620 kHz
Leolvasható szintek	— 110 dB (—12N) + 20 dB (+2N)
Bemenő impedancia	10—150 kHz között ⩾ 10 kohm 04—320 kHz között ⩾ 5 kohm 320—620 kHz között ⩾ 2.5 kohm
Kapcsolható lezárások	135—150—600 ohm
Impedancia mérés	
Frekvenciatartomány	4— 320 kHz
Mérési tartományok	50— 300 ohm 100— 600 ohm 500—3000 ohm
Pontosság	± 10%

Reflexiós- és szimmetria-csillapítás mérés :

Frekvenciatartomány	4 — 320 kHz
Mérési tartomány	40 dB
Mérési pontosság	± 1 dB

Hangfrekvenciás generátor 0,2—4 kHz

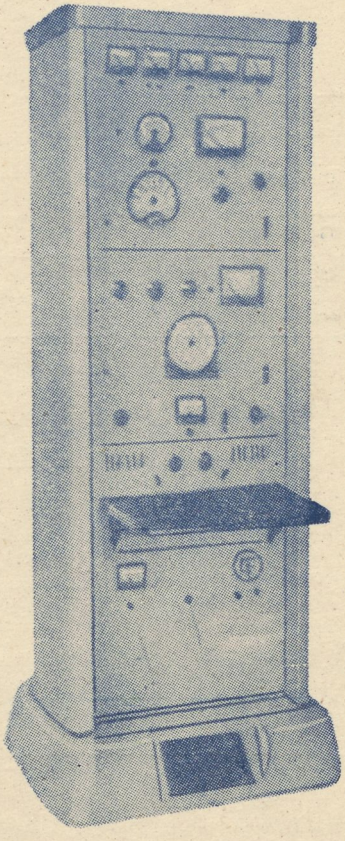
Frekvencia pontosság	± 1%
Torzítás	1%
Szintkapcsoló állásai	+ 20, + 5, 0, —4, —6, —10, —15 —20, —25, —30 dB
Kimenő inpedancia	600 ohm

Szűrőegység

800 Hz sávszűrő	impedancia 600 ohm
60 kHz sávszűrő	impedancia 135 ohm
60/120 kHz váltó	impedancia 135 ohm

Méretek

A mérőkocsik teljes	magassága kb 1900 mm szélessége kb 600 mm mélysége kb 370 mm



Elektronika, Budapest, VII., Klauzál u. 30. Telefon : 221-646, 221-825

Példányonkénti eladási ára: 5,— Ft

TUNGSRAM

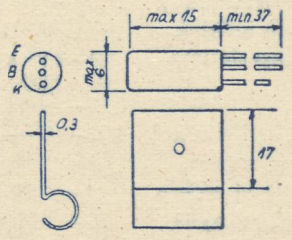
tranzisztor típusok

OC 1074, OC 1079 és OC 1080 tranzisztorok adatai

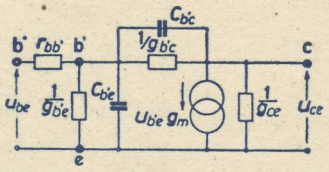
Beállítások	Határértékek												Visszáramok		$-U_{CB}=$ = 6 V, $I_E=$ −50 mA	$-U_{CE}=$ = 6 V, $I_F=$ −5 mA
													$-U_{CB}=$ = 9 V	$-U_{EB}=$ = 6 V		
Jelölések	$-U_{CB}$	$-U_{CBM}$	$-U_{CE}$	$-U_{CEM}$	$-V_{EB}$	$-U_{EBM}$	$-I_C$	$-I_{CM}$	I_E	I_{EM}	$-I_B$	$-I_{BM}$	$-I_{CBO}$	I_{-EBO}	f_{ae}	F
Mértékegység	V	V	V	V	V	V	mA	mA	mA	mA	mA	mA	μA	μA	kHz	dB
OC 1074	20	—	20	—	6	—	300	600	310	600	—	—	10	6	>15	<30
OC 1079	—	—	26	26	6	6	300	600	310	600	—	—	10+	4,5	>20	<15
OC 1080	32	32	—	—	20	—	300	600	340	630	40	200	10+	6	>12	—

Nagyjelű áramerősítésű tényező az OC 1074, OC 1079 és 1080 típusoknál

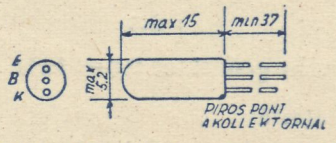
Beállítás		h_{21E}	h_{21F}	h_{21E}
	$-U_{CE}$	6 V	6 V	1 V
	I_E	5 mA	50 mA	300 mA
OC 1074		60	100	65
OC 1079		—	60	—
OC 1080		—	180	—



OC 1074, OC 1079 és OC 1080 tranzisztorok külrajzai



Nagyfrekvenciás helyettesítőkép



OC 1044 és OC 1045 tranzisztorok külrajzai

OC 1044 és OC 1045 tranzisztorok adatai

Beállítások	Határértékek								Vissz-áramok		$-U_{CE}=$ = 6V $I_E=$ = 1mA	A nagyfrekvenciás helyettesítőkép elemei					
									$-U_{CE}=$ = 2V	$-U_{EB}=$ = 2V							
Jelölések	$-U_{CB}$	$-U_{CBM}$	$-U_{CE}$	$-U_{CEM}$	$-U_{BE}$	$-U_{EBM}$	$-I_C$	$-I_{CM}$	$-I_{CBO}$	$-I_{EBO}$	f_{ae}	$C_{b'e}$	$C_{b'c}$	$g_{b'e}$	$g_{b'c}$	g_m	g_{ce}	$r_{bb'}$
Mértékegység	V	V	V	V	V	V	mA	mA	μA	μA	kHz	pF	pF	μS	μS	mA/V	μS	Ω
OC 1044	15	15	15	15	12	12	5	10	0,5	0,4	>75	410	10,5	390	0,5	39	40	100
OC 1045	15	15	15	15	12	12	5	10	0,5	0,4	>60	1000	10,5	760	0,5	39	15	75

RÉSZLEGES KÖNYVTÁR