MŰSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR
50.165

XIII. ÉVFOLYAM 5. SZÁM, 161—200 OLDAL
BUDAPEST, 1962. OKTÓBER HÓ 5

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

1962. október, XIII. évfolyam, 5. 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

Kocsis Miklós: Tranzisztoros teljesítmény-oszcillátorok tervezése 161
Róna Péter: Intermodulációs zaj sokcsatornás rádióösszeköttetéseken ... 173
Gombkötő István—Pataki László: Elektrotermikus berendezések és higanygőzlámpák okozta rádiovételzavarok elhárítása 176
Ferenczy Pál: Színes televízió rendszerek ... 182
Kerpán István—Tóth Géza: A légnedvesség hatása a polisztrol-kondenzátorok kapacitására ... 186
Iparági hírek: Háromhullámsávos tranzisztoros táskarádió ... 191
Könyvismertetések ... 181, 192
Országos Automatizálási Konferencia ... 194
Egyesületi Hírek ... 195
Tartalmi összefoglalások ... 196
Обобщение на русском языке ... 196
Zusammenfassungen in deutscher Sprache ... 196
Résumés des articles en langue française ... 197
Summaries in English ... 198

HÍRADÁSTECHNIKA
Felelős szerkesztő: Balogh Pál — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113-450
Felelős kiadó: Solt Sándor — Megjelent: 1350 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 61,065 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára
A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest 62.

62.1424 — Egyetemi Nyomda, Budapest, Dohány utca 12 — F. v.: Janka Gyula

ORSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

Tranzisztoros teljesítmény-oszcillátorok tervezése

KOCSIS MIKLÓS,
a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja,
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

ETO 621.373.52

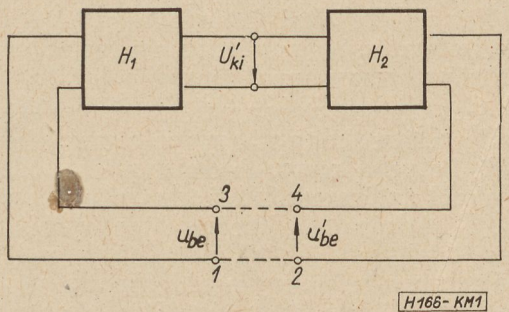
1. Bevezetés

A rétegtranzisztorokkal működő színuszos teljesítmény oszcillátorok működésének vizsgálatánál a cél az volt, hogy a legfontosabb elvi és gyakorlati problémákat megoldjuk és a gyakorlat számára kielégítő pontosságú összefüggéseket kapjunk. Az irodalomban általában olyan cikkekkel találkozunk, amelyek rendszerint csak a berezgési feltételekkel foglalkoznak. Ezek a tranzisztoros teljesítmény-oszcillátoroknál nem elegendőek, mivel az egyes váltóáramok, feszültségek, illetve teljesítmények hatásfok stb. számítására nem adnak lehetőséget. A vizsgálatok alapján kialakult egy előnyös tulajdonságokkal rendelkező oszcillátor kapcsolás. A cikkben közölt számítási módszer erre az áramkörre vonatkozik, azonban egyes részletkérdésektől eltekintve általános érvényű. Az említett kapcsolás olyan sok előnyös tulajdonsággal rendelkezik a többi oszcillátor-kapcsoláshoz viszonyítva, hogy az esetek legnagyobb részében alkalmazható. A tervezési módszer alapján kiszámítható a hasznos váltóáramú teljesítmény, a hatásfok, az áramkör egyes pontjaiban folyó áramok amplitudója és folyási szöge, a különböző pontok között fellépő váltakozó és egyenfeszültségek nagysága. Az egyes áram-impulzusok hullámformáinak vizsgálata alapján feleletet kapunk az amplitudólimitálás kérdésére is.

2. Színuszos oszcillátorok működése általában

2.1. *Berezgési feltételek*

A vizsgálandó oszcillátor kapcsolást az 1. ábrán látható blokksémával lehet jellemezni. A H_1 és H_2-vel jelzett négypólusok magukban



1. ábra

foglalják az oszcillátor következő négy alapvető áramköri elemét:

1. erősítő elem,
2. frekvencia meghatározó-elem,
3. amplitudó-limiter,
4. visszacsatoló áramkör.

A H_1 négypólus az első három áramköri elemet tartalmazza, tehát a teljesítmény és feszültségerősítése egyrészt az amplitudó szinttől, másrészt a frekvenciától függ. A H_2 négypólus a visszacsatoló elem, amelyet az „$\ddot{u}$" feszültségáttétellel és a φ_2 fázistolással jellemezhetünk. Az „1" és „2", valamint a „3" és a „4" pontok közötti összefüggést megszakítva, a kapott négypólust egy komplex számmal, a hurokerősítéssel lehet megadni. A továbbiakban fogadjuk el azt, hogy a H_1 négypólus teljesítményerősítése olyan nagy, hogy a bemeneten felvett teljesítmény a gyakorlatban jó közelítéssel elhanyagolható a kimeneten leadott váltóteljesítmény mellett. A következőkben ezért a feszültségerősítési tényezőt használjuk fel a működési folyamatok vizsgálatánál és a tervezésnél.

A H_1 négypólus feszültségerősítése a következőképpen írható fel:

$$A_1\,(u_{be}\,;f) = \frac{u'_{ki}}{u_{be}} = |\,A_1(u_{be};f)\,|\,\exp\,[j\varphi_1(f)] \quad (1)$$

ahol az egyes betűk jelentése az 1. ábrából kiolvasható.

A H_2 négypólusra írhatjuk:

$$A_2 = \frac{1}{\ddot{u}}\exp\,[j\varphi_2(f)] \quad (2)$$

ahol az „$\ddot{u}$" a feszültségáttétel abszolút értéke, feltételezésünk szerint amplitudó és frekvencia független.

A teljes négypólus erősítési tényezője — a hurokerősítés — tehát

$$A_h\,(u_{be};f) = |\,A_h\,(u_{be};f)\,|\,\exp\,[j\varphi_h(f)] \quad (3)$$

ahol

$$A_h\,|\,u_{be};f\,| = \frac{|\,A_1\,(u_{be};f)\,|}{\ddot{u}} \quad (4)$$

$$\varphi_h(f) = \varphi_1(f) + \varphi_2(f) \quad (5)$$

Az oszcillátor berezgési feltételét a (3) egyenletből az ismert módon lehet meghatározni:

$$|A_h(u_{be}; f_{osz})| \geq 1 \quad (6)$$

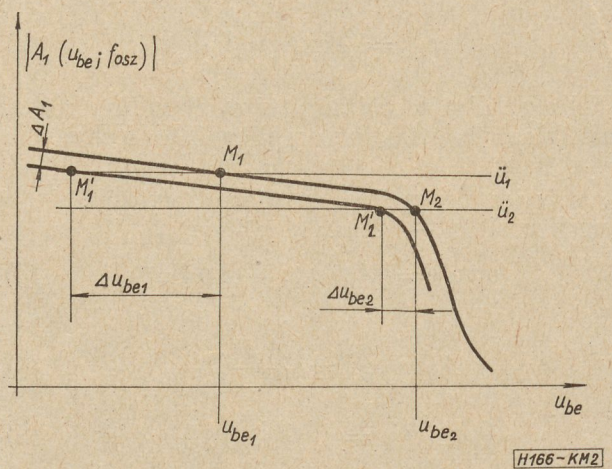
$$\varphi_h(f_{osz}) = 0 \quad (7)$$

Az előbbi feltételek teljesülésénél a rendszer f_{osz} frekvencián fog oszcillálni. A rezgések amplitudója azonban csak akkor lesz állandó, ha

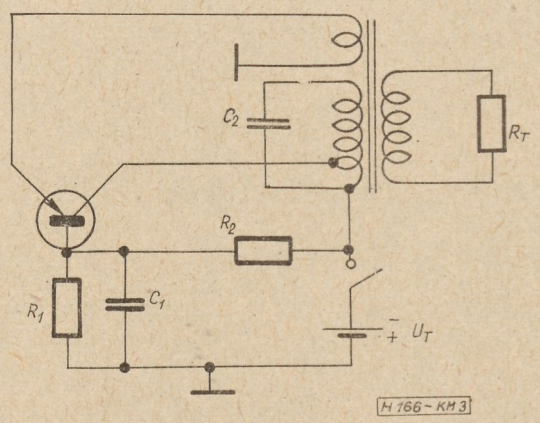
$$|A_h| = 1 \quad (8)$$

A (8) egyenlet teljesülését a gyakorlatban amplitudó limiter nélkül nem lehet megvalósítani. Az oszcillátorok berezgésénél biztosítani kell azt, hogy a hurokerősítés abszolút értéke 1-nél nagyobb legyen. A berezgés ideje alatt az oszcillátor jel amplitudója állandóan nő — miközben a limiter fokozatosan csökkenti a hurokerősítést — egészen addig, amíg az egységnyi nem lesz. Ekkor az oszcillátor által leadott feszültség amplitudója állandó marad. Tranzisztoros oszcillátoroknál különösen fontos az amplitudó stabilizálás kérdése. Megjegyezzük azt, hogy vizsgálataink alatt tranzisztort mint nagyjelű erősítőt tekintjük. Ez természetszerűleg következik abból, hogy a teljesítmény oszcillátorokkal foglalkozunk. A 2. ábrán egy jellegzetes amplitudó-limiter karakterisztikát láthatunk, amely a vizsgálandó oszcillátor blokksémájában a H_1 négypólus feszültségerősítési tényezőjének abszolút értékét mutatja. Rajzoljuk bele az ábrába a visszacsatolásra jellemző, „$\ddot{u}$" tényezőt megadó vízszintes egyenest. A kapott metszéspont megadja az oszcillátor munkapontját, pontosabban azt a bemenő feszültséget, amelynél automatikusan megvalósul az állandó amplitudóhoz szükséges $A_h = 1$ feltétel. Az eddigiekben és a későbbiekben is feltételezzük, hogy a fázisszögre vonatkozó berezgési feltétel mindig teljesül.

A 2. ábra lehetőséget ad annak minőségi megállapítására, hogy az adott áramkör amplitudó stabilitása milyen mértékű. Könnyen belátható az, hogy ha a metszéspont az amplitudó-limiter karakterisztika közel vízszintes szakaszára esik, akkor akár a H_1, akár a H_2 négypólusban bekövetkezett változások miatt a munkapont eltolódás sokkal jelentősebb, mint akkor, ha a metszéspont a limiter karakterisztika nagy meredekségű szakaszára kerül. Az utóbbi beállításban az oszcillátor előnyös tulajdonságokkal rendelkezik, ezért a cikk olyan oszcillátor áramkör vizsgálatával foglalkozik, amely automatikusan beállítja az említett optimális munkapontot. (Lásd 2. ábrában M_2.)



2. ábra



3. ábra

2.2. *Az oszcillátor működésének leírása*

A 3. ábrán látható oszcillátor kapcsolás helyes beállítás mellett több előnyös tulajdonsággal rendelkezik. Vizsgáljuk meg ennek működését. A telep bekapcsolásánál a bázis negatív feszültséget kap, tehát a tranzisztoron egy meghatározott értékű egyenáram folyik át. A tranzisztoros oszcillátorok berezgetéséhez általában szükséges valamilyen indító áramkör alkalmazása, amely a bázis-emittert nyitóirányban előfeszíti. Ha a bekapcsolásnál a tranzisztoron és a kollektorkörbe kapcsolt rezgőkörön csak a kollektor visszárama folyik át, azaz a tranzisztor lezárt állapotban van, ez megakadályozza az oszcillátor berezgését.

A báziskörbe kapcsolt osztó segítségével az oszcillátor beindítása biztosítható. Látható, hogy az áramkör nem tartalmaz külön amplitudó-limitert, tehát az oszcillátor munkaponti beállítását, az amplitudó stabilizálást magának a tranzisztornak kell elvégeznie. Ha a visszacsatoló kört megszakítjuk, akkor kimérhetjük a 2. ábrában megadott amplitudó-limiter karakterisztikát. A jelleggörbe két tartományra osztható:

1. Közel vízszintes tartomány. A kollektor váltófeszültség amplitudója kisebb, mint a tápfeszültség.

2. Nagy meredekségű tartomány. A kollektor váltófeszültség amplitudója egyenlő a tápfeszültséggel vagy annál nagyobb.

Az 1-es tartományban az erősítés csökkenése azáltal jön létre, hogy a nagyobb bemenő feszültségnél, illetve a nagyobb emitter- és kollektor áramoknál az áramerősítési tényező csökkenése miatt a bázisáram a lineárisnál nagyobb mértékben növekszik. A báziskörbe kapcsolt RC komplexumon tehát egy nemlineárisan növekvő záróirányú előfeszültség jön létre, amely egyrészt az emitter-bázisra jutó hatásos vezérlő-

feszültséget, másrészt az emitter- és kollektoráram folyási szögét csökkenti. Az említett hatások következtében az amplitudó növekedésével az erősítés csökken, azonban viszonylag kismértékben, tehát az oszcillátor amplitudó stabilitása az 1-es tartományban nem kielégítő.

Ha az oszcillátor munkapontját a karakterisztika 2-es tartományára helyezzük, akkor az áramkör nagyon előnyös tulajdonságokkal rendelkezik. A kimenőfeszültség amplitudója a terhelés és hőfokváltozásokra gyakorlatilag érzéketlen. A következőkben ezzel a beállítással foglalkozunk részletesebben. Teljesítményoszcillátoroknál a tranzisztor mint nagyjelű erősítő működik. Az egyes fizikai folyamatok vizsgálatánál a tervezésnél tehát a kisjelű paramétereket nem lehet felhasználni, illetve csakis a berezgési feltételek számításánál, amelyek viszont a valóságos működés, a tervezés szempontjából nagyon keveset nyújtanak. Bonyolulttá teszi a helyzetet még az is, hogy a teljesítmény oszcillátorokat C-osztályban szokás üzemeltetni. A nemlineáris jelenségek miatt az áramkörök analízise csakis meghatározott egyszerűsítő feltételek mellett lehetséges. Ezen egyszerűsítő feltételek a következőek:

1. A tranzisztor fázistolása az oszcillátor üzemi frekvenciáján elhanyagolható.

2. A tranzisztor bemenetét a 4. ábrán látható karakterisztikával, illetve az azt megközelítő tört-karakterisztikával jellemezzük. Feltételezzük, hogy az emitter csúcsáram elegendően nagy. A Tungsram kisteljesítményű tranzisztoroknál ez érvényes, ha az emitteráram amplitudója 30 mA-nél nagyobb.

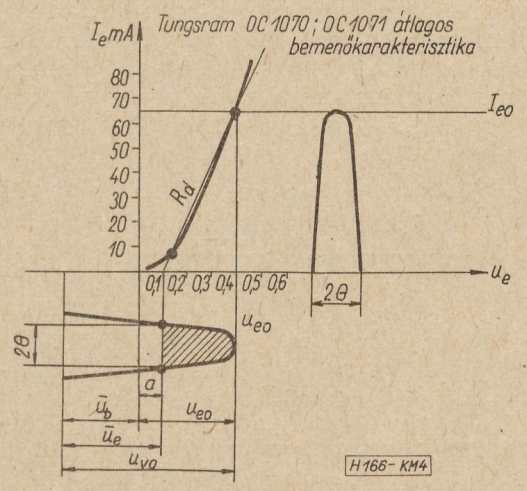
3. A kollektor-bázis áramkört az 5. ábrában megadott kimenő karakterisztikával jellemezzük.

Tételezzük fel, hogy az oszcillátor C-osztályú beállításban működik és munkapontja a limiter-karakterisztika 2-es tartományában van. Vizsgáljuk meg részletesen az amplitudó-limitálás fizikai folyamatait. A tranzisztor egyes elektródáin átfolyó áramok hullámalakjainak ismeretében már feleletet kapunk az amplitudó-limitálás problémájára.

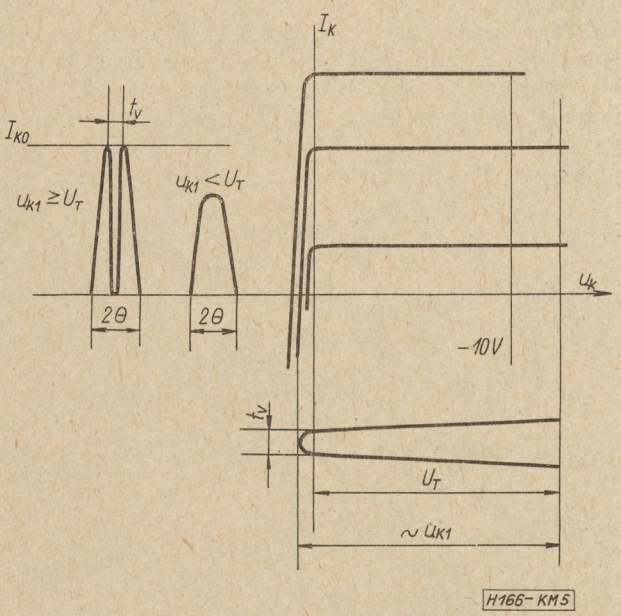
Az emitteren a C-osztályú beállítás miatt a periódusnak csak egy meghatározott részében folyik át áram. Az emitteráram impulzust, amint az a 4. ábrában látható, a 2Θ teljes folyási szöggel és az I_{e0} amplitudóval adjuk meg. A kollektoráram impulzusok hullámformája hasonló az emitteréhez. Tételezzük fel, hogy az adott működési frekvencián az emitter és a kollektor áramimpulzusok folyási szöge egyenlő egymással. A berezgés időtartama alatt, amíg a kollektor váltófeszültség amplitudója kisebb, mint a tápfeszültség, a kollektor áramimpulzusok hullámformája alakilag teljesen megegyezik az emitterével (lásd 5. ábra).

A kollektor váltófeszültség amplitudója a berezgés ideje alatt exponenciálisan növekszik egészen addig, amíg el nem éri a tápfeszültséget, sőt egy kissé túl megy rajta. Ebben az esetben a kollektor pozitív lesz a bázishoz viszonyítva és amint ezt az 5. ábra földelt bázisú kapcsolásra vonatkozó kimenő karakterisztikája mutatja, pozitív kollektorfeszültségnél az áram erősen lecsökken, sőt ellentétes irányú is lehet. Ennek oka az, hogy a pozitív kollektor-bázis feszültségnél a kollektor-bázis dióda kinyit és az ily módon a kollektorból a bázisba injektált lyukáram ellentétes az emitterből a kollektorba folyó lyukárammal. A két összetevő áram nagyságától függően az eredő kollektoráram amplitudója és iránya különböző lehet. Látható, hogy a kollektorfeszültség néhány tized voltos változása nagyon jelentős kollektoráram változást hozhat létre. Az áramkörrel elérhető nagyon előnyös amplitudó-stabilitást ezen jelenség alapján lehet magyarázni.

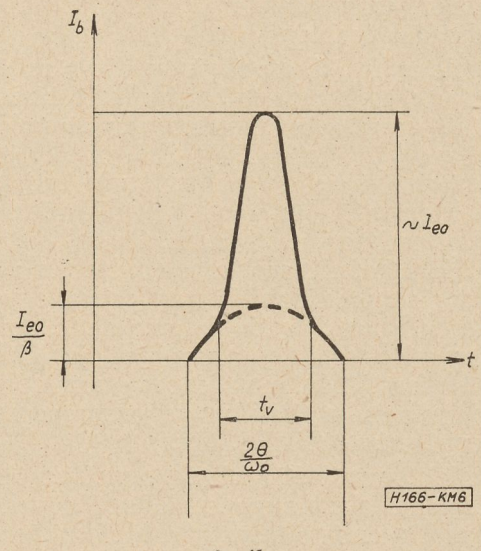
A kollektor-váltófeszültség pozitív amplitudóját a t_v idő alatt „vágja" a kollektor-bázis áramköre. Ez torzítást okozna, azonban a gya-



4. ábra



5. ábra



6. ábra

korlatban erősen lecsökkenthető. Ezt a kérdést a későbbiekben fogjuk megvizsgálni.

A t_v idő alatt a kollektorfeszültség pozitív, tehát az áram hirtelen lecsökken. A kollektor áramimpulzus csúcsánál egy „bemélyedés" keletkezik, amelyet nevezzünk negatív „tető-impulzus"-nak. A Kirchoff-törvény alapján nyilvánvaló, hogy adott emitteráram mellett, ha a kellektoráram lecsökkent, akkor a bázisáram szükségszerűen ugyanannyival megnő, amennyivel kisebb lett a kollektoráram.

A bázisáram hullám-alakját ebben az esetben a 6. ábra mutatja. Látható, hogy az alapimpulzus csúcsán megjelenik egy t_v szélességű impulzus. Ezt nevezzük pozitív „tető-impulzus"-nak. Az ábrán azt az esetet tüntettük fel, amikor a kollektoráram egészen nulláig lecsökken. A teljes bázisáram amplitudója így tehát eléri az emitteráram amplitudóját. Az R_1C_1 komplexumon átfolyó bázisáram $\overline{u}_b$ egyenfeszültséget hoz létre, amely az emitter-bázist záróirányban feszíti elő, tehát megvalósítja a C-osztályú beállítást. A kollektor-feszültség néhány tized V-os változása, mint már láttuk, jelentős változást hozhat létre a bázisáramban, természetesen a bázis-egyenfeszültségen is. A bázis-egyenfeszültség azonban az emitteráram folyási szögét és amplitudóját szabályozza, illetve az előbbieken keresztül a kollektor áramimpulzusok alapharmonikusának amplitudóját. Ezek alapján már érthető, hogy a kollektorfeszültség viszonylag kismértékű változása már nagyon lényegesen megváltoztatja a hurokerősítést és így ezen keresztül biztosítani tudja az amplitudó állandóságát.

A méretezésnél a kiindulási feltételünk az lesz, hogy a maximális terhelésnél a kollektor váltófeszültség amplitudója éppen egyenlő a tápfeszültséggel. A bázisáramnál ekkor nincsenek pozitív tető-impulzusok. Ha a terhelést levesszük az oszcillátorról, akkor a kimenőfeszültség egy kissé megnövekszik, ezáltal megnő a bázis előfeszültség értéke és így jelentősen lecsökken a kollektor áramimpulzusok amplitudója, folyási szöge.

A szabályozási folyamatokban nem elhanyagolható szerepet játszik még az a tény is, hogy a negatív tető-impulzusok csökkentik a kollektoráram alapharmonikusának amplitudóját. A 7. ábrán a különböző terhelési esetekhez tartozó bázisáram hullámalakokat ábrázoltuk. A névleges terhelésből kiindulva, az üresjárás felé közeledve a pozitív tető-impulzusok egyre nagyobbak és szélesebbek lesznek.

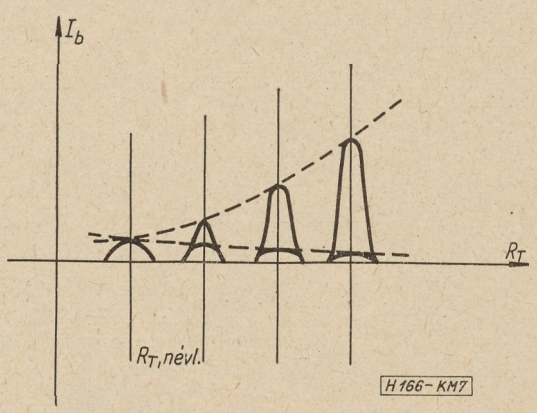
Az áramkör kiváló hőfokstabilitással rendelkezik. A hőmérséklet emelkedésénél a bázisáram, és így az ennek megfelelő bázisegyenfeszültség növekedése biztosítja az oszcillációs munkapont állandóságát.

3. Tranzisztoros C-osztályú erősítők

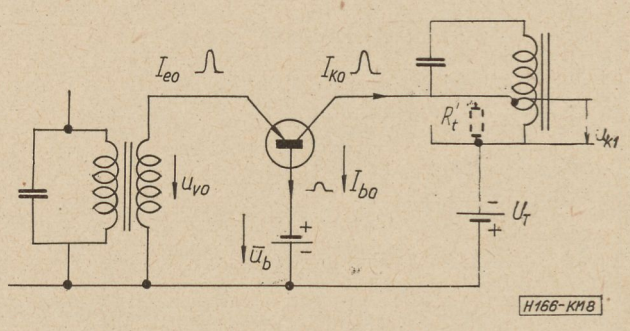
A kapcsolás a 8. ábrán látható. A számításoknál feltételezzük, hogy $u_{ko} \leqslant U_T$. Ezt az általánosság megszorítása nélkül megtehetjük, így eredményeink az oszcillátoroknál is felhasználhatóak lesznek.

3.1. *A C-osztályú erősítő bemenőellenállása*

A C-osztályú erősítő bemenőellenállása nemlineáris jellegű, mivel a tranzisztor a periódusnak csak egy meghatározott részében vezet. A tranzisztoros erősítő bemenetét esetünkben tehát csakis egy olyan lineáris ellenállással lehet jellemezni, amely ugyanakkora váltóáramú teljesítményt vesz fel, mint amennyit a nemlineáris bemenőellenállás. Az erősítő bemenete egy rezgőkörhöz csatlakozik, amely az egy perióduson belüli terhelésváltozásokra (ha a kör-

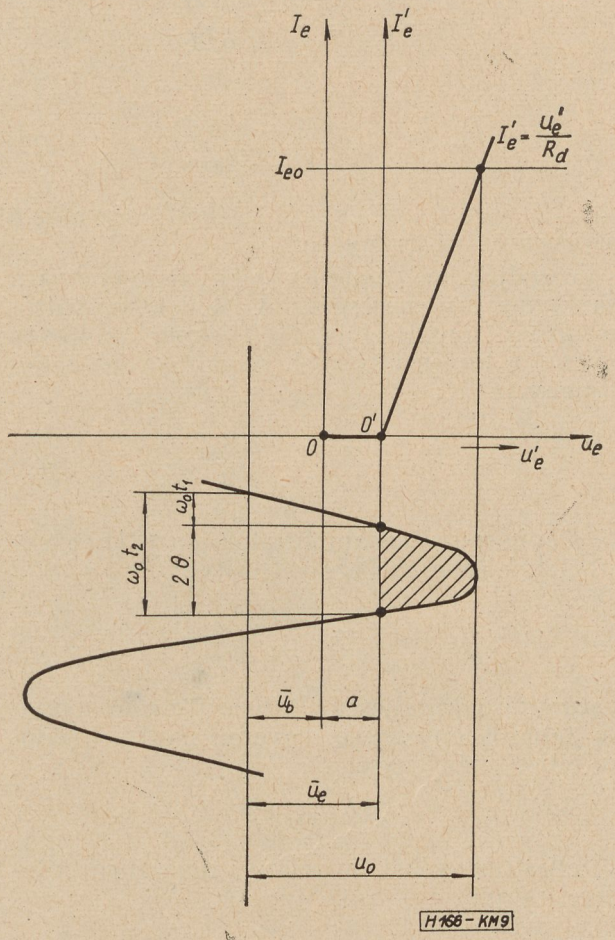


7. ábra



8. ábra

jóság egy meghatározott érték felett maradt) nem képes reagálni. Az egy periódusra eső átlag teljesítményből kiszámítható és egy meghatározott folyási szöghöz egyértelműen megadható egy lineáris ellenállás (R_{bd}), amelyet a C-osztályú erősítő dinamikus bemenőellenállásának nevezünk.



9. ábra

Vizsgáljuk meg azt, hogy a dinamikus bemenőellenállás hogyan változik a folyási szög függvényében. A 9. ábra alapján a következő egyenleteket lehet felírni:

$$u'_e = u_0 \sin \omega_0 t - \bar{u}_e \qquad (9)$$

a folyási szög a következő feltételből számolható

$$u'_e = 0$$

amelyből kapjuk, hogy

$$t_1 = \frac{\frac{\pi}{2} - \Theta}{\omega_0} \qquad (10a)$$

$$t_2 = \frac{\frac{\pi}{2} + \Theta}{\omega_0} \qquad (10b)$$

azaz

$$\cos\Theta = \frac{\bar{u}_e}{u_0} \qquad (11)$$

A számításaink arra az esetre vonatkoznak, amikor

$$0 \leqslant 2\Theta \leqslant \pi \qquad (12)$$

A számításoknál csakis a periódus vezetési szakaszában disszipált teljesítményt vesszük figyelembe, mivel a lezárási szakaszban felvett teljesítmény tökéletesen elhanyagolható a bemenő teljesítményhez viszonyítva.

A bemenet által felvett átlagos váltóteljesítmény a következőképpen írható fel:

$$P_a = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} u_0 \sin \omega_0 t \, \frac{u_0 \sin \omega_0 t - \bar{u}_e}{R_d} \, dt \qquad (13)$$

A számításokat elvégezve kapjuk:

$$P_a = \frac{u_0^2 \Theta}{R_d^2 \pi} + \frac{u_0^2}{4\pi R_d} \sin 2\Theta - \frac{u_0 \bar{u}_e}{\pi R_d} \sin \Theta \qquad (14)$$

Másrészt írhatjuk, hogy

$$P_a = \frac{u_0^2}{2R_{bd}} \qquad (15)$$

Így a fenti egyenletek segítségével

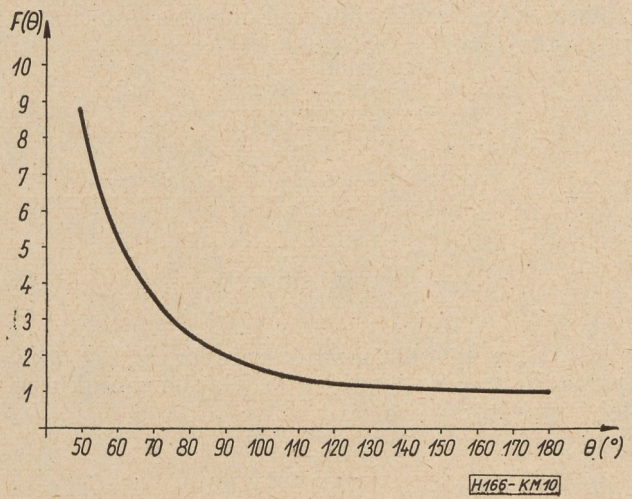
$$R_{bd} = F(\Theta) R_d \qquad (16)$$

ahol

$$F(\Theta) = \frac{1}{\frac{\Theta}{\pi} - \frac{\sin 2\Theta}{2\pi}} \qquad (17)$$

Ha az előbbi számításokat a $\frac{\pi}{2} \leqslant \Theta \leqslant \pi$ tartományra is elvégezzük, akkor azt kapjuk, hogy az $F(\Theta)$ az előbb említett tartományban is érvényes lesz.

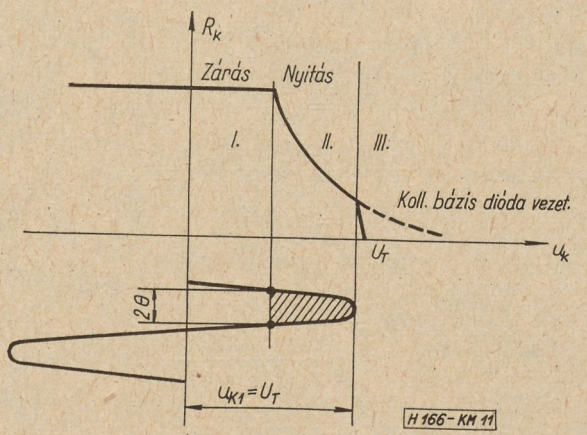
Az összefüggést kísérletileg is megvizsgáltuk és azt találtuk, hogy a mérési eredmények és a számított értékek között néhány százalékos eltérés van. Az $F(\Theta)$ függvényt a 10. ábra mutatja.



10. ábra

3.2. A *C-osztályú erősítő kapcsolásban működő tranzisztor kimenőellenállása*

A C-osztályú működésben a kimenőellenállás is nemlineáris jellegű. A periódus azon szakaszaiban, amikor a tranzisztor lezárt állapotban van, a rezgőkört a tranzisztor záróirányú ellenállása terheli. Amikor a tranzisztor vezet, a kimenőellenállás — amint az ismeretes — a kollektoráram növekedésével csökken. A kimenőellenállás változását a rezgőkörön levő váltófeszültség függvényében a 11. ábrában láthatjuk. Abban az esetben, ha a váltófeszültség amplitudója (a rezgőkörön levő alapharmonikus amplitudója a rezgőköri megcsapolás és a hidegpont között) nagyobb, mint a tápfeszültség, akkor a pozitív félperiódusban a kollektor-bázis dióda kinyit és így a kimenő ellenállás gyakorlatilag nullára csökken.



11. ábra

3.3. *A kollektor áramimpulzusok harmonikus tartalmának számítása*

Valamely szinuszjelből „vágással" származtatott áramimpulzust a fél-folyási szöggel (Θ) és az I_{ko} amplitudóval lehet egyértelműen megadni.

Ha Θ és I_{ko} ismert, akkor az egyes harmonikus komponensek amplitudói a Fourier analízis szerint a következő összefüggésekből számíthatók ki:

$$\bar{I}_k = \frac{\sin\Theta - \Theta\cos\Theta}{\pi(1-\cos)} I_{ko} \qquad (18)$$

$$I_{kn} = \frac{I_{ko}}{\pi(1-\cos)}\left[\frac{\sin(n+1)\Theta}{n+1} + \frac{\sin(n-1)\Theta}{n-1} - \right.$$

$$\left. - \frac{2}{n}\cos\Theta\sin n\Theta\right] \qquad (19)$$

ahol I_k az egyenáramú összetevő, I_{kn} az n-ik harmonikus amplitudója. Az alapharmonikusra tehát írható:

$$I_{k1} = \frac{\Theta - \frac{1}{2}\sin 2\Theta}{\pi(1-\cos\Theta)} I_{ko} \qquad (20)$$

A méretezéshez grafikonokat érdemes felhasználni, amelyek az adott folyási szöghöz megadják az áramimpulzus amplitudója és az egyes komponensek ampitudója közötti viszonyszámot.

Tehát:

$$g = \frac{I_{ko}}{I_{k1}} = \frac{1-\cos\Theta}{\frac{\Theta}{\pi} - \frac{\sin 2\Theta}{2\pi}} \qquad (21)$$

$$d = \frac{I_{ko}}{\bar{I}_k} = \frac{\pi(1-\cos\Theta)}{\sin\Theta - \Theta\cos\Theta} \qquad (22)$$

A 12. ábra a „g" és „d" értékeit adja meg a folyási szög függvényében.

Vizsgáljuk meg a teljesítményviszonyokat a maximális kivezérlésnél. A kollektor váltófeszültség amplitudója (u_{k1}) ekkor pontosan egyenlő a tápfeszültséggel. A váltóáramú teljesítmény tehát:

$$P_v = \frac{I_{k1}\,u_{k1}}{2} = \frac{I_{k1}U_T}{2} \qquad (23)$$

Az alapharmonikus amplitudóját a (21) egyenletből kifejezve és behelyettesítve:

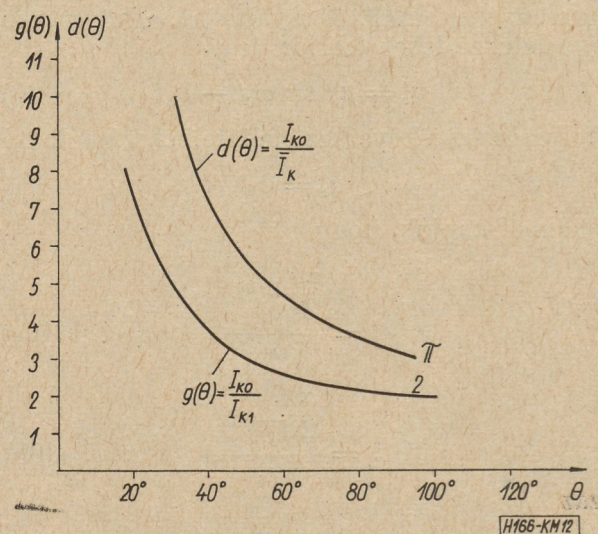
$$P_v = \frac{U_T\,I_{ko}}{2g} \qquad (24)$$

A számításokat teljesen általánosíthatjuk a relatív teljesítményegység bevezetésével. A relatív teljesítményegység:

$$U_T\,I_{ko}$$

A teljesítményeket a relatív egységben kifejezve kapjuk:

$$P_{rv} = \frac{P_v}{U_T\,I_{ko}} = \frac{1}{2g} \qquad (25)$$



12. ábra

A tápáramkörből felvett teljesítmény:

$$\overline{P} = U_T \overline{I}_k = \frac{U_T I_{ko}}{d} \tag{26}$$

Azaz relatív egységben kifejezve:

$$\overline{P}_r = \frac{1}{d} \tag{27}$$

A hatásfok tehát:

$$\eta = \frac{d}{2g} \tag{28}$$

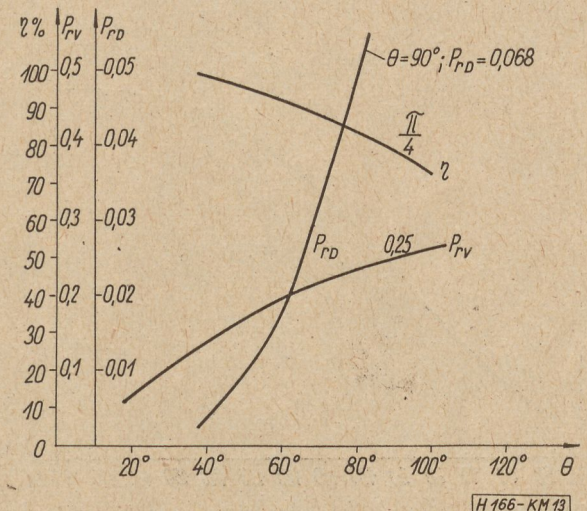
A tranzisztor által disszipált teljesítmény (csak a kollektor) relatív egységben a következőképpen számítható ki:

$$P_{rD} = \frac{P_{rv}}{\eta} - P_{rv} \tag{29}$$

Behelyettesítve P_{rv}-t és η-t:

$$P_{rD} = \frac{1}{d} - \frac{1}{2g} \tag{30}$$

A 13. ábrában P_{rv}-t, P_{rD}-t és η-t, ábrázoltuk a folyási szög függvényében. A megadott görbék teljesen általánosak, azaz bármely tranzisztor és áramkör esetében alkalmazhatóak. Éppen ezért alkalmasak arra, hogy elvi jellegű következtetéseket vonjunk le bármely adott tranzisztorból kivehető maximális teljesítményre vonatkozóan. Itt tehát azzal a kérdéssel foglalkozunk, hogy egy adott tranzisztortípusnál mi szabja meg a maximálisan kivehető teljesítményt. A maximálisan megengedhető csúcsáram vagy a megengedett teljesítménydisszipáció? Ez a kérdés a C-osztályú erősítőknél lényeges, hiszen a folyási szög csökkenésénél — ha a leadott teljesítmény állandó — jelentősen megnő a tranzisztoron átfolyó áramimpulzusok amplitudója. Ismert jelenség, hogy a tranzisztor akkor is tönkremehet, ha a disszipált teljesítmény alatta van a megengedettnek, de a csúcsáram nagyobb egy meghatározott értéknél.



13. ábra

Valamely adott tranzisztortípusra megállapítható egy maximálisan megengedhető csúcsáram, amely azonban erősen függ az áramimpulzusok szélességétől, hullámalakjától és a működési frekvenciától. Ez utóbbi azt jelenti, hogy a megengedhető csúcsáram a megengedhető disszipációval van szoros kapcsolatban, tehát minden esetben ez utóbbira kellene méretezni.

Ettől függetlenül azonban a különböző tranzisztor-szerkezeti hibák miatt, egyrészt valóban létezhet egy kritikus csúcsáram, amelynél a tranzisztor tönkremegy, másrészt még akkor is ha az előbbi jelenséget nem tapasztaljuk, biztonsági okok miatt, az áramerősítési tényező csökkenése miatt szükséges megadni egy maximálisan megengedhető csúcsáramot. Ha ismertnek tételezzük fel a következőkben felsorolt mennyiségeket, akkor a 13. ábra alapján meghatározható az adott tranzisztor-típusra jellemző kritikus folyási szög (Θ_k), amelynél úgy a teljesítménydisszipáció, mint a csúcsáram pontosan a megengedett értékkel egyenlő.

Tehát, ha ismert a maximálisan megengedhető csúcsáram I_{kmax}, a maximálisan használható tápfeszültség U_{Tmax} a megengedett kollektor-disszipáció P_{Dmax}, akkor a tranzisztor disszipációja a relatív egységben kifejezve a következőképpen írható fel:

$$P'_{rD} = \frac{P_{Dmax}}{U_{Tmax} I_{kmax}} \tag{31}$$

A P'_{rD} értékét a 13. ábrába berajzolva megkapjuk a kritikus folyási szöget, amely az adott tranzisztor-típus egyik elektromos jellemzője. Abban az esetben, ha a folyási szög kisebb, mint a kritikus, akkor a csúcsáramra, míg ellenkező esetben a maximálisan megengedett disszipációra kell méretezni.

A Tungsram kisteljesítményű tranzisztorokra vonatkozóan a kritikus folyási szög értéke:

$$\Theta_k \simeq 110°$$

3.4. *A teljesítmény- és feszültségerősítés változása a folyási szög függvényében*

A C-osztályú erősítő működésének részletesebb megismerése céljából vizsgáljuk meg a teljesítmény- és feszültségerősítésnek a folyási szögtől való függését.

A teljesítmény-erősítés a következőképpen írható fel:

$$A_p = \frac{P_v}{P_b} \tag{32}$$

Feltételezzük, hogy

$$u_{k1} \leqslant U_T$$

A P_v kimenőteljesítmény és a P_b bemenőteljesítmény számítását a 4., illetve a 8. ábra alapján fogjuk elvégezni. A kimenőteljesítmény:

$$P = \frac{u_{k1} I_{ko}}{2g(\Theta)} \tag{33}$$

Ahol

$$g(\Theta) = \frac{\pi(1-\cos\Theta)}{\Theta - \frac{\sin 2\Theta}{2}} \tag{34}$$

A bemenőteljesítményt a (15) egyenlet felhasználásával a következőképpen lehet kiszámítani (lásd 8. ábra):

$$P_b = \frac{u_{vo}^2}{2R_{bd}} \tag{35}$$

Mivel

$$R_{bd} = R_d F(\Theta) \tag{36}$$

u_{vo}-ra a 4. ábrából kiindulva írható:

$$u_{vo} = \overline{u}_e + \frac{I_{ko}}{\alpha} R_d \tag{37}$$

A teljesítményerősítés értéke így a következőképpen alakul:

$$A_p = \frac{F(\Theta)\, u_{k1}\, \alpha^2}{g(\Theta)\, I_{ko} R_d \left(1 + \frac{\overline{u}_e}{I_{ko} R_d}\right)^2} \tag{38}$$

A 4. ábra alapján cosΘ értékét kiszámítva:

$$\cos\Theta = \frac{\overline{u}_e}{u_{vo}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{ko} R_d}{\alpha \overline{u}_e}} \tag{39}$$

Ha a terhelt rezgőkör rezonancia-ellenállását R'_t-vel jelöljük (lásd 8. ábra), akkor:

$$R'_t = \frac{u_{k1}}{I_{k1}} = \frac{u_{k1}}{I_{ko}} g(\Theta) \tag{40}$$

Ezen összefüggés felhasználásával a teljesítményerősítést a következőképpen lehet felírni:

$$A_p = \frac{F(\Theta)}{g^2(\Theta)} \alpha^2 (1-\cos\Theta)^2 \frac{R'_t}{R_d} \tag{41}$$

A végeredmény a (34) egyenlet behelyettesítésével adódik:

$$A_p = H(\Theta)\, \alpha^2 \frac{R'_t}{R_d} \tag{42}$$

Ahol

$$H(\Theta) = \frac{\Theta}{\pi} - \frac{\sin 2\Theta}{2\pi} \tag{43}$$

és α az egyenáramú áramerősítési tényező.

A feszültségerősítés a következőképpen írható fel:

$$A_u = \frac{u_{k1}}{u_{vo}} \tag{44}$$

A teljesítményerősítést a feszültségerősítéssel kifejezve,

$$A_p = A_u^2 \frac{R_{bd}}{R'_t} \tag{45}$$

majd a fenti egyenletbe az A_p-t behelyettesítve írhatjuk, hogy

$$A_u^2 = H(\Theta)\, \alpha^2 \frac{R'_t}{R_d} \frac{R'_t}{R_{bd}} \tag{46}$$

A dinamikus bemenőellenállást a (16) egyenlettel kifejezve:

$$R_{bd} = F(\Theta) R_d = \frac{R_d}{H(\Theta)} \tag{47}$$

Látható, hogy (lásd a (17), illetve a (42) egyenleteket):

$$F(\Theta) = \frac{1}{H(\Theta)} \tag{48}$$

A feszültségerősítés tehát:

$$A_u = H(\Theta) \frac{R'_t}{R_d} \alpha \tag{49}$$

$H(\Theta)$-t a 14. ábra mutatja.

Az ezen fejezetben kapott eredmények a C-osztályú erősítő méretezésénél fontosak, amely az előzőek alapján elvégezhető. Az előbbi eredményeket földelt emitteres kapcsolás esetében is alkalmazhatjuk, ha α helyébe β-t, illetve R_d helyébe $(\beta+1)R_d$-t helyettesítünk.

4. Tranzisztoros teljesítmény-oszcillátor tervezése

A méretezést a következő egyszerűsítő feltételek alapján fogjuk elvégezni:

1. $f_{osz} \leqslant \frac{f_\alpha}{10}$ (50)

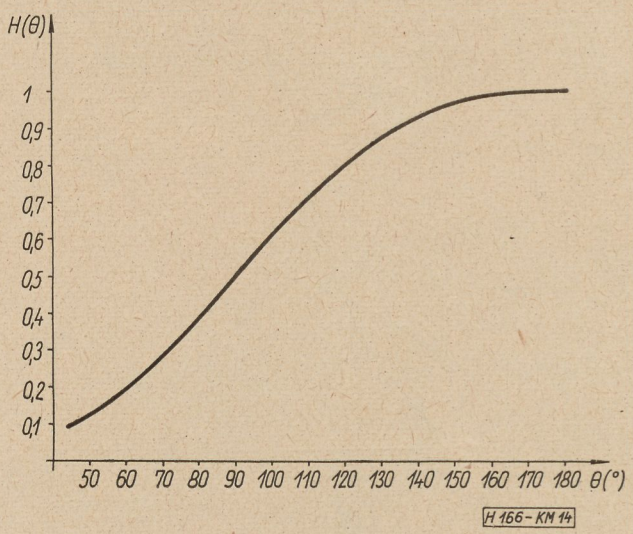
ahol f_α a földelt bázisú kapcsolás határfrekvenciája.

2. A kollektor váltófeszültség amplitudója egyenlő a tápfeszültséggel.

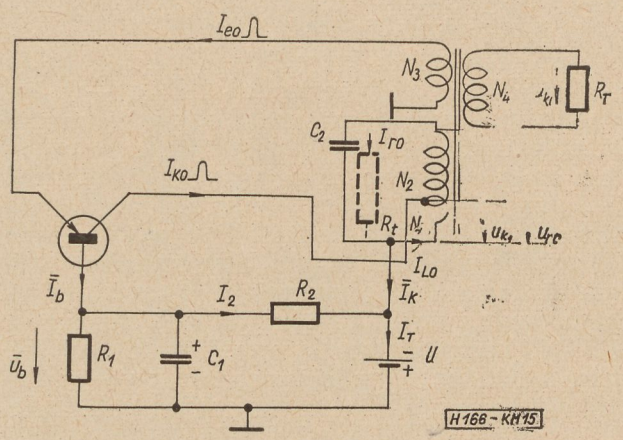
$$u_{k1} = U_T \tag{51}$$

3. A méretezést az előforduló legnagyobb teljesítményre kell elvégezni.

4. A valóságos működési viszonyok között az oszcillátor kollektorfeszültségének pozitív amplitudóját kissé „vágja" a kollektor-bázis dióda.



14. ábra



15. ábra
Ábrahelyesbítés: $N = N_1$

Ezt a hatást a számításoknál elhanyagoljuk. A vágás által okozott torzítás a gyakorlatban kiküszöbölhető, ha a kollektort a rezgőkör egy leágazására kötjük. Az egyes tekercsrészek között levő már kismértékű szórás elegendő a torzítás megszüntetésére.

A méretezésnél a következő adatokat kell ismernünk, illetve felvennünk (lásd 15. ábra):

f_{osz}: az oszcillátor frekvenciája,
u_{ki}: a kimenőfeszültség effektív értéke,
R_T: az előforduló legkisebb terhelőellenállás,
Θ: a kollektor áramimpulzusok folyási szöge,
U_T: a tápfeszültség,
Q_t: a terhelt rezgőkör jósági tényezője.

Elsősorban a megfelelő tranzisztor-típust kell kiválasztani az f_α határfrekvencia, az I_{kmax} és P_{Dmax} a maximálisan megengedhető csúcsáram, illetve disszipáció szempontjából.

A folyási szög értékét a következő határok között szokás felvenni:

$$\Theta = 60—75° \tag{52}$$

A Q_t értéke a kis torzítás miatt a lehető legnagyobb legyen:

$$Q_t \geqslant 7 \tag{53}$$

A folyási szög értékét felvéve, a 13. ábra alapján a P_{rv}-t meghatározva, a maximális váltóteljesítmény:

$$P_{v\,max} = U_T I_{k\,max} P_{rv} \tag{54}$$

A maximális hasznos teljesítmény meghatározható, ha figyelembe vesszük a rezgőkör hatásfokát:

$$\eta_k = 1 - \frac{Q_t}{Q_0} \tag{55}$$

ahol Q_0 a terheletlen rezgőkör jósági tényezője. A hasznos teljesítmény tehát:

$$P_{h\,max} = \eta_k P_{v\,max} \tag{56}$$

Az eddigiek alapján ellenőrizhető, hogy a kiválasztott tranzisztortípus megfelelő-e vagy sem.

A számításnál a szükséges hasznos teljesítmény értékéből indulunk ki. A szükséges váltóteljesítmény a hatásfok előzetes felvételével számítható:

$$P_v = \frac{P_h}{\eta_k} \tag{57}$$

4.1. *A rezgőkör méretezése*

Számítsuk ki a szükséges L induktivitás értékét. A 15. ábra alapján, ha teljesen zárt vasmagos tekercset alkalmazunk, a következő egyenleteket lehet felírni:

$$a_1 = \frac{u_{ro}}{U_T} = \frac{N_2}{N_1} \tag{58}$$

$$P_v = \frac{u_{ro}^2}{2R_t} \tag{59}$$

$$Q_t = \frac{R_t}{\omega_0 L} \tag{60}$$

N_2 a rezgőköri tekercs teljes menetszáma.
A (60) egyenletből R_t értékét az (59)-be helyettesítve kapjuk:

$$u_{ro} = \sqrt{2Q_t\omega_0 L P_v} \tag{61}$$

Az (58) és a (61) egyenletek segítségével az L induktivitás:

$$L = \frac{a_1^2 U_T^2}{2P_v Q_t \omega_0} \tag{62}$$

A (62) összefüggésben csak a_1 értéke ismeretlen. Ennek nagyságát vagy valamilyen egyéb feltétel szabja meg, vagy ennek hiányában felvesszük. A gyakorlatban az

$$a_1 = 1{,}5—3 \tag{63}$$

értékeket érdemes felvenni. Ezekben az esetekben ugyanis a tökéletlen csatolás miatt a teljes rezgőkörön már kis torzítású (2—3%) szinuszos jelet kapunk. Az 1 kHz alatti frekvenciáknál, illetve amennyiben nagy menetszámú rezgőköri tekercset kell alkalmaznunk, akkor a kisebb érték ajánlatos. Ellenkező esetben a túlságosan nagy szórt induktivitás miatt a kollektorfeszültség vágásának kezdő, illetve befejező pillanataiban szekunder kirezgések lépnek fel, amelyeknek frekvenciája az alapfrekvenciánál sokkal magasabb.

A hangoló kapacitás értéke:

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L} \tag{64}$$

A rezgőkörön levő feszültség és a köráram amplitudója:

$$u_{ro} = a_1 U_T \tag{65}$$

$$I_{Lo} = \frac{u_{ro}}{\omega_0 L} = \frac{u_{ro}}{R_t} Q_t \tag{66}$$

A (65) és a (66) egyenletek felhasználásával a réz- és vasveszteségeket már számítani lehet. A megfelelő vasmag felvétele után az ismert

L induktivitásból kiszámítható az N_2 menetszám nagysága. A veszteségek kiszámítása után ellenőrizhető az előzetesen felvett hatásfok η_k értéke. Amennyiben az eltérés jelentős, a számítást megfelelő kiigazítások után újból elvégezzük. A teljesítmény-kicsatolás az N_4 tekercs segítségével történik, amelynek menetszáma jó közelítéssel;

$$a_2 = \frac{N_2}{N_4} = \frac{a_1 U_T}{\sqrt{2}\, u_{ki}} \tag{67}$$

áttétel ismeretében már számolható.

4.2. *I_{ko} számítása*

A teljes rezgőkörön átfolyó alapharmonikus áram amplitudója I_{ro} az általánosan ismert összefüggések szerint számolható:

$$I_{ro} = \frac{u_{ro}}{R_t} = \frac{I_{Lo}}{Q_t} \tag{68}$$

A tranzisztor kollektor áramimpulzusának amplitudója az a_1 áttétel figyelembevételével:

$$I_{ko} = I_{k1}\, g(\Theta) = a_1\, g(\Theta)\, I_{ro} \tag{69}$$

A (69) egyenlet segítségével ellenőrizhető, hogy az $I_{ko} \leqslant I_{kmax}$ érvényes-e vagy sem.

4.3. *A visszacsatolás és a bemenő áramkör méretezése*

Számításainkhoz a 4. ábrát használjuk fel. Az emitteráram-impulzusok amplitudójának meghatározásához ismerni kell az alkalmazott tranzisztor α tényezőjét. Ennek értéke áramfüggő, mégpedig nagyobb áramoknál erősen csökken.

A Tungsram-tranzisztorokra vonatkozóan

$I_{k\,max} = 100$ mA-nél kb. $\alpha = 0{,}92$—$0{,}94$.

Az emitteráram amplitudója:

$$I_{eo} = \frac{I_{ko}}{\alpha} \tag{70}$$

A 4. ábrából „a" és u_{eo} nagysága meghatározható, amelyeket mint ismert mennyiségeket felhasználva a következő két egyenletet lehet felírni:

$$u_{vo} \cos\Theta = \bar{u}_b + a \tag{71}$$

$$u_{vo} = \bar{u}_b + u_{eo} \tag{72}$$

Fenti egyenletekből kapjuk:

$$u_b = \frac{u_{eo}\cos\Theta - a}{1 - \cos\Theta} \tag{73}$$

$$u_{vo} = \bar{u}_b + u_{eo} \tag{74}$$

A visszacsatoló tekercs menetszáma a feszültségáttételből meghatározható (lásd 15. ábra):

$$a_3 = \frac{N_1}{N_3} = \frac{U_T}{u_{vo}}. \tag{75}$$

4.4. *A bázisáramkör méretezése*

Ha feltételezzük, hogy $R_2 \gg R_1$, akkor az R_2 hatását elhanyagolhatjuk. Mivel R_2 a $-U_T$-re van kapcsolva, azért ennek következtében a berezgett állapotban a záróirányú báziselőfeszültség csökkenne, ez azonban csak megnöveli a berezgési biztonságot, másrészt nem okoz lényeges eltérést a számított és a mért értékek között. Tegyük fel, hogy a bázisáram impulzusok hullámalakja szinuszgörbéből származtatható, azaz pozitív tető-impulzusok nincsenek. Az R_1C_1 komplexumon $\bar{u}_b$ egyenfeszültséget kell létrehozni. Az R_1 ellenálláson átfolyó egyenáramot az

$$\bar{I}_R = \frac{\bar{u}_b}{R_1} \tag{76}$$

összefüggés adja meg. A bázisáram impulzusok egyenkomponensét a β áramerősítési tényező és a „d" mennyiség ismeretében a következő egyenletből lehet kiszámítani:

$$\bar{I}_b = \frac{I_{ko}}{\beta\, d(\Theta)} \tag{77}$$

Az egyensúlyi állapotban nyilvánvaló, hogy az egy periódus alatt az áramkörbe be, illetve kifolyt töltésmennyiség egyenlő egymással. Azaz

$$\bar{I}_R = \bar{I}_b \tag{78}$$

A fenti egyenletet R_1-re megoldva:

$$R_1 = \frac{\bar{u}_b\, \beta\, d(\Theta)}{I_{ko}} \tag{79}$$

A C_1 kapacitás méretezésénél a maximálisan megengedhető hullámossági tényező értékéből indulunk ki. A kondenzátor a tranzisztor nyitási ideje alatt

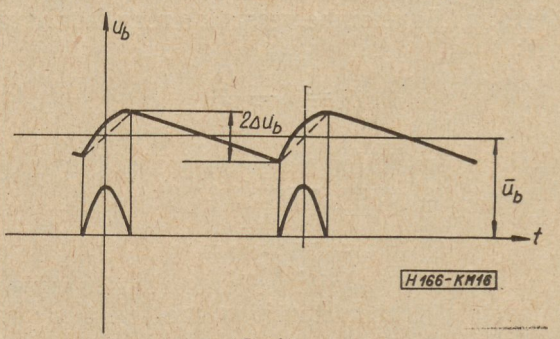
$$\Delta Q = \bar{I}_b\, T \tag{80}$$

töltést vesz fel. (T a periódus-idő.) Ennek következtében a kondenzátor feszültsége $2\Delta\bar{u}_b$-vel megnő, amelynek nagyságát a következőképpen lehet kiszámítani (lásd 16. ábra):

$$2\Delta\bar{u}_b = \frac{\Delta Q}{C_1} = \frac{\bar{I}_b\, T}{C_1} \tag{81}$$

A „k" hullámossági tényező:

$$k = \frac{2\Delta\bar{u}_b}{\bar{u}_b} = \frac{\bar{I}_b\, T}{C_1\, \bar{u}_b} \tag{82}$$



16. ábra

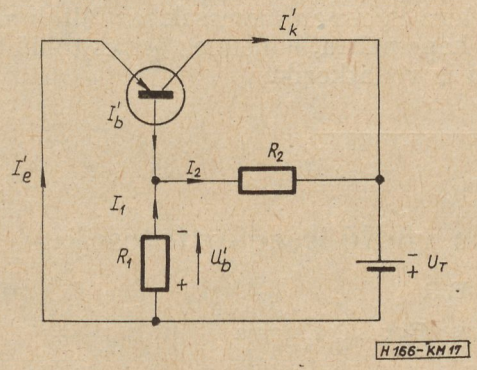
C_1-t kifejezve:

$$C_1 = \frac{\bar{I}_b}{k f_{osz} \bar{u}_b} \tag{83}$$

A gyakorlatban már kielégítő, ha $k = 0{,}2$—$0{,}25$ értéket veszünk fel.

4.5. *R_2 számítása*

Az oszcillátor beindításánál a bázist nyitóirányban kell előfeszíteni. Mint ismeretes, az α tényezőnek meghatározott kollektoráramnál maximuma van. A kisteljesítményű Tungsram-tranzisztorokra vonatkozóan ez a maximum kb. 2—5 mA körül van. Az oszcillátort tehát a lehető maximális berezgési biztonság miatt úgy kell beállítani, hogy a bekapcsolás pillanatában az A-osztályú beállításban a munkaponti kollektoráram 2—5 mA legyen. A bemenő karakterisztikából meghatározhatjuk a felvett kollektor áramhoz (I'_k) tartozó emitter-bázis feszültséget (u'_b).



17. ábra

A 17. ábra (a berezgés kezdetére érvényes egyenáramú helyettesítő kapcsolás) alapján a következő egyenleteket lehet felírni:

$$I_1 = \frac{u'_b}{R_1} \tag{84}$$

$$I_2 = I_1 + I'_b \tag{85}$$

$$I_2 = \frac{U_T - u'_b}{R_2} \tag{86}$$

Kifejezve R_2-t

$$R_2 = \frac{U_T - u'_b}{I'_b + \frac{u'_b}{R_1}} \tag{87}$$

A gyakorlatban jó közelítéssel számolható a következő egyenletből:

$$R_2 = \frac{U_T}{u'_b} R_1 \tag{88}$$

4.6. *A tápáramkörből felvett teljesítmény számítása*

A kollektoráram egyenkomponense:

$$\bar{I}_k = \frac{I_{ko}}{d(\Theta)} \tag{89}$$

A felvett egyenáramú teljesítmény:

$$\bar{P} = \frac{U_T I_{ko}}{d(\Theta)} \tag{90}$$

Az oszcillátor hatásfoka:

$$\eta_0 = \frac{P_h}{\bar{P}} = \eta \cdot \eta_k \tag{91}$$

Ahol η a (28) egyenletből, illetve a 13. ábrából kapható meg. A pontos számításnál figyelembe kell venni a bázisosztó áramfogyasztását is. A telepből összesen felvett egyenáram:

$$I_T = \bar{I}_k + I_2 \tag{92}$$

A méretezési elv természetesen értelemszerűen alkalmazható az ellenütemű oszcillátorokra is.

4.7. *Példa*

A következőkben egy, az előbbiekben ismertetett módon megtervezett és kivitelezett oszcillátor fontosabb adatait ismertetjük.

Kiindulási adatok:

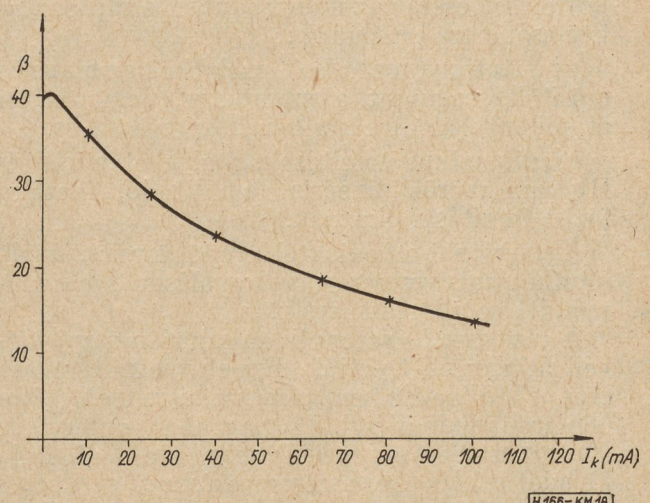
$f_{osz} = 5$ kHz
$U_T = 12$ V
$u_{kl} = 4$ V
$R_T = 200\ \Omega$
$\Theta = 60°$
$Q_t = 7$

Tranzisztor: OC 1070; OC 1071.

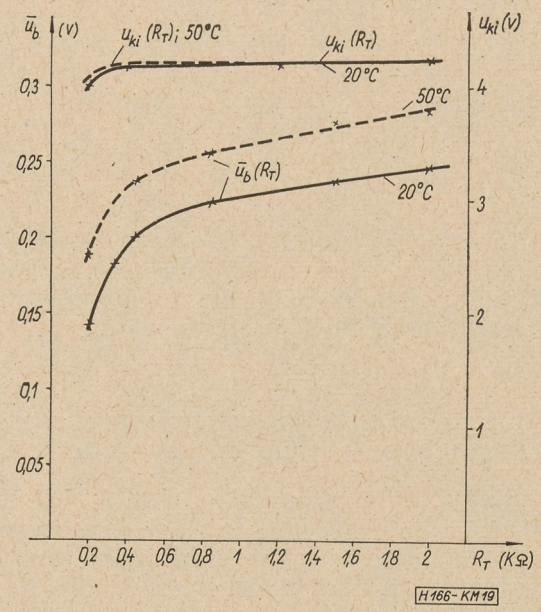
A kapcsolási elemek adatai (15. ábra):

$R_1 = 220\ \Omega$
$R_2 = 18$ kΩ
$C_1 = 5\ \mu$F
$C_2 = 50$ nF
$L = 20$ mH

Vasmag: Siferrit 1100 N22
Légrés: 0,5 mm $A_L = 260$
$N_1 = 107$ menet
$N_2 = 322$ menet
$N_3 = 5$ menet
$N_4 = 50$ menet



18. ábra



19. ábra

A számításoknál $a = 0{,}1$ V értéket használtunk.

A méretezésnél a β értékét a 18. ábrából olvastuk ki.

Az oszcillátor kimenő- és báziselőfeszültségének a terhelőellenállástól való függését 20 C° és 50 C° környezeti hőmérsékletek mellett a 19. ábra mutatja.

4.8. *A számítási módszer alkalmazhatóságának határai*

A számítási módszer $\frac{f_a}{10}$-ig pontosnak vehető (5—10%), $\frac{f_a}{10}$ és $\frac{f_a}{3}$ között a kivehető teljesítmény lecsökken kb. 20—50%-ára, a hőfok és amplitudó-stabilitás észrevehetően rosszabb lesz. Az f_a határfrekvencia közelében, illetve ezen érték felett a kivehető teljesítmény annyira lecsökken, hogy az oszcillátort lényegében már csak feszültségforrásnak lehet használni. Ez természetesen nemcsak az általunk vizsgált kapcsolásra, hanem az összes többi kapcsolásra is vonatkozik.

Intermodulációs zaj sokcsatornás rádióösszeköttetéseken

RÓNA PÉTER

a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja
Távközlési Kutató Intézet

ETO 621.391.822.4: 621.396.4

1. Bevezetés

Nagytávolságú távbeszélő összekötettések legfontosabb jellemzője az összeköttetés jel—zaj viszonya. Frekvenciaosztású sokcsatornás átvitel esetén a zaj jelentős részét az átviteli út nonlineáris torzításaiból származó intermodulációs zaj teszi ki.

Frekvenciamodulációval működő rádióösszeköttetések esetén az intermodulációs zaj forrásai két csoportra oszthatók:

a) sztatikus torzítások, melyeket az alapsávi erősítők, valamint a modulátor, demodulátor áramkörök nonlineáris karakterisztikái, és

b) dinamikus torzítások, melyeket a KF és RF áramkörök lineáris (amplitudó, illetőleg fázis) torzításai okoznak.

A tápvonal-reflexióktól eredő torzításokkal, minthogy alapvetően más tárgyalásmódot kívánnak, itt nem foglalkozunk.

A távbeszélő csatornák zajszintjén a zaj időbeli átlagértékét értjük. Ennek meghatározása elvi nehézségeket nem támaszt, a rendelkezésre álló irodalomban (pl. [1]) azonban numerikus adatok csak erősen speciális esetekre találhatók. Feladatunk a rendszertervezéshez szükséges általánosabb esetekben a numerikus számítások elvégzése. A vizsgálatot kiterjesztjük a preemfázisos átvitel esetére és az irodalomban szokásos harmadfokú karakterisztikákon túl hullámos karakterisztikákra is. Tapasztalatok szerint ugyanis pl. csoportfutású idő korrektorral kiegyenlített erősítők maradék csoportfutási-idő-ingadozását szinusz és koszinusz függvényekkel egyszerűbben meg lehet közelíteni.

Az intermodulációs zajteljesítmény meghatározását nagy csatornaszám esetére végezzük el. Ekkor az alapsávi jelet állandó spektrumsűrűségű, stacioner és ergodikus normális stochasztikus folyamatnak tekinthetjük, amelynek spektrumhatárai az alapsávi jel spektrumhatáraival megegyeznek, átlagteljesítménye pedig [2] szerint

$$10 \log k = -15 + 10 \log N$$

dB-lel van a távbeszélő csatornák vizsgálójelének teljesítménye fölött, ahol N a távbeszélő csatornák száma. A vizsgálójel teljesítményét P_0-lal jelölve az alapsávi jel átlagteljesítménye

$$P = k P_0$$

Nagy csatornaszámú átvitel esetén nem követünk el nagy hibát, ha az alapsávi jel spektrumát a 0-frekvenciától kezdődőnek tekintjük. A spektrum felső frekvencia határát adó körfrekvenciát B-vel jelöljük. Eszerint az alapsávi jel spektrumsűrűsége

$$(\omega) = \begin{cases} \dfrac{P}{2B} & \text{ha} \quad |\omega| \leq B \\ 0 & \text{ha} \quad |\omega| > B \end{cases} \tag{1}$$

(Spektrumon itt a pozitív és negatív frekvenciákra szimmetrikusan értelmezett átlagos teljesítményspektrumot értünk.)

A távbeszélő csatornák jel—zaj viszonyának javítása érdekében preemfázis alkalmazása szokásos. A preemfáziskarakterisztikát $p(\omega)$-val jelölve a rendszer bemenetén levő, torzítások szempontjából mérvadó spektrum

$$W_1(\omega) = \begin{cases} \dfrac{P}{2B} p(\omega) & \text{ha} \quad |\omega| \leq B \\ 0 & \text{ha} \quad |\omega| > B \end{cases} \tag{2}$$

2. Az intermodulációs zajteljesítmény meghatározásának általános módszere

Az intermodulációs zaj átlagteljesítményének meghatározását a korreláció analízis segítségével végezzük [3].

Eszerint minden $a(t)$ időfüggvényhez a

$$\psi_a(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} a\, a_\tau\, \mathrm{f}(a, a_\tau)\, da\, da_\tau \tag{3}$$

összefüggéssel autokorrelációs függvényt (AKF) rendelünk, ahol $a = a(t)$, $a_\tau = a(t+\tau)$ és $\mathrm{f}(a_1\, a_\tau)$ e változók másodrendű valószínűségsűrűség függvénye. (Stacionárius folyamat esetén a valószínűség t-től független. A (3) alatti definició ergodikus folyamat esetén a (3)-ban találhatóval azonos.)

A Wiener—Hincsin-tétel szerint az $a(t)$ folyamat $W_a(\omega)$ átlagos teljesítményspektrumsűrűsége és $\psi_a(\tau)$ AKF-e között az alábbi összefüggések állnak fenn:

$$\psi_a(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} W_a(\omega)\, e^{j\omega\tau}\, d\omega \tag{4}$$

$$W_a(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \psi_a(\tau)\, e^{-j\omega\tau}\, d\tau \tag{5}$$

Az intermodulációs zajteljesítmény meghatározása tehát a következő lépésekben történik: a vizsgált rendszer átviteli tulajdonságai alapján meghatározzuk a torzítást okozó járulékos feszültséget mint a bemenőfeszültség függvényét. A járulékos feszültség AKF-ét ezután (3) alkalmazásával meghatározzuk, ez pedig (5) segítségével meghatározza az intermodulációs zajok spektrumsűrűségét, illetve a távbeszélő csatornákba eső zajteljesítményt.

3. Sztatikus torzítások

Az átviteli rendszer sztatikus torzításait az $u_2(u_1)$ függvénnyel írhatjuk le, ahol u_1 a bemenő, u_2 pedig a kimenőfeszültség. Egységnyi erősítést feltételezve, ezt az alábbi alakban írhatjuk:

$$u_2 = u_1 + e(u_1)$$

Nyilvánvaló ebből, hogy a torzítást okozó járulékos feszültség

$$e(t) = e[u_1(t)]$$

időfüggésű lesz. Bevezetve az

$$y = \frac{u_1}{U} \quad \text{és} \quad \varepsilon = \frac{e}{U}$$

normalizált feszültségeket (U a bemenőjel effektív feszültsége), a hibajel AKF-e

$$\psi_\varepsilon(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon(y)\, \varepsilon(y_\tau)\, \mathrm{f}(y, y_\tau)\, dy dy_\tau \tag{6}$$

ahol

$$\mathrm{f}(y, y_\tau) = \frac{1}{2\pi\sqrt{1-\varrho^2}} \exp \cdot \left[-\frac{1}{2(1-\varrho^2)} (y^2 - 2\varrho\, y\, y_\tau + y_\tau^2) \right],$$

mert a bemenőfeszültségeket normális eloszlásúnak vettük fel. $\varrho = \psi_1(\tau)$, a bemenőjel normalizált AKF-e. Adott $\varepsilon(y)$ függvény esetén a (6) integrál kiértékelhető. Itt a bevezetőben említett harmadfokú polinóm, és hullámos karakterisztikákra végezzük el a számítást.

a) $\varepsilon(y) = a_2 y^2 + a_3 y^3$

b) $\varepsilon(y) = A_1 \cos sy + A_2 \sin sy$

karakterisztikák esetén

$$a)\ \psi_\varepsilon(\tau) = a_2^2 + 9\, a_3\, \psi_1(\tau) + 2\, a_2^2\, [\psi_1(\tau)]^2 + 6\, a_3^2\, [\psi_2(\tau)]^3$$

$$b)\ \psi_\varepsilon(\tau) = A_1^2\, e^{-s^2}\, \mathrm{ch}\,[s^2\, \psi_1(\tau)] + A_2^2\, e^{-s^2}\, \mathrm{sh}\,[s^2\, \psi_1(\tau)] \tag{7}$$

adódik.

A (7) kifejezésekben az állandó és $\psi_1(\tau)$-val arányos tagok a torzítási termékek egyenáramú, illetve a bemenőjellel arányos összetevőit adják, ezek a termékek nem torzítások, ezeket tehát a zaj számításakor el kell hagyni. Ezek szerint a zajösszetevők normalizált AKF-e

$$a)\ \psi_z(\tau) = 2a_2^2\, [\psi_1(\tau)]^2 + 6a_3^2\, [\psi_1(\tau)]^3$$

$$b)\ \psi_z(\tau) = A_1^2\, e^{-s^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s^{4n}}{(2n)!}\, [\psi_1(\tau)]^{2n} + A_2^2\, e^{-s^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s^{4n+2}}{(2n+1)!}\, [\psi_2(\tau)]^{2n+1}$$

Az AKF-ből (5) alkalmazásával megkapjuk az intermodulációs zaj normalizált spektrumsűrűségét. (A vonatkoztatási alap a bemenőjel teljesítménye, mert a feszültségeket is a bemenő feszültség effektív értékére vonatkoztattuk.)

$$\frac{W_z(\omega)}{P} = w_z(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \psi_z(\tau)\, e^{-j\omega\tau}\, d\tau$$

illetve speciális eseteinkben

$$a)\quad w_z(\omega) = \frac{1}{2\pi}\left\{2a_2^2 \int_{-\infty}^{\infty} [\psi_1(\tau)]^2 e^{-j\omega\tau}\,d\tau + 6a_3^2 \int_{-\infty}^{\infty} [\psi_1(\tau)]^3 e^{-j\omega\tau}\,d\tau\right\}$$

$$b)\quad w_z(\omega) = \frac{1}{2\pi}\left\{A_1^2 e^{-s^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s^{4n}}{(2n)!} \int_{-\infty}^{\infty} [\psi_1(\tau)]^{2n} e^{-j\omega\tau}\,dt + A_2^2 e^{-s^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s^{4n+2}}{(2n+1)!} \int_{-\infty}^{\infty} [\psi_1(\tau)]^{2n+1} e^{-j\omega\tau}\,d\tau\right\}$$

$\psi_1(t)$ értéke (4) alapján (a normalizációt is figyelembe véve)

$$\psi_1(\tau) = \frac{1}{P}\int_{-\infty}^{\infty} w_1(\omega)\, e^{j\omega\tau}\,d\omega = \frac{1}{2B}\int_{-B}^{B} p(\omega)\, e^{j\omega\tau}\,d\omega$$

A számítások egyszerűsítésére vezessük be az $\Omega = \frac{\omega}{B}$ és $\xi = B\,\tau$ változókat. Ekkor

$$\psi_1(\xi) = \int_{-1}^{1} \frac{1}{2} p(\Omega)\, e^{j\Omega\xi}\,d\Omega$$

és

$$a)\quad w_z(\Omega) = \frac{1}{2\pi B}\,[2a_2^2 w_2(\Omega) + 6a_3^2 w_3(\omega)]$$

$$b)\quad w_z(\Omega) = \frac{1}{2\pi B}\left[A_1^2 e^{-s^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s^{4n}}{(2n)!} w_{2n}(\Omega) + A_2^2 e^{-s^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s^{4n+2}}{(2n+1)!} w_{2n+1}(\Omega)\right]$$

ahol egyúttal a

$$w_n(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} [\psi_1(\xi)]^n e^{-j\Omega\xi}\,d\xi$$

jelölést is bevezettük. A konvolúció tétel sorozatos alkalmazásával w_n meghatározására a következő rekurziós eljárást kapjuk:

$$w_1(\Omega) = \begin{cases} \frac{1}{2} p(\Omega), & \text{ha} \quad |\Omega| \leqslant 1 \\ 0, & \text{ha} \quad |\Omega| > 1 \end{cases}$$

$$w_n(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} w_1(\Omega')\, w_{n-1}(\Omega - \Omega')\,d\Omega'$$

Az ω névleges frekvenciájú, b zajsávszélességű távbeszélő csatornába eső zajteljesítmény (a deemfázis áramkör hatását is figyelembe véve a spektrum szimmetrikus voltára való tekintettel)

$$P_z(\omega) = \frac{2\,w_z(\omega)\,b}{p(\omega)} = \frac{2Pb\,w_z(\Omega)}{p(\Omega)} = k\,P_0 b\,\frac{w_z(\Omega)}{w_1(\Omega)}$$

Bevezetve az

$$a_n(\Omega) = \frac{1}{2\pi}\frac{w_n(\Omega)}{w_1(\Omega)}$$

jelölést, a $q(\Omega) = \frac{P_z(\Omega)}{P_0}$ zaj-vizsgálójel viszony egy távbeszélő csatornában

$$a)\quad q(\Omega) = k\frac{b}{B}\,[2a_2^2 a_2(\Omega) + 6a_3^2 a_3(\Omega)]$$

$$b)\quad q(\Omega) = k\frac{b}{B}\left[A_1^2 e^{-s^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s^{4n}}{(2n)!} a_{2n}(\Omega) + A_2^2 e^{-s^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s^{4n+2}}{(2n+1)!} a_{2n+1}(\Omega)\right] \qquad (8)$$

Az $e(u_1)$ karakterisztika paraméterei helyébe célszerűbb a méréssel hozzáférhetőbb

$$l = \frac{de}{du_1} = \frac{d\varepsilon}{dy}$$

lineáritásgörbe paramétereit írni. Eseteinkben ezt

$$a)\quad l(y) = l_1 y + l_2 y^2$$
$$b)\quad l(y) = L_1 \sin sy + L_2 \cos sy$$

alakba írhatjuk, ahol

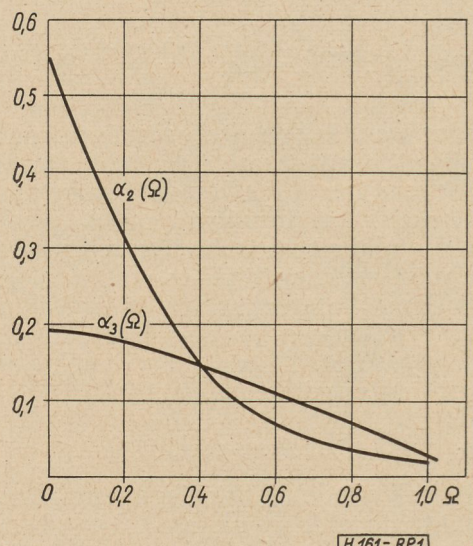
$$l_1 = 2a_2, \qquad l_2 = 3a_3,$$
$$L_1 = -sA_1, \quad L_2 = sA_2,$$

Új jelöléseinket (8)-ba helyettesítve

$$a)\quad q(\Omega) = k\frac{b}{B}\left[\frac{1}{2} l_1^2 a_2(\Omega) + \frac{2}{3} l_2^2 a_3(\Omega)\right]$$

$$b)\quad q(\Omega) = k\frac{b}{B}\,[L_1^2 F(s,\Omega) + L_2^2 G(s,\Omega)]$$

ahol rögtön bevezettük az



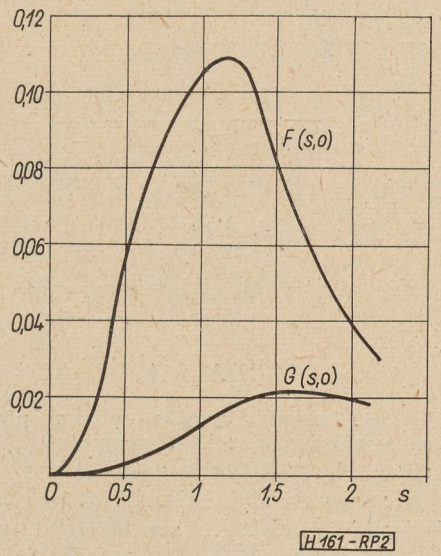
1. ábra

$$F(s, \Omega) = e^{-s^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s^{4n-2}}{(2n)!} a_{2n}(\Omega)$$

és

$$G(s, \Omega) = e^{-s^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s^{4n}}{(2n+1)!} a_{2n+1}(\Omega)$$

jelöléseket is. Az $a_2(\Omega)$ és $a_3(\Omega)$ függvényeket az 1. ábrán, az $F(s, \Omega)$ és $G(s, \Omega)$ függvények $\Omega = 0$ helyén felvett (pesszimális) értékeit a 2. ábrán tüntettük fel [5] szerinti



2. ábra

$$p(\Omega) = 0{,}4 + 1{,}35\,\Omega^2 + 0{,}75\,\Omega^4$$

preemfázis karakterisztika esetére.

4. Dinamikus torzítások

A KF és RF áramkörök csoportfutási idő ingadozásai által előidézett dinamikus torzítás egzakt tárgyalását a rendelkezésre álló matematikai apparátus nem teszi lehetővé. A tapasztalat szerint azonban a folyamatnak a kvázi-stacioner elmélet (l. pl. [4]) szerinti követése kielégítő pontosságot ad, legalábbis azokban az esetekben, amikor az áramkörök amplitudó-frekvencia karakterisztikája elegendően lapos ahhoz, hogy az abból származó hiba elhanyagolható legyen.

Legyen a KF és RF áramkörök együttes fázis-frekvencia karakterisztikája $\Phi(\delta)$, ahol δ a vivőfrekvenciától való eltérés. Ha az átvitt FM-jel pillanatnyi frekvenciáját $\delta(t)$-vel jelöljük, [4] szerint a hasznos jel mellé a torzítások következtében $\Phi[\delta](t)$ torzítást okozó járulékos fázismoduláció társul. A járulékos fázismoduláció AKF-e a továbbiakban betűszerint is a sztatikus eset mintájára kezelhető, mert

$$\frac{\delta(t)}{D} = \frac{u_1(t)}{U} = y$$

ahol D az alapsávi jel effektív lökete.

D-re nyilván fennáll, hogy

$$D^2 = kD_0^2$$

ahol D_0 a vizsgálójel effektív lökete.

a) $\Phi = a_2 y^2 + a_3 y^3$

b) $\Phi = A_1 \cos sy + A_2 \sin sy$

fáziskarakterisztikák esetén a járulékos fázismoduláció spektrumsűrűsége

$$a)\ W_\Phi(\Omega) = \frac{1}{2\pi B}\left[2a_2^2 w_2(\Omega) + 6a_3^2 w_3(\Omega)\right]$$

$$b)\ W_\Phi(\Omega) = \frac{1}{2\pi B}\left[A_1^2 e^{-s^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s^{4n}}{(2n)!} w_{2n}(\Omega) + A_2^2 e^{-s^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s^{4n+2}}{(2n+1)!} w_{2n+1}(\Omega)\right]$$

Az ω alapsávi frekvenciájú csatorna vizsgálójele által okozott fázismoduláció effektív értékének négyzete

$$D_0^2 \frac{p(\omega)}{\omega^2} = k\left(\frac{D}{B}\right)^2 \frac{p(\Omega)}{\Omega^2}$$

Figyelembe véve, hogy a zajt adó sztochasztikus folyamat ugyanolyan transzformációval kerül át a kimenetre, mint a szinuszos vizsgálójel, egy b szélességű távbeszélő csatornában a zaj—jel viszony

$$a)\ q(\Omega) = k\frac{bB}{D^2}\left[2a_2^2 \Omega^2 a_2(\Omega) + 6a_3^2 \Omega^2 a_3(\Omega)\right]$$

$$b)\ q(\Omega) = k\frac{bB}{D^2}\left[A_1^2 e^{-s^2} \sum_{u=1}^{\infty} \frac{s^{4n}}{(2n)!} \Omega^2 a_{2n}(\Omega) + A_2^2 e^{-s^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s^{4n+2}}{(2n+1)!} \Omega^2 a_{2n+1}(\Omega)\right]$$

Vezessük be itt is a mérhető

$$\tau_g = \frac{d\Phi}{d\delta} = \frac{1}{D}\frac{d\Phi}{dy}$$

csoportfutási idő karakterisztikát

a) $\tau_g = \tau_1 y + \tau_2 y^2$

b) $\tau_g = T_1 \sin sy\ T_2 \cos sy$

alakban. Nyilván

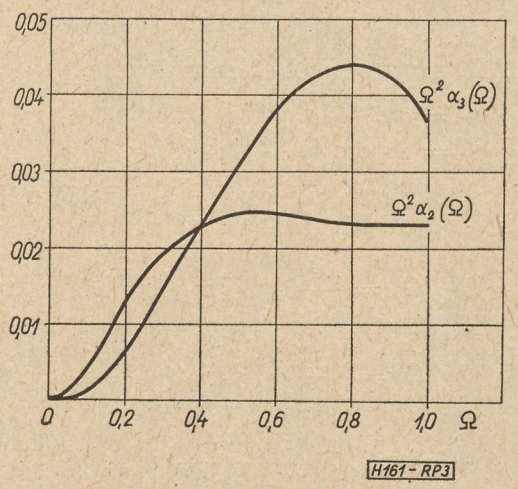
$$\tau_1 = \frac{2a_2}{D}; \qquad \tau_2 = \frac{3a_3}{D}$$

$$T_1 = -\frac{s A_1}{D}; \quad T_2 = \frac{s A_2}{D}$$

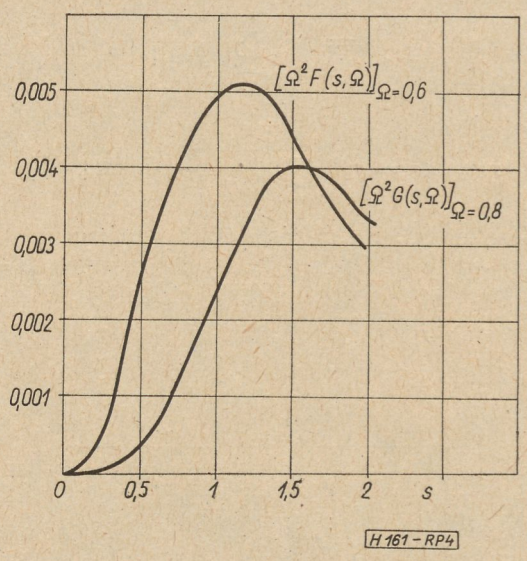
tehát

$$a)\ q(\Omega) = k\frac{bB}{D^2}\left[\frac{1}{2}(D\tau_1)^2 \Omega^2 a_2(\Omega) + \frac{2}{3}(D\tau_2)^2 \Omega^2 a_3(\Omega)\right]$$

$$b)\ q(\Omega) = k\frac{bB}{D^2}\left[(DT_1)^2 \Omega^2 F(S, \Omega) + (DT_2)^2 \Omega^2 G(S, \Omega)\right]$$



3. ábra



4. ábra

illetve

$$a)\ q(\Omega) = k\frac{b}{B}\left[\frac{1}{2}(B\tau_1)^2\Omega^2\alpha_2(\Omega) + \frac{2}{3}(B\tau_2)^2\Omega^2\alpha_3(\Omega)\right]$$

$$b)\ q(\Omega) = k\frac{b}{B}\left[(BT_1)^2\Omega^2 F(S,\Omega) + (BT_2)^2\Omega^2 G(S,\Omega)\right]$$

Az $\Omega^2\alpha_2(\Omega)$ és $\Omega^2\alpha_3(\Omega)$ függvényeket a 3. ábrán, az $\Omega^2F(S,\Omega)$ és $\Omega^2G(S,\Omega)$ függvények az $\Omega = 0{,}6$, ill. $\Omega = 0{,}8$ helyen felvett (pesszimális) értékeit a 4. ábrán tüntettük fel, ugyancsak az [5] szerint preemfázis esetére.

IRODALOM

1. *С. В. Бородич:* Расчет шумов в каналах р/р линий с частотным уплотнением и ЧМ. Электросвязь № 1, № 2.
2. CCIR: Rec. No. 294. Los Angeles 1959.
3. *Géher K.;* Korrelációanalízis. MHT. 1959. 1.
4. *L. Libois;* Mikrohullámú összeköttetések és modulációs rendszerek. Műszaki Könyvkiadó 1960. 124—125 old.
5. CCIR: Rec. No. 275. Los Angeles 1959.

Elektrotermikus berendezések és higanygőzlámpák okozta rádióvételzavarok elhárítása

GOMBKÖTŐ ISTVÁN és PATAKI LÁSZLÓ
Posta Rádió- és Televízióműszaki igazgatóság

ETO 621.391.823:621.327.534

Az elektrotermikus berendezések és higanygőzlámpák a rádióvételben keresztmodulációs zavart okoznak. Szubjektív megfigyelés szerint ezek a zavarok elsősorban a nagy térerővel jelentkező helyi adók vételében észlelhetők, az üzemeltetési helytől és körülményektől függően változó erősséggel és hangszínezettel.

A következőkben a külföldi szakirodalom, valamint saját kísérleteink és gyakorlati tapasztalataink alapján ismertetjük a zavar keletkezésének okát, és az eredményes zavartalanítás módját.

A rádióvevőkészülékek 90%-a a kifejtett propaganda ellenére külső antenna nélkül működik. A nagyfrekvenciás energiát hordozó különböző villamos háziszerelvények veszik át tehát a magasantenna szerepét. Így előfordul, hogy a hálózat nagyfrekvenciás átviteli jellemzőinek időbeli változásai (pl. villanytűzhely bekapcsolása) zavaró modulációt okoznak.

A gyakorlati megfigyelések és az irodalmi utalások szerint a mágnesezhető ellenállásanyagú elektrotermikus berendezések a szekunder moduláció következtében vételzavart okoznak. Ezek a zavarok általában a 150—1500 kHz közötti frekvnciatartományban észlelhetőek. Jellemző, hogy a fenti zavarok következtében bejelentett panaszok legtöbb esetben csak a helyi adók vételére vonatkoznak és rendszerint a legjobban ellátott vételi körzetekből származnak. A látszat tehát az, mintha az elektrotermikus berendezések által keltett zavarok az adó közelében nagyobb mértékben jelentkeznének. A részletes vizsgálatok azonban kimutatták, hogy ilyen amplitudó hatás nem áll fenn.

A szekunder moduláció mélységének a hasznos nagyfrekvenciás jel amplitudójától való függetlenségének bizonyítására a következő vizsgálatot végeztük el.

Egy villanytűzhely hálózati vezetékére — amely egy determinált műhálózatról működött—nagyfrekvenciás feszültséget kapcsoltunk. A feszültség értékét 0,5—10 V között változtatva, mértük a zavaró moduláció mélységét. Megállapítottuk, hogy a létrejött moduláció mélysége független volt a nagyfrekvenciás jel feszültségétől. Irodalmi adatok szerint a fenti mérést a fűtővezetéken átfolyó nagyfrekvenciás áram 15 μA—25 mA közötti értékeinél végezték el és hasonló eredményre jutottak.

Ezek alapján megállapíthatjuk, hogy a zavaró moduláció mélysége független a hálózatra, illetve a tűzhely hálózati kapcsaira jutó nagyfrekvenciás jel nagyságától.

A szekunder moduláció járulékos nagyfrekvenciás jele a venni kívánt adó nagyfrekvenciás jeléhez multiplikative keveredik, szemben a tiszta transzponálási zavarokkal, melyek a venni kívánt adó nagyfrekvenciás jeléhez additive keverednek. (Amplitudók összeadódnak.)

Az egyik esetben a zavarok csak a viszonylag gyengén vehető adók vételét rontják, mert ezeknél a jel/zaj viszony kicsire adódik. A másik esetben a zavaró szekunder moduláció a venni kívánt nagy- és kis-térerősségű adót is ugyanolyan mértékben zavarja. Hogy mégis a nagytérerősséggel jelentkező adóra panaszkodnak, az azzal magyarázható, hogy míg a nagy-térerejű adó vételekor csak a szekunder moduláció által okozott zavar észlelhető, addig a gyengén vehető adóknál az egyéb zavarok jutnak előtérbe. Így az esetleg jóval kisebb szekunder modulációs zavarról elterelik a rádióhallgatók figyelmét.

Tapasztalataink szerint a vevőberendezéseknek körülbelül 20%-a ilyen „brumm" zavaroktól többé-kevésbé zavartatva van.

A panaszbejelentéseket követő vizsgálatok során több esetben az is előfordult, hogy mágnesezhető (kanthal D) alapanyagú, fűtőspirállal készült berendezéseket (pl. tűzhelyeket), a zavarvizsgáló csoport zavart okozónak minősített, majd egy későbbi időpontban zavarmentesnek talált. Ugyanez az eset fordítva is megtörtént. Ezek a megállapítások a panaszos rádióvevőkészülékén szubjektív megfigyelés alapján történtek. Előfordult az is, hogy különböző tűzhelyek által okozott zavar erőssége és hangszíne is különböző volt. A felsorolt bizonytalanságok okai, am később bizonyítást is nyert, az alábbi tényezőkre vezethetők vissza:

1. A hálózat felől jövő zavarok elleni védelem céljából a rádióvevőkészülékekben úgynevezett fáziskondenzátort (5 nF —100 nF) alkalmaznak. Ez a kondenzátor a hálózat felől jövő zavarok ellen csak kevés védelmet nyujt. Abban az esetben, ha a rádióvevőkészülék és a melegítő berendezés azonos fázisú vezetékről működik, és a közöttük levő vezeték nem túl hosszú, úgy a rádióvevőkészülék fáziskondenzátora többékevésbé a melegítő berendezés zavarszűrését is elvégzi. Tehát a zavar attól függően észlelhető, hogy a házban a rádióvevőkészülékek be voltak-e kapcsolva, vagy esetleg más olyan berendezés is működött, melynek fázisjavító vagy zavarszűrő kondenzátora a hálózatra kapcsolódott.

2. Előfordulhat az az eset is, hogy a hálózati feszültség a névlegesnél magasabbra szökik fel, ugyanakkor a vizsgált melegítő berendezés környezeti hőelvonása kicsiny (pl. üresen üzemeltetett főzőlap). Ekkor az alkalmazott fűtőszál igen magas hőmérsékletre izzik fel. Ha ez a hőmérséklet túllépi az ellenállásanyag Curiepontját, akkor az elveszti mágneses tulajdonságát és a Cr-Ni ötvözetekhez hasonlóan vételzavart sem okoz.

Az elmondottakkal indokolható az a tény is, hogy kisebb hősugárzók, vasalók, rezsók stb. általában nem okoznak vételzavart, mert ezekben a fűtőspirál hőmérséklete a bekapcsolás után néhány máspodperc múlva a Curie-pont fölé emelkedik.

A túlizzítás módszerét látszólag a nagyobb berendezések zavartalanítására is lehetne alkalmazni, de egyrészt ezeknek nagyobb a hőtehetetlenségük, így hosszabb idő után érnék el a megfelelő hőmérsékletet, másrészt a túlizzítás az ellenállás-anyag élettartamát feltehetően kedvezőtlenül befolyásolja.

3. A tűzhely fűtőellenállásán átfolyó nagyfrekvenc ás áram, valam int az ellenálláson fellépő feszültségalakok oszcilloszkópon megfigyelve igen változatos alakot mutatnak. Hogy a vevőben melyik jelalak érvényesül, azt a tűzhely és a vevő közötti csatolás határozza meg. A jelalaktól függően a vevőben az akusztikai hatások is mások lesznek (hangszín, hangerő).

Az eddigiekből kitűnik, hogy a szekundermoduláció s zavar okozója a mágnesezhető fűtőellenállás-anyag használata, mely az utóbbi években mindinkább kiszorította a nem mágnesezhető Cr-Ni ötvözeteket.

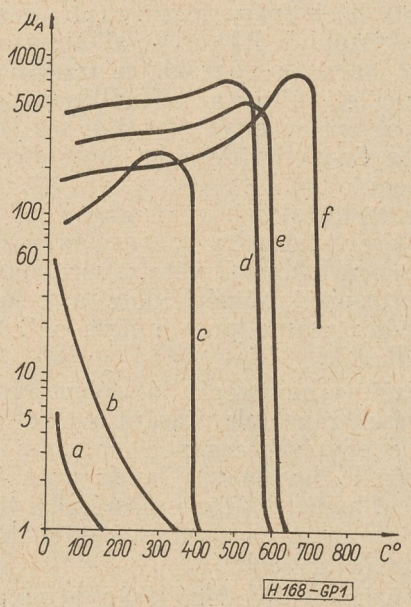
Hőállandó ellenállásötvözetek mágneses tulajdonságai

A zavart okozó fűtővezetékek többé-kevésbé az úgynevezett hőállandó ellenállásötvözetek csoportjába tartoznak. Ezek nem oxidálódó alaktartó ötvözetek, relatíve magas fajlagos ellenállással. Jellemző rájuk az oxidtartalmú védőréteg. A megkívánt hőállandóság üzem közben kizár mindenféle fázis- és halmazállapotváltozást.

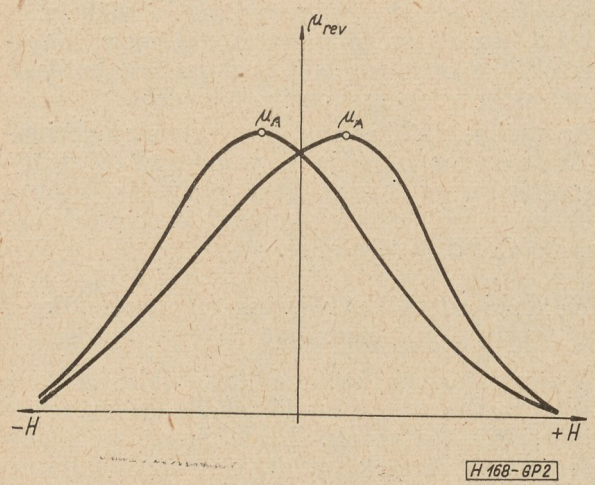
Minket elsősorban ezen ötvözetek szekundermágneses tulajdonságai érdekelnek, főleg a reverzibilis permeabilitás alakulása az előmágnesezés és a hőfok függvényében. A részletes vizsgálat ismertetése túl messze menne, ezért csak a számunkra leglényegesebb vizsgálatok eredményét ismertetjük.

Az 1. ábrán a különböző hőmérsékletre izzított ellenállásanyag mintákon (nagyfrekvenciás impedanciamérő segítségével) végzett skinhatásmérések eredményei láthatóak. A vizsgált ellenállásanyagok összetétele a következő:

a —12,5% Cr; 60% Ni; 2,5% Mn; 25% Fe
b —15% Cr; 65% Ni; 20% Fe
c —99,5% Ni; 0,5% Co
d —20% Cr; 5% Al; 3% Co; maradék Fe
e —20% Cr; 3,5% Al; a maradék Fe
f —6% Cr; 7% Al; maradék Fe



1. ábra



2. ábra

Az ábra a reverzibilis permeabilitás hőfokfüggőségét mutatja zérus előmágnesezésnél. Az ábrából látható, hogy az *a* és *b* összetételű anyagok reverzibilis permeabilitása már viszonylag alacsony hőmérsékleten nullára csökken, míg a *c*, *d*, *e* és *f* összetételű anyagoknál ugyanez az állapot csak 400—700 C°-nál következik be.

A 2. ábrán a reverzibilis permeabilitás alakulása látható, az előmágnesezés egy meghatározott szakaszában. A fűtővezeték impedanciájának vizsgálatakor látni fogjuk, hogy a revezibilis permeabilitás alakulása befolyásolja az impedancia értékét.

A fűtővezeték impedanciája

A fűtővezetéket elsősorban mint kétpólust tekintjük, melynek nagyfrekvenciás impedanciája az érdekelt frekvenciatartományban

$$Z = R + j\omega\,(L_k + L_b)$$

ahol L_k és L_b a fűtővezeték külső, illetve belső induktivitását jelentik. A $j\omega L_k$ reaktancia értéke időben megközelítőleg állandó, így azzal tovább nem foglalkozunk. Ezzel szemben a mágneses fűtővezeték R és $j\omega L_b$ impedanciája erősen modulálható, mint ezt a skin-effektus elméletéből a következőkben átvett megfontolások bizonyítják. A hengeres vezetőre érvényes definiáló egyenletből

$$R + j\omega L_b = \frac{p \cdot l}{2\pi r_0 \gamma} \cdot \frac{J_0(pr_0)}{J_1(pr_0)}$$

ahol r_0 a vezető sugara, l a hossza és γ a vezetőképessége. A p operátor értéke pedig

$$p = (j-1) \cdot \sqrt{(1/2)\,\omega\gamma\mu}$$

Az egyenlet jobboldalán (pr_0) argumentummal bíró nulladrendű és elsőrendű Bessel-függvény szerepel. Ehhez viszonyítjuk az egyenáramú ellenállást:

$$R_0 = \frac{l}{r_0^2 \cdot \pi \cdot \gamma}$$

$$\frac{R + j\omega L_b}{R_0} = \frac{pr_0}{2} \cdot \frac{J_0(pr_0)}{J_1(pr_0)}$$

A jobboldal értékét egyszerűen átalakíthatjuk igen kicsiny és igen nagy frekvenciák esetére. A Bessel-függvények megfelelő sorbafejtésének alkalmazásával (a sorbafejtést a negyedik hatványig alkalmazva):

$$\frac{J_0(pr_0)}{J_1(pr_0)} = \frac{1 - \left(\frac{pr_0}{2}\right)^2 + \frac{1}{4}\left(\frac{pr_0}{2}\right)^4}{\frac{pr_0}{2}\left[1 - \frac{1}{2}\left(\frac{pr_0}{2}\right)^2 + \frac{1}{12}\left(\frac{pr_0}{2}\right)^4\right]}$$

Alacsony frekvenciák esetén a magasabb hatványú tagok elhanyagolhatók, így

$$\frac{J_0(pr_0)}{J_1(pr_0)} = \frac{1}{\frac{pr_0}{2}}$$

ezzel az impedanciaviszony:

$$\frac{R + j\omega L_b}{R_0} = \frac{pr_0}{2} \cdot \frac{1}{\frac{pr_0}{2}} = 1$$

Ebből

$$\frac{R}{R_0} = 1 \quad \text{és} \quad L_b = 0$$

Rádiófrekvenciák esetén a Bessel-függvény exponenciális megközelítését alkalmazzuk:

$$\frac{R + j\omega L_b}{R_0} = \frac{pr_0}{2} \cdot \frac{J_0(pr_0)}{J_1(pr_0)} =$$

$$= \frac{pr_0}{2j} \frac{\sqrt{\frac{1}{2\pi p r_0}}}{\sqrt{\frac{1}{2\pi pr_0}}} \cdot \frac{e^{-j\left(pr_0 \frac{\pi}{4}\right)}}{-j\left(pr_0 - \frac{\pi}{4}\right)} = \frac{pr_0}{2j}$$

Az impedanciát kifejezve:

$$R + j\omega L_b = R_0 \frac{pr_0}{2j}$$

ahová R_0 és p értékeit behelyettesítve:

$$R + j\omega L_b = \frac{l}{r_0^2 \pi\gamma} \cdot \frac{r_0(j-1)\sqrt{\frac{1}{2}\omega\gamma\mu}}{2j} =$$

$$= \frac{l}{2r_0}\sqrt{\frac{f\mu}{\pi\gamma}} + \frac{jl}{2r_0} \cdot \sqrt{\frac{f\mu}{\pi\gamma}}$$

tehát:

$$R = \frac{l}{2r_0} \cdot \sqrt{\frac{f\mu}{\pi\gamma}} \quad \text{és} \quad \omega L_b = \frac{l}{2r_0} \cdot \sqrt{\frac{f\mu}{\pi\gamma}}$$

A végeredményből látható, hogy az impedancia valós és képzetes része — attól eltekintve, hogy ezek abszolút értékben egymással is egyenlők — nemcsak a frekvenciától, hanem μ-től is függ.

Amint a kísérletek igazolták, a fűtővezetéken átfolyó nagyfrekvenciás áram értéke olyan kicsiny, hogy a reverzibilis permeabilitással kell számolni. Azaz:

$$\mu = \mu_A \mu_{rev} \qquad \mu_A = 4\pi \cdot 10^{-7}\left[\frac{VS}{Am}\right]$$

A ferromágneses fűtővezeték impedanciája a reverzibilis permeabilitás függvényében változik, mivel az előmágnesezés és ezzel a reverzibilis permeabilitás az üzemi áramerősség frekvenciájától függően ingadozik. μ_{rev} a vezeték-keresztmetszet mentén nem állandó, hanem függ az előmágnesezéstől és a vezető tengelyétől való távolságtól. Függ még az anyagállandóktól is — anyagszerkezet, mágneses keménység, hőkezelés stb., de ezek időben nem változnak.

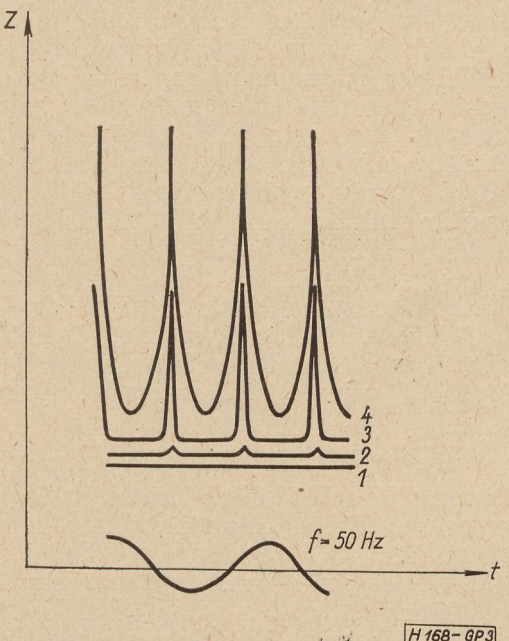
A „kivezérlés" (a μ_{rev} változása miatti impedanciaváltozás) szélső értékeit megközelítő pontossággal megkapjuk, ha a vezető nagyfrekvenciás árammal átfolyt rétegének reverzibilis permeabilitásaként az előmágnesezés nulla és telítéshez tartozó értékeit helyettesítjük be. A fűtővezeték alacsonyfrekvenciás árama általában olyan intenzív, hogy a nagyfrekvenciás áram által átfolyt rétegben telítési jelenségekkel kell számolni. Pl. 1 m hosszú, 1 mm átmérőjű vezetéknek 500 C°-nál a kezdő permeabilitása 1000 és fajlagos ellenállása 1,4 ohm mm²/m. Ennek megfelelően 1 MHz-nél a várható impedanciaváltozás határai:

$$(R + j\omega L_b)_{min} = 2 \text{ [ohm]}$$

$$\text{és } (R + j\omega L_b)_{max} = 33 \text{ ohm}$$

A 3. ábrán négy tipikus mintát láthatunk a fűtőelemek impedanciájának változására. Az 1. sz. görbe azt az esetet mutatja, mikor a nagyfrekvenciás áramsűrűség a vezető egész keresztmetszetén majdnem homogén. A 2. sz. görbe a nulla előmágnesezés időpillanatában észlelhető Skin-hatást mutatja. A 3. sz. görbe érvényes, ha a nagyfrekvenciás áramsűrűség váltakozik a majdnem homogén eloszlás és a skin-hatás között. Végül a 4. sz. görbe mutatja azt az állapotot, melynél az alacsonyfrekvenciás előmágnesezés mellett a nagyfrekvenciás áram hatására erős skin-hatás érvényesül.

Ha tehát a fűtőellenálláson nagyfrekvenciás áram folyik át, az impedanciaváltozás következtében szekundermoduláció keletkezik.



3. ábra

Zavarszűrési megoldások

Az eddigiekben ismertetett megfontolásokból következnek a szekundermodulációs zavar megszüntetésének módjai is. Láttuk, hogy a zavar létrejöttének feltétele az, hogy a fűtőszál impedanciája az idő függvényében változzék. Ez a változás létrejön, ha a fűtőszál ferromágneses anyagból készül és a rajta átfolyó nagyfrakvenciás áram következtében skin-hatás lép fel.

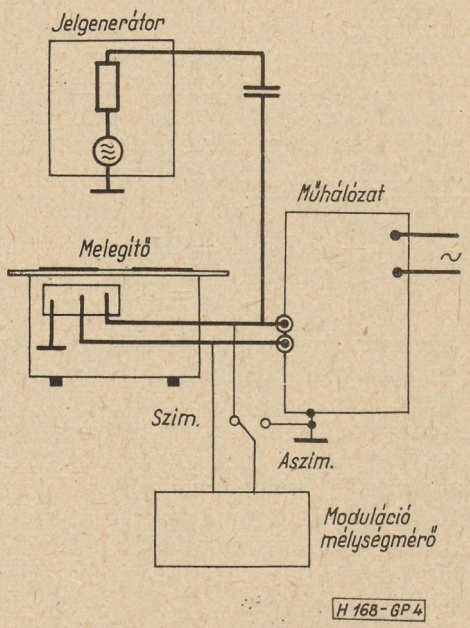
A zavar-keletkezés tehát megakadályozható, nem ferromágneses fűtőszál használatával, vagy a skin-hatás létrejöttének megakadályozásával. A skin-hatás megszüntetése kétféle módon érhető el:

1. Olyan fűtőszálprofil kialakításával, melynél a skin-hatás elenyésző, tehát igen vékony, vagy szalagalakú fűtőszál alkalmazásával.

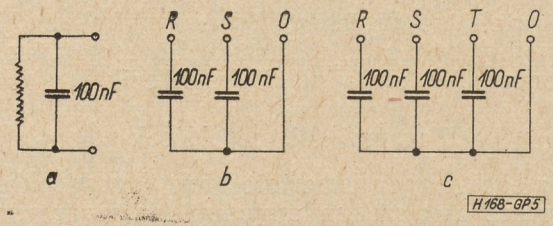
2. A fűtőszállal párhuzamosan kapcsolt zavarszűrő kondenzátorral. Ekkor ugyanis a nagyfrekvenciás áram nem a fűtőszálon, hanem a

számára kisebb ellenállást jelentő kondenzátoron folyik át.

Tekintettel a már üzemben levő elektrotermikus berendezések nagy számára, valamint a nem ferromágneses fűtőszálanyagok beszerzésének nehézségére, a zavar megszüntetésére a zavarszűrő kondenzátorok használata látszik célszerűnek. E kondenzátorok értékének, és kapcsolási módjának megállapítására kisérletsorozatot végeztünk. A kísérletek során több, az Elekthermax által gyártott berendezést (villanytűzhelyek, főző'apok, sütők, hősugárzók stb.) vizsgáltunk meg.



4. ábra



5. ábra

A mérési elrendezést a 4. ábrán közöljük. A méréssorozat eredményeit vizsgálva kitűnik, hogy a szimmetrikus zavarkomponens értéke jóval nagyobb, mint az aszimmetrikus. Ez a megállapítás, valamint a berendezéseken végzett zavarszűrési kísérletek tapasztalatai igazolják, hogy a zavarszűrő kondenzátort a berendezés hálózati bemenetére szimmetrikusan kell kapcsolni.

A zavarszűrők bekötése 1, 2 és 3 fázisú hálózat esetén az 5. ábrán látható. A kondenzátorok értéke C = 0,1 mikrofarad. A zavarszűrők bekötési módjából kitűnik, hogy — az eddig alkalmazott zavarszűrési móddal szemben — a hálózati ágak és a föld között nem alkalmazunk kondenzátort, tehát a szűrő használata a berendezés szivárgási áramát nem befolyásolja.

Az ismertetett zavarszűrés, mérési eredményeink szerint, az eredetileg 30—40%-os szekundermodulációt minden esetben a Postai Szakmai Szabvány által engedélyezett 5%-os szint alá csökkentette.

Összefoglalva a zavarszűrési megoldásokat, a zavarmentesítés az alábbiak szerint végezhető el:

1. Nem mágnesezhető fűtőszálanyag használata.

2. Mágnesezhető fűtőszálanyag használata esetén a fűtőszál hőmérséklete tartósan a Curie-pont felett maradjon, vagy főleg kisebb berendezéseknél a fűtőszálprofil megfelelő kialakításával.

3. Zavarszűrő kondenzátorok alkalmazásával.

Higanygőzlámpák által keltett rádiózavarok

A közvilágítás korszerűsítése során a wolfram izzószálú lámpák helyett, vagy azokkal vegyesen a jobb hatásfokú gázkisüléses csövek — higanygőzlámpák — nyernek alkalmazást. Ezek a lámpák hasonló szekundermodulációt tudnak létrehozni, mint az elektrotermikus berendezések. Ezért csak a két zavar keletkezésének különbségére mutatunk rá.

A nagynyomású higanygőzlámpák légüres cső, vagy körte alakú burába forrasztott rövid kvarcüvegből állnak, mely utóbbi kevés higany és argon töltőgázt tartalmaz. A lámpa bekötését a 6. ábrán tüntettük fel, berajzolva a C_{sz} zavarszűrő kondenzátort is.

Gyujtáskor az argonban fellépő kisülés elpárologtatja a higanyt és a keletkező higanygőz nyomása fokozatosan 1 atmoszféra körüli értékre emelkedik. Bekapcsoláskor a ködfény kisülés a főelektróda és a segédelektróda között indul meg, amely rózsaszínűen világít. Ha a higanygőz nyomása elérte az előbbi értéket, akkor a főelektródákon is megindul a kisülés és az ettől bekövetkezett feszültségesés miatt a ködfény kialszik. Ettől kezdve a lámpaintenzíven világít és fénye folyamatosan kékesfehér színbe megy át. A lámpa gyújtási ideje kb. 5 perc. Kioltás után csak hosszabb idő elteltével, mikor már a lámpa kellően lehűlt, kapcsolható be újra, mert melegen a gáz nyomása és így a gyújtófeszültség is nagyobb. A gyújtási feszültség kb. 180 volt körül van, ezért az üzemeltetéshez 110 volt esetén szórótranszformátor szükséges, 220 voltnál fojtótekercs is elegendő.

A zavar létrejöttének körülményei

A higanygőzlámpákat általában a közvilágítás céljaira használják és váltakozóáramú hálózatról működtetik. Tehát a lámpa a hálózati váltakozó feszültség minden félperiódusában begyújt és kialszik. Mivel a hálózat frekvenciája 50 Hz, a higanygőzlámpán átfolyó áram másodpercenként százszor megszakad. Aszerint, hogy

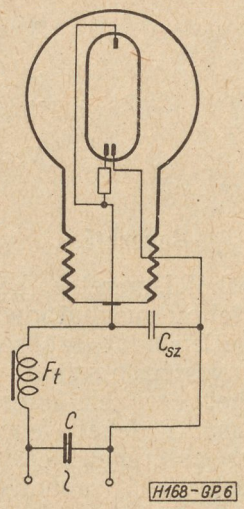
a stabilizálás céljára ohmos ellenállást, vagy fojtótekercset használnak, az áram folyási szöge változik. Fojtótekercs használata esetén a Lentz-törvény értelmében, az áram folyási szöge megnő.

Mivel az ív minden félperiódusban kialszik, a higanygőzlámpa ellenállása szintén változik. Másodpercenként százszor ér el maximális, illetve minimális értéket. Tehát ha a lámpára nagyfrekvenciás jel kerül — amit a lámpa vezetéke, mint vevőantenna, valamely rádióadó kisugárzott jeléből vesz fel —, a változó impedancián keresztülfolyva 100 Hz-cel, a hálózati frekvencia kétszeresével modulálódik. Az így járulékosan modulált rádiófrekvenciás jel a hálózaton keresztül, vagy sugárzás útján a rádiókészülékekbe juthat.

A zavar létrejötte tehát attól függ, hogy jut-e a lámpára nagyfrekvenciás jel. Légvezetékes hálózat esetén, ha a stabilizáló fojtótekercset és a fázisjavító kondenzátort közvetlen a lámpa közelébe helyezik el, nem jön létre zavar, mert a fojtótekercs és a fáziskondenzátor megakadályozza, hogy a lámpán nagyfrekvenciás áram folyjék keresztül. Nem észlelhető zavar a földalatti kábelhálózatról üzemeltetett lámpák esetén sem, mivel a kábel nagyfrekvenciás jelet nem tud felvenni.

A gyakorlatban azonban a fojtótekercs és a fáziskondenzátor az út szélén elhelyezett dobozban van, így a doboz és a lámpatest közötti néhány méteres vezeték mint antenna működik és nagyfrekvenciás jelet vesz fel. Tehát a nagyfrekvenciás áram akadálytalanul keresztül folyhat a lámpán és az előzőek szerint 100 Hz-cel modulálódik.

A fenti közvetett szekundermodulációs zavaron kívül a higanygőzlámpák kapcsain közvetlenül is mérhetők amplitudó zavarok. Ezek a lámpa gyújtási ideje alatt igen erősek, de a begyújtás után gyakorlatilag már nem észlelhetők. A begyújtásnál keletkezett zavart a segédelektróda és a főelektróda közötti parázskisülés kezdeti bizonytalansága okozza. Az üzem közben észlelt amplitudózavarok a fénycsövek által keltett zavarokhoz hasonlóak. Ezek a zavarok azonban már a lámpa kapcsain sem nagyok, ezért a lámpáktól rendszerint távolabb levő rádióvevőkészülékekhez már nem jutnak el.



6. ábra

A zavar megszüntetése

A higanygőzlámpák által okozott zavar mennyiségi értékeinek megismerésére méréssorozatot végeztünk. Az eredményekből kitűnik, hogy a szimmetrikus zavarkomponens értéke itt is dominál és jelentősen meghaladja a szabvány által engedélyezett 5%-os szintet.

A zavarszűrés módja hasonló az elektrotermikus berendezések zavarszűréséhez. Meg kell akadályozni, hogy nagyfrekvenciás áram folyjék a változó ellenállású lámpán keresztül. Ha közvetlenül a foglalatnál egy $C_{sz} = 0{,}1$ μF értékű kondenzátorral átkötjük a lámpa kapcsait (6. ábra), a zavar az engedélyezett szint alá csökken. Ezt laboratóriumi méréseink, valamint a már felszerelt és zavarónak talált lámpáknál történt kísérleteink is bizonyítják.

Helyszűke miatt nem közöltük sem az elektrotermikus berendezések, sem a higanygőzlámpák vizsgálatakor végzett méréseink eredményét. Esetleges érdeklődőknek azonban szívesen rendelkezésükre bocsátjuk.

IRODALOM

Simonyi: Elméleti Villamosságtan
F. Seelemann: Funkentstörung
Dr. Vasvári: Villamosipari anyagok technológiája
Technische Mitteilungen 6. szám (1945. dec. 1)
Rédl Endre: Gáztöltésű csövek szerkezete és alkalmazásai

KÖNYVISMERTETÉS

M. A. Bojarcsenkov—A. V. Sinjanszkij: **Mágneses erősítők**; Műszaki Könyvkiadó, 1962; ára 5,90 Ft.

Népgazdaságunk fejlesztési terve a termelési folyamatok nagyfokú automatizálását irányozza elő, ezért fontos, hogy az ipar dolgozói megismerkedjenek az automatizálás legkorszerűbb módszereivel. Az automatikában nagyon gyakran alkalmazzák a mágneses erősítőket. Ezeknek működési elvét és alapkapcsolásait ismerteti a könyv. Felsőbb matematikai tudás nélkül, az elektrotechnika alaptörvényeinek ismeretében értheti meg az olvasó a legegyszerűbb alapkapcsolásból kiindulva a már bonyolult, legkorszerűbb áramköröket. A könyvben foglaltakat az ipari vállalatok automatizálásán dolgozó mérnökök, technikusok, szakmunkások jól felhasználhatják és átfogó képet ad minden újdonság iránt érdeklődőnek az elektrotechnika és a híradástechnika eme új ágáról. — A könyv az „Új technika" sorozatban, 65 oldal terjedelemben, 36 szövegközti ábrával jelent meg.

ifj. B. P.

Színes televízió rendszerek

FERENCZY PÁL
a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja,
Budapesti Műszaki Egyetem,
Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszék

ETO 621.397.132 : 621.397.334

Bevezetés

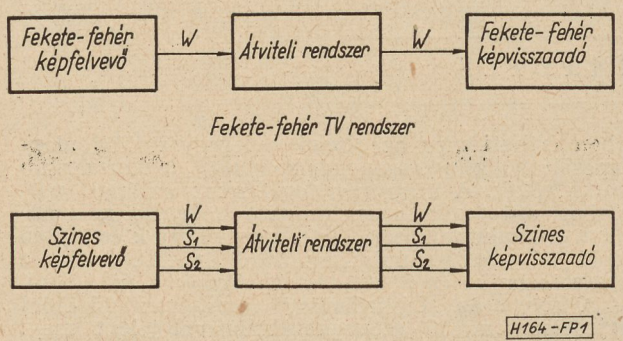
A színelméletből ismeretes, hogy egy színes képelem egyértelmű meghatározásához három egymástól független adat szükséges. E három adat lehet a fényesség, a színárnyalat és a telítettség, de lehet ezeknek bármilyen lineáris kombinációja is. A fekete-fehér televíziónál csupán a fényesség szerepel. Rendszerét tekintve a színes televízió tehát abban különbözik a fekete-fehértől, hogy itt három adat átvitele szükséges, szemben az ottani eggyel. E három információ közül a fényességet W-vel jelöljük és ez pontosan megegyezik a fekete-fehér televízió képjelével. A másik két adatot, melyek a színességet és a telítettséget jellemzik, lineáris transzformációval átalakítjuk két másik olyan információvá, melyeket könnyebben és célszerűbben tudunk továbbítani. A továbbiakban e színesség komponenseket S_1 és S_2-vel jelöljük, megjegyezve, hogy ezek a különböző rendszerekben nem ugyanazt a mennyiséget jelölik.

Összehasonlítás céljából az 1. ábrán bemutatjuk mind a fekete-fehér, mind a színes televízió rendszer vázlatos felépítését. A színes átviteli rendszernek ki kell elégítenie többek között azt a követelményt, hogy összeférő legyen a meglévő fekete-fehér rendszerrel. Összeférő (kompatibilis) azt jelenti, hogy a színes rendszerben továbbított színes televízióképet a már meglévő fekete-fehér vevőkészülékeken is lehessen venni — természetesen fekete-fehéren, másrészről a fekete-fehér rendszer szerint sugárzott adást a színes vevő is tudja venni — természetesen fekete-fehéren. Az összeférőség követelménye egy sor megkötést jelent a színes átviteli rendszerrel szemben. A legfontosabbak a következők a fekete-fehér rendszerhez képest:

változatlan sávszélesség,

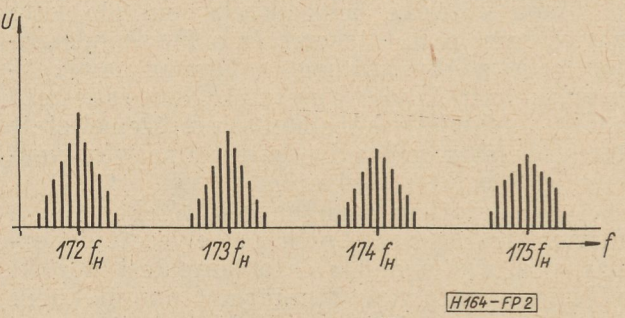
változatlan hang-kép vivő frekvencia különbség,

változatlan vízszintes és függőleges eltérítési frekvencia.



1. ábra. Fekete-fehér és színes televízió átviteli rendszer

A változatlan sávszélesség azt jelenti, hogy a színes televízió megnövekedett információ tartalmát ugyanabban a frekvencia sávban kell továbbítani, mint amelyben a fekete-fehér képátvitel folyik. A megoldás olyan, hogy az mind a frekvencia-, mind pedig az időtartománybeli követelményeket kielégíti. Az információ többletet ugyanis egy vagy két, a sávban elhelyezett és megfelelően modulált ún. segédvivő viszi át. A frekvencia tartományból szemlélve a megoldást, megállapítható, hogy mivel a fekete-fehér televízió rendszer nem használja ki teljesen a rendelkezésre álló sávot (2. ábra), a



2. ábra. Video-jel spektrumának egy részlete. f_H = vízszintes eltérítő frekvencia

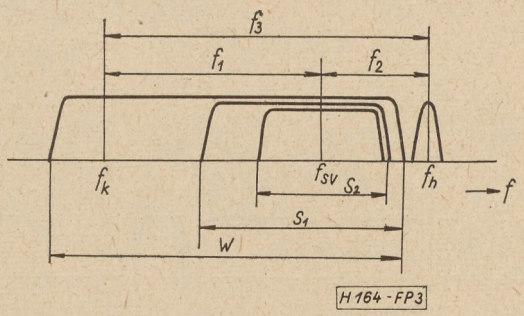
színsegédvivő frekvenciájának alkalmas megválasztásával beültethető ezekre az üresen maradt helyekre a színek átvitele által okozott információ többlet. Ami az időtartományt illeti, az emberi szem tehetetlensége felhasználható arra, hogy a helyesen megválasztott frekvenciájú és fázisú színsegédvivő (ill. vivők) által okozott zavar az ernyőn ne látszódjék. E két követelmény úgy elégíthető ki, hogy az átviteli sávba helyezett segédvivő frekvenciáját akkorára választjuk, hogy annak mind a kép, mind a hangvivő frekvenciájával képezett különbsége a vízszintes eltérítési frekvencia felének páratlan számú sokszorosa legyen. Egynél több segédvivő esetén ez még úgy módosul, hogy a segédvivők fázisát félképenként alkalmas értékkel periodikusan változtatni kell.

Jelentősebb rendszerek

Az alábbiakban — csupán rendszertechnikai szempontból — összefoglaljuk az eddig ismert jelentősebb színes képátviteli módszereket.

Amerikai, ill. európai NTSC rendszer

A külföldi szakirodalomban NTSC (National Television System Committee) rendszeren azt a megoldást értik, amelynél a két színinformációt, S_1 és S_2-t két azonos frekvenciájú, de egymáshoz



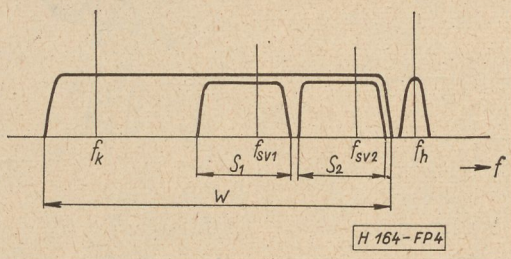
3. *ábra.* NTSC rendszer spektruma

képest 90° fázisú segédvivő amplitudó modulációval viszi át. A rendszer spektrumát a 3. ábra mutatja. Az európai és az amerikai rendszer alapjaiban tökéletesen megegyezik, a különbség csupán az egyes paraméterek számszerű értékében jelentkezik (hang-kép frekvencia távolság, színsegédvivő frekvenciája stb.) Az összeférőség biztosítása céljából a fényesség információ, W, továbbra is amplitudóban modulálja a képvivőt, míg a hangvivő ugyancsak változatlanul frekvencia modulációval továbbítja a kísérő hangot. Az S_1 és S_2-t átvivő segédvivők a W sávjának felső végén helyezkednek el (f_{SV}). Mivel a hang-kép frekvencia távolság, f_3, kötött, a segédvivő frekvenciáját kell úgy megválasztani, hogy mind f_1, mind f_2 a vízszintes eltérítő frekvencia felének páratlanszámú többszöröse legyen. Ebből következik, hogy f_3-nak viszont a vízszintes eltérítő frekvencia felének páros számú többszörösének kell lennie. Ez az OIRT rendszerben ($f_3 = 6{,}5$ MHz; $f_H = 15\,625$ Hz) eleve teljesül, mert $f_3 = 832\, f_H/2$. Az amerikai rendszerben a hang-kép távolság nem párosszámú többszöröse a sorfrekvencia felének, így az összeférőségnek az egyik alapkövetelményét csak úgy lehetett kielégíteni, hogy kismértékben eltértek a névleges $f_H = 15750$ Hz-ről $f_H = 15\,734{,}265$ Hz-re. Ez az eltérés belül van a megengedett vízszintes frekvenciaingadozáson, viszont bevezetésével lehetséges kielégíteni a segédvivő frekvenciájára vonatkozó kettős követelményt.

A sorfrekvencia névleges értékének megváltoztatása természetesen magával hozza a képfrekvencia hasonló arányú megváltoztatását is. Így az amerikai rendszerben a névleges 60 Hz helyett 59,94004 Hz a függőleges eltérítés frekvenciája.

A vivő és az eltérítő frekvenciák ilyen nagyfokú pontosságát csak úgy lehet biztosítani, ha lemondunk a függőleges eltérítő frekvenciának a hálózathoz történő szinkronozásáról.

Az NTSC rendszerű adás vevőkészülékében szinkron demodulálásra van szükség a színesség információk visszanyerése céljából, mivel a két vivő azonos frekvenciájú. A szinkron demoduláláshoz szükséges referens jelet minden sor rajzolásának kezdetekor kell a vevővel közölni. Ez a szinkron demodulálás az NTSC rendszer egyik legkritikusabb része. NTSC rendszerű színes adás 1954 óta rendszeresen folyik az USA-ban [1], [2].



4. *ábra.* TSC rendszer spektruma

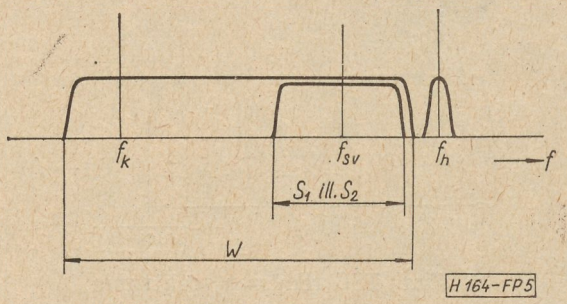
TSC rendszer

A TSC (Two sub-carriers) rendszer a színinformációk átvitelére két olyan segédvivőt használ, melyek frekvenciája különböző. A két segédvivőt az S_1, ill. S_2 színesség információ amplitudóban modulálja, majd a részleges oldalsávúra csökkentett spektrumokat egymás mellé helyezi a W jel felső oldalsávjának egyébként üres helyeire (4. ábra). A két segédvivő frekvenciáját úgy választják meg, hogy azok most is a sorfrekvencia felének páratlan számú többszörösei legyenek. A probléma azonban az, hogy az átviteli sávban fellépő négy vivőhullám (kép- és hangvivők, valamint a két segédvivő) frekvenciáinak bármilyen kombinációban vett különbsége is a sorfrekvencia felének páratlan számú többszöröse kellene, hogy legyen. Ez pedig nem lehetséges, mert a két segédvivő frekvenciáinak a különbsége, lévén mindkettő a sorfrekvencia felének páratlanszámú többszöröse, biztosan a sorfrekvencia felének párosszámú többszöröse lesz. Ez pedig a képen igen zavaró interferenciát okozna. Ezt a lehetetlennek látszó problémát oly módon oldják meg, hogy az egyik segédvivőt félképenként $\pm 45°$-kal, a másikat ugyancsak félképenként $\pm 90°$-kal fázisban eltolva sugározzák. Ezáltal elérhető az, hogy négy félkép, azaz két teljes kép sugárzása után az interferencia miatt jelentkező képpontok hatása a szem tehetetlensége folytán közömbösül.

Az adóoldalon a színesség jel előállítása meglehetősen bonyolult műszaki problémát jelent, ennek az árán azonban egyszerűsíteni lehet a színes vevőkészüléket. Mivel a két segédvivő frekvenciája különbözik, ezért egyszerű sávszűrőkkel a színesség információk szétválaszthatók és demoduláláshoz a vivő burkológörbéjét leválasztó, ún. burkoló detektort lehet alkalmazni. Ez kétségtelen előny az NTSC rendszerrel szemben. A TSC rendszert a gyakorlatban kipróbálva (1955—1956-ban a CCIR XI. munkacsoportjának bemutatva), azt tapasztalták, hogy az interferenciából eredő pontstruktúra valamivel zavaróbb mértékű volt, mint az NTSC rendszernél [3], [4].

SECAM rendszer

A két előző rendszerrel ellentétben a SECAM (= sequentiel à memoir) rendszer a két színinformációt, S_1 és S_2-t nem egyidejűleg, hanem időben eltolva, egymás után viszi át. Erre a célra egyetlen segédvivőt használ, melyet soronkénti váltással amplitudóban modulál az S_1, ill. az



5. ábra. SECAM rendszer spektruma

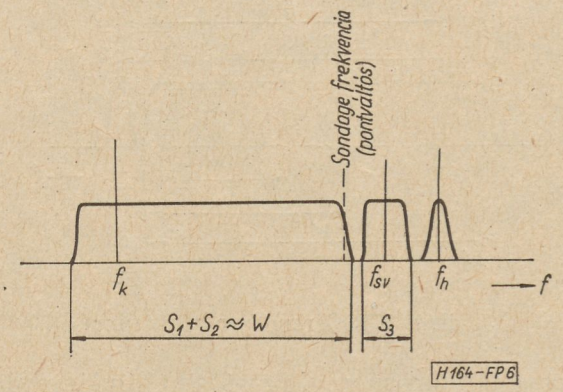
S_2 színinformációval. A SECAM rendszerű színes televízió jel spektrumát az 5. ábra mutatja. A színsegédvivő frekvenciáját teljesen hasonló módon határozzák meg, mint azt az NTSC rendszernél láttuk. Mivel itt a színességátvitelben a segédvivő fázisának nincs szerepe, ezért ez esetben nincs szükség olyan nagypontosságú fázisátvitelre, mint az az NTSC rendszernél szükséges. A probléma ezúttal a vevőben jelentkezik, ahol természetesen egyidejűleg van szükség S_1 és S_2-re. Itt szükséges egy emlékező áramkör, amely egy televízió sor idejének megfelelően késlelteti a bejövő demodulált színinformációt. Ennek az emlékező áramkörnek a kimenete, valamint a színsegédvivő detektorból jövő színesség információ egy elektronkapcsoló felhasználásával már egyidejűleg adja a fényesség jellel együtt a vevő helyes vezérlését. Az a látszólag zavaró tény, hogy így egy soridővel korábbi információt használunk fel az éppen folyamatban lévő televízió sor felrajzolásához, nem zavaró, mert az csak a kép színfelbontását rontja, ami pedig jóval kevésbé kritikus, mint a fekete-fehér felbontás. Ebből a szempontból tekintve a SECAM rendszer jobb is, mint az NTSC, mert az csak vízszintes irányban veszi figyelembe, hogy a szem felbontóképessége a színkülönbségekre kisebb, mint a világosságkülönbségekre, míg ezt a SECAM rendszer mind vízszintes, mind függőleges irányban figyelembe veszi.

A vevőkészülékben lehet burkoló detektort használni a színinformáció demodulálására, ami egyszerűsödést jelent, míg ugyanekkor az aránylag hosszú időkésleltetést megvalósító emlékező áramkör drágítja a készüléket. A SECAM rendszert első ízben 1959-ben mutatták be [5], [6].

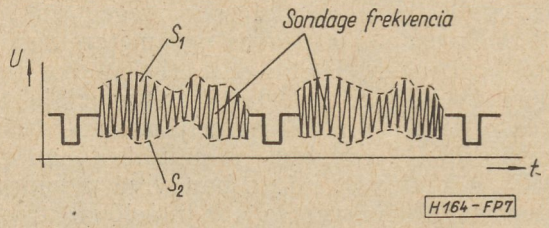
DM rendszer

A DM rendszer (=Double Message) nem tekinthető eredeti értelemben vett összeférő rendszernek, mert a képvivő nem továbbítja a fényesség információt a szokásos módon. A kisugárzott jel spektrumát a 6. ábra tünteti fel. Látható ebből, hogy itt nincsenek egymásba nyúló spektrumok, ezért a vivők, ill. segédvivők frekvenciáinak a megválasztása nem kritikus. A tulajdonképpeni képvivő amplitudóban modulált, a moduláló jel azonban egy speciális video jel (7. ábra).

Az S_1 és S_2 színesség jeleket egy segédvivő alsó és felső burkológörbéi jellemzik. A har-



6. ábra. DM rendszer spektruma



7. ábra. DM rendszer képvivőjét moduláló videojel

madik információt, S_3-at egy újabb segédvivő továbbítja amplitudó modulációval, a képvivő felső oldalsávja feletti sávban. Az S_1 és S_2 színinformációk segédvivője (sondage = pontváltás frekvenciája) a képvivő felső oldalsávjának szélén helyezkedik el. Az S_1 és S_2 átvitele szélessávú, míg S_3-é keskenysávú. A színinformációk azonban úgy vannak megválasztva, hogy az adott sávszélességek mellett továbbított kép felbontása kielégítő (az egyik változatban pl. S_1 a zöld, S_2 a piros, S_3 a kék alapszínnek felel meg).

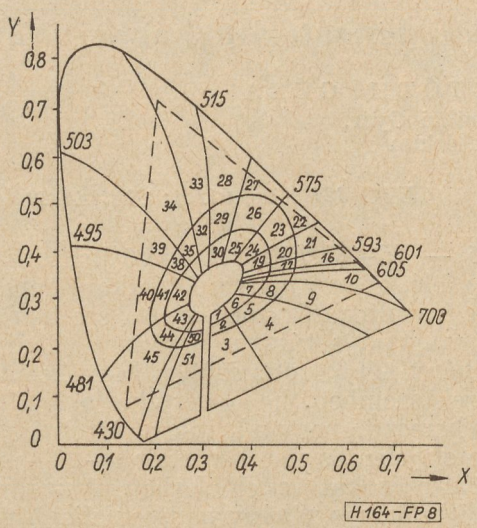
A vevőben frekvencia-szelektív áramkörökkel különválasztják a képvivő oldalsávját az S_3 sávjától, majd egyszerű burkoló detektorokkal külön-külön demodulálják a 3 színinformációt. Ezek minden további nélkül felhasználhatók a színes képcső vezérlésére.

Az összeférőség érdekében a meglévő fekete-fehér vevőkbe a video detektor után az S_1 és S_2-t leválasztó kettős detektort kell beépíteni. Mivel az információk zömét az S_1 és S_2 tartalmazza, ezek összege elég a fekete-fehér kép rajzolásához, S_3 hiánya nem érezhető. A színes vevő természetesen átkapcsolható fekete-fehér adások vételére.

A rendszer nagy hátránya, hogy csak félig tekinthető összeférőnek, előnye viszont az, hogy meglevő adók minden további nélkül felhasználhatók színes adásra is, továbbá, hogy a vevőkészülék felépítése egyszerű és nem kritikus. A rendszer gyakorlati bemutatója 1959-ben volt [7], [8].

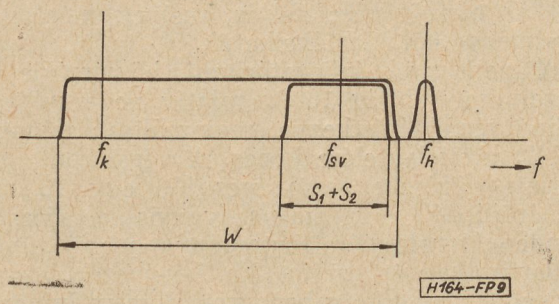
Kód rendszer

A kód rendszer (vagy Valensi-féle rendszer) a színesség információt kódolva viszi át. A színdiagrammot olyan szektorokra bontja, melyek az emberi szem által megkülönböztethető külön-



8. ábra. A színszektorok elhelyezkedése a színdiagrammon

böző színeknek felelnek meg (8. ábra). A gyakorlatban 51 ilyen szektor elegendőnek bizonyult. Minden egyes szektorhoz a továbbiakban egy feszültségértéket rendelnek (ez a színesség-jel kódolása), mely egyidejűleg jellemzi a két színesség-információt. Ez a kódolt színesség-jel modulálja amplitudóban a sávban elhelyezkedő segédvivőt (9. ábra).



9. ábra. Kód rendszer spektruma

Az adóoldalon a kódolás elvégzésére egy speciális kódoló cső szükséges, míg a vevőben a dekódolás végrehajtására ugyancsak különleges cső szolgál. A segédvivő frekvenciáját ezúttal is a vízszintes eltérítési frekvencia felének páratlan számú többszörösének választják. Ezáltal biztosítható egyrészt a spektrumban a frekvencia közbeszövés, másrészt a képernyőn az interferencia kioltás.

A kódrendszerű színes televízió rendszer első gyakorlati bemutatója 1956-ban volt. Azóta jelentős mértékben tökéletesítették és egyszerűsítették, így pl. a dekódoló cső jelenlegi kivitele nem nagyobb egy szokásos elektroncsőnél és gyártása sem okoz nehézségeket [9], [10].

Összehasonlítás a színes televízió rendszerek között

Az ismertetett színes televízió átviteli rendszerek összehasonlítását az 1. táblázatban foglaltuk össze. E táblázat összeállításakor csupán azokat a főbb jellemzőket vettük sorra, melyeknél egyértelmű az adandó válasz. A táblázatban

1. táblázat

	NTSC	TSC	SECAM	DM	Kód
Adó fáziskarakterisztikája kritikus-e?	++	—	—	—	—
Vivők frekvencia pontossága kritikus-e?	+	+	+	—	+
Vivők fázispontossága kritikus-e?	++	+	+	—	+
Meglevő fekete-fehér adó felhasználható-e átalakítás nélkül?	—	—	—	+	—
Vevőben szükséges-e a szinkron detektálás?	+	—	—	—	—
Szükséges-e a vevőben különleges alkatrész?	+	—	+	—	+
Hálózathoz szinkronizálható-e?	—	—	—	+	—
Összeférő-e?	+	+	+	RÉSZBEN	+

+ jel igen-t, — jel nem-et jelent, kettős pozitív jel (++) az illető követelmény teljesítésének fokozott szükségességét jelzi. Sajnos, elég sok olyan tényező van, melyeket objektíven nehéz összemérni (pl. megbízhatóság, vevőkészülékek ára, leendő szervíz nehézségek stb.). Ennek ellenére a táblázat áttanulmányozása jó képet ad arról, milyen nehéz probléma eldönteni, hogy melyik színes televízió rendszer bevezetése a célszerű. A kérdéssel Európa-szerte foglalkoznak, de egyértelmű válasz még nem alakult ki.

IRODALOM

1. *J. W. Wentworth:* Color Television Engineering McGraw Hill Book Co. Inc. 1955.
2. *M. S. Kiver:* Color Television Fundamentals McGraw Hill Book Co. Inc. 1955.
3. *J. Haantjes — K. Teer:* Compatible Colour Television Wireless Engineering. Jan. 1956; Febr. 1956.
4. *K. Teer:* Colour Television Transmission Electrical and Radio. Engineer. Aug. 1957; Sept. 1957.
5. *H. de France:* Le systeme de television en couleurs „séquantiel-simultané". Acta Electronica, Vol. 2. No. 1—2. 1957—58.
6. *R. Chaste—P. Cassagne:* Arbeitsweise und Vorteile des Farbfernsehverfahrens SECAM. Elektronische Rundschau, Sept. 1960.
7. *G. A. Bountry—R. Geneve:* Étude du systeme de television en couleurs „double message". Onde Electrique, Avr. 1957.
8. *P. Billard:* La reproduction des couleurs dans le systeme a „double message". Onde Electrique, Juli 1957.
9. *G. Valensi:* Systems compatibles de television en couleurs I.—II. Ann. Telecomm. Nov; Dec. 1952.
10. *G. Valensi:* Codage optimum pour la television industrielle en couleurs. Acta Electronica, Vol. 2. No. 1—2. 1957—58.

A légnedvesség hatása a polisztirolkondenzátorok kapacitására

KERPÁN ISTVÁN és TÓTH GÉZA
Beloiannisz Híradástechnikai Gyár,
Kondenzátor Laboratórium

ETO 621.319,4.011.4: 678.746.22: 551,571

1. Bevezetés

Kényes felhasználási területeken (hangolt körök, szűrők) a kiváló elektromos tulajdonságokkal rendelkező és viszonylag kisebb költséggel gyártható polisztirolkondenzátorok jórészt kiszorították a csillámkondenzátorokat és alkalmazásuk köre egyre nő. Előnyös sajátosságaik érvényesülése azonban meghatározott klimatikus feltételekhez van kötve. Ez a tény — párosulva a gyártmányaink klímaállóságának és megbízhatóságának állandó fokozása iránti korszerű követelményekkel – szükségessé tette, hogy beható vizsgálat tárgyává tegyük a különböző klímahatások és a polisztirolkondenzátorok elektromos paraméterei közötti összefüggéseket. Az ezekre vonatkozó irodalmi anyag ugyanis hézagos és bizonyos ellentmondásoktól sem mentes.

Ebben a cikkünkben a problémának csak egy vonatkozását, a kapacitás és a légnedvesség összefüggését kívánjuk tárgyalni.

A vizsgálódás alapját elsősorban laboratóriumi kísérletek képezik, melyek eredményei összhangban vannak üzemünk kantoni vizsgáló állomásán természetes körülmények között több év óta folyó megfigyelések adataival.

Azokra az irodalmi forrásokra, melyek a kísérleti adatok fizikai értelmezéséhez a legtöbb segítséget adták, a továbbiakban még hivatkozni fogunk.

Kisérleteinkhez tanácsokat, az anyag megvitatása során pedig kritikai észrevételeket nyújtottak Dr. Istvánffy Edvin professzor és Ludányi József, a BHG Kondenzátor Laboratóriumának vezetője.

2. Az alapvető tapasztalati tények

A polisztirolkondenzátorok kapacitásának megváltozását több tényező okozhatja. Nagyobb hőmérsékletváltozások olyan kondenzátorokon, melyek mesterséges öregítéssel való stabilizálása nem történt meg, akár néhány százalékos kapacitásváltozást is előidézhetnek. A megfelelően öregített kondenzátorok évi kapacitásváltozása akkor, ha a hőmérséklet és a légnedvesség gyakorlatilag állandó, s a viszonyoknak megfelelő egyensúlyi állapot már bekövetkezett, egy ezrelék körül, olykor jóval egy ezrelék alatt mozog, iránya pedig szóródást mutat.

Jó minőségű, stabilizált, burkolatlan polisztirolkondenzátorok adott hőmérséklethez tartozó kapacitásának a megváltozása túlnyomórészt a nedvesség hatásával függ össze.

Ha a relatív légnedvesség (φ) értéke nem emelkedik egy — a kondenzátor minőségétől függő — 75—85% körül fekvő kritikus tartomány fölé, a φ változásai következtében fellépő kapacitásváltozások még szélső esetben is 1% alatt vannak, s túlnyomó részük néhány nap és néhány hét közötti időben következik be.

Ezzel szemben, ha φ értéke a változások során keresztülmegy a kritikus tartományon, az az esetek jelentős részében akár 1—2%-os kapacitásváltozásokat is előidézhet. A változások zöme ilyenkor is néhány nap, legfeljebb néhány hét alatt zajlik le, de már pár óra alatt is felléphetnek több ezrelékes kapacitásváltozások.

Ahhoz, hogy fenti tapasztalati adatoknál részletesebb felvilágosítást nyerhessünk adott feltételek között a kondenzátorok várható viselkedéséről, elemeznünk kell a fizikai viszonyokat és a változások egyes tényezőit.

3. A „térfogati nedvesség" hatása

Az elemzéshez szükséges adatokat az irodalom közli. Elemzésünk jó egyezést mutat azokkal az összefüggésekkel is, melyek méréseink eredményeiből kiértékelhetők.

A polisztirol laboratóriumi hőmérsékleten, huzamosabb ideig 100% relatív nedvességtartalmú térrel érintkezve, maximálisan mintegy 0,7‰ víz felvételére képes. A végállapot gyakorlati eléréséhez szükséges idő egy 10 mm átmérőjű, 30 mm magas (vagyis a vizsgált kondenzátorok mérettartományába eső) tömör polisztirolhenger esetén kb. két-három hónap, ha pedig nem tömör hengerről, hanem kondenzátor tekercsről van szó — a későbbiekben megvilágításra kerülő okok folytán —, ennél jóval rövidebb is lehet.

A polisztirolnak az egyensúlyi állapot elérése utáni relatív víztartalma és a környező levegő relatív nedvességtartalma között — legalábbis abban a hőmérséklettartományban, mellyel zárttéri berendezéseinkben számolnunk kell — lineárisnak vehető az összefüggés:

$$c_v = 7 \cdot 10^{-6} \varphi, \qquad (3.1)$$

c_v-vel jelöltük a víz térfogati koncentrációját a polisztirolban, φ-vel pedig a levegő százalékban kifejezett relatív nedvességtartalmát.

A polisztirol vízfelvevő képessége fentiek szerint rendkívül csekély. Ezzel függ össze, hogy a polisztirolban a víz monomolekuláris eloszlásban van, s szemben a folyadékfázisban levő tiszta vízzel, nem alakulhatnak ki a hidratált vízmolekula-csoportok, melyek a folyékony víz különösen magas, laboratóriumi hőmérsékleten 80 körüli, relatív dielektromos állandóját eredményezik. A polisztirolban monomolekuláris

eloszlásban levő víz dielektromos állandója (ε_2) csupán $30 \cdot \varepsilon_0$ [1]. (ε_0 a vákuum dielektromos állandója, értéke MKSA rendszerben $\frac{1}{36\pi \cdot 10^9} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$).

Legyen egy polisztirol dielektrikumú síkkondenzátor fegyverzetének a felülete A_1, a dielektrikum vastagsága v, a polisztirol dielektromos állandója pedig ε_1 — ami a minket érdeklő hőmérséklet és frekvencia értékek mellett $2{,}56 \cdot \varepsilon_0$.

A vizet felvett polisztirol inhomogén dielektrikum, melyet a kapacitás szempontjából párhuzamos modellel helyettesíthetünk. A C_1 kapacitású száraz polisztirolkondenzátorral parallel kapcsoltnak képzelt C_2 kapacitású vízdielektrikumú kondenzátor felülete A_2, dielektromos állandója ε_2, melynek értéke — a monomolekuláris vízről mondottaknak megfelelően — $30 \cdot \varepsilon_0$.

A két párhuzamosan kapcsolódó kondenzátor fegyverzet felületeinek a viszonyát, ha mindkét „dielektrikum" v vastagságú, a víz térfogati koncentrációja megadja:

$$\frac{A_2}{A_1} = c_v \tag{3.2}$$

Felhasználva (3.1)-et:

$$\frac{A_2}{A_1} = 7 \cdot 10^{-6} \cdot \varphi \tag{3.3}$$

A kapacitások:

$$C_1 = \varepsilon_1 \frac{A_1}{v} \tag{3.4}$$

$$C_2 = \varepsilon_2 \frac{A_2}{v} = \varepsilon_2 \frac{A_1}{v} 7 \cdot 10^{-6} \varphi \tag{3.5}$$

Utóbbiból:

$$\Delta C_2 = \varepsilon_2 \frac{A_1}{v} 7 \cdot 10^{-6} \Delta\varphi \tag{3.6}$$

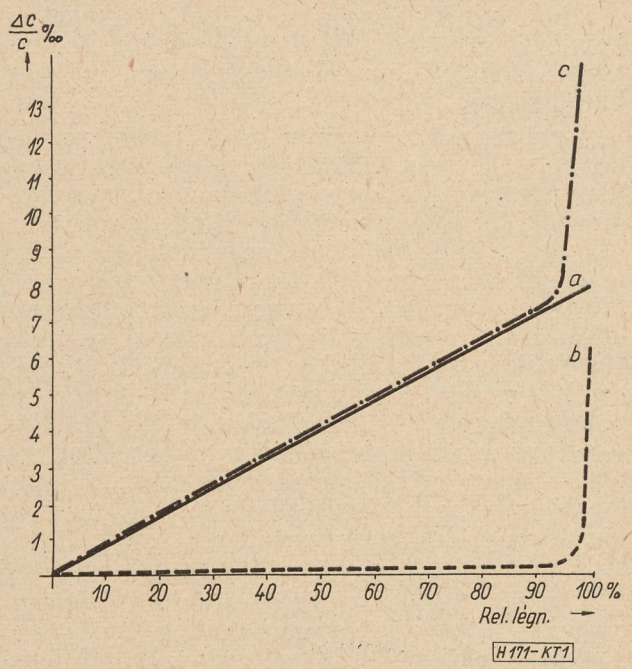
A relatív (az össz-kapacitáshoz — C — viszonyított) kapacitásváltozás, mely a polisztirol *térfogati* nedvességének változása miatt a megváltozott φ értékhez tartozó egyensúlyi állapot elérése után bekövetkezik:

$$\frac{\Delta C_t}{C} = \frac{\Delta C_2}{C_1 + C_2} \cong \frac{\Delta C_2}{C_1} = \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} 7 \cdot 10^{-6} \Delta\varphi \cong$$

$$\cong 8 \cdot 10^{-5} \Delta\varphi \tag{3.7}$$

A (3.7) összefüggést az 1. ábra „*a*" egyenese ábrázolja. Eszerint φ szélső határok közötti változása a *térfogati nedvesség hatásán* keresztül 8‰-es kapacitásváltozást eredményez.

Az, hogy φ megváltozása nyomán milyen időfüggvény szerint megy végbe a kapacitásváltozás, függ a nedvesség behatolási sebességétől. Ez kondenzátortekercsek esetén, a következő okok folytán lehet lényegesen nagyobb, mint tömör polisztirolrúdnál: A tekercsbe behatoló nedvesség axiális irányban jelentős csatornákat találhat — különösen a kivezetők felülete mentén. Radiális irányban a külső



1. ábra. A száraz kondenzátor kapacitásváltozása a relatív légnedvesség függvényében az egyensúlyi állapot elérése után akkor, ha a légrés 0—0,2 μ között lineárisan változik, és a légrések szennyezettségének hatásától eltekintünk. A térfogati nedvesség hatását az *a*, a légrésnedvesség hatását a *b*, a nedvesség következtében fellépő összes kapacitásváltozást a *c* görbe tünteti fel. E görbék számított értékek alapján készültek

héj és a mag között (ezek vastagsága kb. 0,5 mm) a vékony polisztirol rétegek és a lukacsos alumíniumfólia rétegek követik egymást. (Az 5μ-os alumíniumfólia lyukacsossága áteső fényben szabad szemmel is jól látható). A rétegek között légrések vannak, melyek különösen nagy szerepet játszhatnak a nedvességnek a rétegek határfelülete mentén való szállításában. Mindezek a tényezők akár néhány napra is lerövidíthetik azt az időt, amely alatt a polisztirol térfogati nedvességtartalma erősen megközelíti az adott φ-hez tartozó végállapotot. Más esetekben viszont — mint már említettük — több hétre lehet szükség ehhez, a tekercs tömörségétől, méreteitől és φ megváltozásának a nagyságától függően.

Ha a relatív légnedvesség periodikusan változik, a változások frekvenciájától és amplitudójától függ, mennyire követi azt egy adott kondenzátor kapacitása.

4. A „légrésnedvesség" hatása

Nagyszámú burkolatlan önhordó polisztirolkondenzátorral végrehajtott méréssorozataink azt mutatták, hogy φ említett kritikus körzete felett a relatív légnedvesség változása nyomán fellépő kapacitásváltozások rendszerint nagyobbak, olykor sokkal nagyobbak, annál mint amekkorát a térfogati nedvességváltozás meghatároz. Ez a „többlet kapacitás-növekedés" átlagosan 4—5‰-tesz ki.

Kimutatjuk, hogy ebben döntő szerepet a kondenzátor *légrései játszanak, melyekbe víz csapódhat le*, illetve folyadékfázisban levő víz hatolhat be.

A polisztirolkondenzátor-tekercsek impregnálásának, illetve a hőkezeléskor fellépő zsugorodásának következtében beálló kapacitásnövekedéséből (mely kísérletek Istvánffy professzor irányításával folytak le) megállapítható volt: a lehető szorosan és gyűrődésmentesen, kellő szilárdságú magra tekercselt és megfelelően hőkezelt önhordó polisztirolkondenzátoroknál statisztikus középértékként 0,2 μ körüli átlagos légrésmérettel számolhatunk. Ez a légrés a polisztirol rétegek két oldalán oszlik el. Így — a továbbiakban megvilágításra kerülő okokból — fenti érték felére, tehát kb. 0,1 μ-ra tehetjük azt az átlagos légrésméretet, mely a víz lecsapódása szempontjából szerepet játszik.

A mondottaknak megfelelően tekintsünk egy olyan — viszonylagos egyszerűsége mellett a valóságos körülményeket elég jól megközelítő — modellt, melynél a vízlecsapódás szempontjából szerepet játszó v_2 légrésvastagság a fegyverzetek között az „a" szélességű „A" fegyverzet felület „l" hossza mentén 0 és 0,2 mikron között lineárisan változik:

$$v_2 = \frac{v_{2\max}}{l} x \qquad (4.1)$$

(ahol x a $v_2 = 0$ egyenestől mért távolság l mentén).

A felület dx hosszúságú elemi darabja mentén a légrés nélküli polisztirol kapacitás:

$$dC_1 = \varepsilon_1 \frac{a\,dx}{v_1} \qquad (4.2)$$

(v_1 a polisztirol dielektrikum vastagsága, ami esetünkben legyen 40μ — ez felel meg 250 V névleges feszültségű kondenzátornak, melyeket elsősorban vizsgáltunk).

Az elemi levegőréteg-kapacitás — figyelembe véve, hogy v_2 a dx elemi szakaszon állandónak tekinthető —:

$$dC_0 = \varepsilon_0 \frac{a\,dx}{v_2} = \varepsilon_0 \frac{l\,a\,dx}{x\,v_{2\max}} \qquad (4.3)$$

A dC_1 és dC_0 soros kapacitások eredője, ha a légrést mindenütt valóban levegő tölti ki:

$$dC_{el} = \frac{dC_1\,dC_0}{dC_1 + dC_0} = \frac{l \cdot \varepsilon_1 \cdot \varepsilon_0\,a\,dx}{v_{2\max}\varepsilon_1 x + \varepsilon_0 \cdot v_1 \cdot l} \qquad (4.4)$$

A légrésnek *vízzel való megtelése* után a dx szakaszra eső elemi *eredő* kapacitást — tekintve a légrés relatív kis méretét és a víz nagy dielektromos állandóját — úgy vehetjük, hogy:

$$dC_{ev} \cong dC_1 \qquad (4.5)$$

Az elemi szakaszra eső kapacitásnövekmény, $v_{2\max}\,\varepsilon_1 \ll v_1\,\varepsilon_0$ és $x \leqq l$ figyelembevételével:

$$d\Delta C_1 = dC_{ev} - dC_{el} = C_1 \frac{\varepsilon_1 v_{2\,\max}}{\varepsilon_0 v_1 l^2} x\,dx \qquad (4.6)$$

A párhuzamosan kapcsolódó elemi kapacitásnövekményeket összegezve megkapjuk a teljes kapacitásnövekményt:

$$\Delta C_l = C_1 \frac{\varepsilon_1 v_{2\max}}{\varepsilon_0 v_1 l^2} \int_0^l x\,d_x = C_1 \frac{\varepsilon_1 v_{2\max}}{2\,\varepsilon_0 v_1} \qquad (4.7)$$

A relatív kapacitásnövekmény, felhasználva, hogy $v_{2\max} = 2 \cdot v_{2átl}$:

$$\frac{\Delta C_l}{C_1} = \frac{\varepsilon_1 v_{2átl.}}{\varepsilon_0 v_1} \qquad (4.8)$$

A (4.8) kifejezés értéke példánk adataival $6 \cdot 10^{-3}$

Tehát egy átlagosnak vehető légrésmérettel és légréseloszlással rendelkező, 250 V névleges feszültségű polisztirolkondenzátor kapacitása a légrésekben történő vízlecsapódás következtében 6 ezrelékkel nő meg. Ez az eredményünk jól egyezik a mérési adatok szerinti, átlagosan 4—5 ezrelékes többlet-kapacitásnövekedéssel, tekintve, hogy egy egyszerűsített modellből indultunk ki.

A légrésméretek és a légréseloszlás egyedi szórásai pedig magyarázatot adhatnak a szóban forgó többlet-kapcitásnövekedés szórásaira és szélsőséges értékeire is.

Felmerül azonban a kérdés: hogyan csapódhat le víz a kondenzátortekercs légréseiben?

A vízgőznek a tekercsbe való behatolása útjairól már szólottunk. Kiegészítésül megjegyezzük még, hogy a polisztirolnak számottevő vízgőz áteresztő képessége van. (Egy 80 μ-os polisztirolfólia vízgőzáteresztő képessége 38 C°-on, $\varphi = 95\%$ mellett 60 g/m²/24 ó ASTM-D-88851T specifikációja szerint [3].

Eszerint a külső térben és a légrésben a vízgőz parciális nyomása kiegyenlítődhet. Egy, a légrésméretek által meghatározott parciális vízgőznyomásnál — *mely kevesebb is lehet, mint a 100% relatív légnedvességhez tartozó érték* — a légrésben megindul a kondenzáció. E jelenség a fizikában mint *kapillárkondenzáció* ismeretes. [4].

A kapillárkondenzációnak az is feltétele, hogy a légrésben hidrofil felület álljon rendelkezésre. Mint egyszerű nedvesítési próbákkal megállapítható, a kondenzátor fegyverzetként felhasznált alumíniumfóliának legalábbis az egyik — a matt — oldalán a hidrofil felület meg is található. A fólia fényes oldala, ha utólagosan nem szennyeződik, hidrofób — ennek következményére voltunk tekintettel, amikor csak a légrések felének vízzel való megtelését tételeztük fel modellünkben. Érdemes megemlíteni még, hogy bár a polisztirol hidrofób tulajdonságú, már csekély felületi szennyezések is hidrofil réteget képezhetnek rajta.

Ily módon a víz légrésben történő lecsapódásának minden előfeltétele (diffúziós csatornák, hidrofil felületek) megvan. A légrésben történő víz lecsapódás pedig magyarázatot ad a „többlet-kapacitásnövekedésre".

Megadjuk, hogy a levegő relatív nedvességtartalmának (φ%) adott értékei mellett maximálisan mekkora átmérőjű (d mikron) kapillárisban indul meg a kapillárkondenzáció:

1. táblázat

φ	80	90	95	97	98	99	99,9
d	0,0097	0,0205	0,0438	0,0706	0,1066	0,2150	2,154

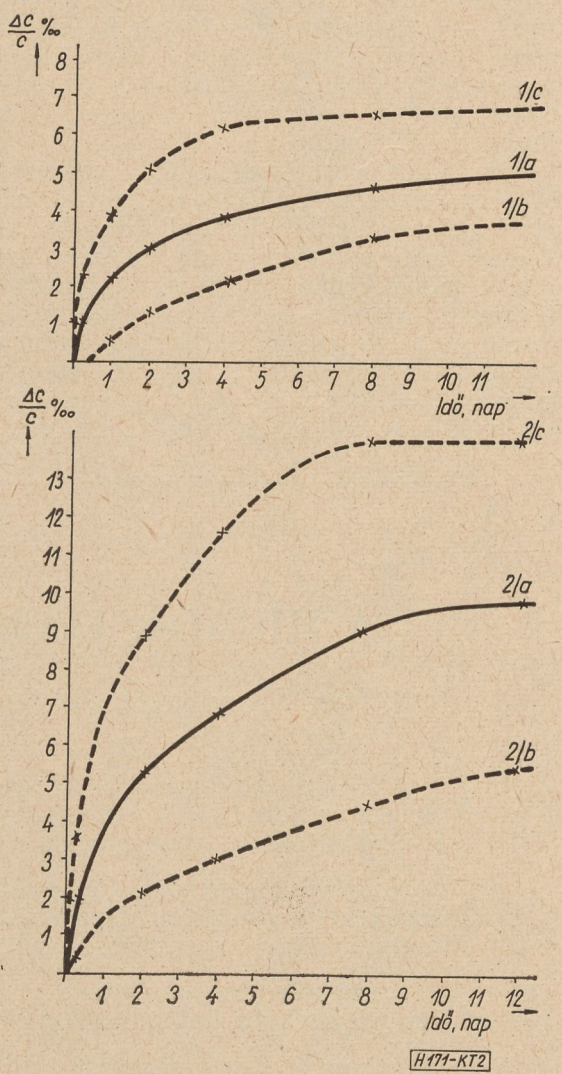
Ezek a körkeresztmetszetű csatornákra vonatkozó adatok — figyelembe véve a kondenzátorok légréseit határoló felületek egyenetlenségeit, gyűrődéseit, a vastagság változását a felület mentén — tájékoztatást nyújtanak a mi esetünkre is. Ki kívánjuk azonban emelni, hogy a légrésekben esetleg meglevő, *vízoldható szennyeződések* lejjebb szállíthatják φ azon kritikus értékét, melynél adott geometriájú légrésben a víz lecsapódás megindul.

Ha a légrésben ilyen szennyezések nincsenek, szem előtt tartva az „átlagos viselkedésű" kondenzátort reprezentáló már megvizsgált modellt $\left(v_2 = \frac{V_{2\max}}{l}\, x,\ v_{2\max} = 0{,}2\ \mu\right)$ az 1. táblázat és a (4.8) összefüggés segítségével kiszámíthatjuk, hogy φ különböző értékeinél az egyensúlyi állapotban mennyivel válik nagyobbá a kondenzátor kapacitása a „száraz" kondenzátoréhoz képest a *légrésnedvesség* következtében. A számítás eredményeit az 1. ábra *b* görbéjével adjuk meg. Ebből látható, hogy φ-nek a változása az alatt a 75—85% körül levő kritikus körzet alatt, melyről a 2. pontban tapasztalati adatok alapján említést tettünk, csak a térfogati nedvességen keresztül okoz gyakorlatilag számottevő kapacitásváltozást, a légrésnedvességen keresztül nem. *A kritikus φ-körzet fölött viszont éppen a légrésnedvességgel összefüggésben léphetnek fel ugrásszerű kapacitásváltozások. A szennyezések a kritikus tartományt eltolhatják az alacsonyabb értékek felé*, s ennek megfelelően módosíthatják a szóban forgó görbe menetét (a görbe könyöke balra tolódhat, menete a könyökben lankásabb lehet).

A légrésnedvesség okozta kapacitásváltozások viszonylag gyorsan végbemehetnek. Az ebben szerepet játszó vízmennyiség általában a térfogati nedvességgel azonos nagyságrendű. A folyamat sebességét csak a légrés és a külső tér közti gőzdiffúzió sebessége határozza meg, és elesik az az idő, ami a polisztirol dielektrikumrétegekbe való diffúzióhoz szükséges. A légrésnedvességgel összefüggő kapacitásváltozások zöme ennek megfelelően, az esetek nagy részében néhány nap alatt végbemegy, olykor pedig már pár óra alatt is több ezrelékes kapacitásváltozások zajlanak le.

A nedvesség okozta kapacitásváltozások időbeli lefolyásáról φ két különböző értéke mellett a 2. ábra szemléletes képet nyújt. Ez — bár egy-egy konkrét méréssorozat eredményeit tartalmazza, s különböző méréssorozatoknál eltérő eredmények adódhatnak a kondenzátorok viselkedésének nagy szórása miatt — alkalmas a „ΔC-t" összefüggések (t az idő) jellegének érzékeltetésére. A 2. ábra 1/*b* görbéje menetének meghatározásában a térfogati nedvesség hatásának, 2/*c* görbéje menetének meghatározásában pedig a légrésnedvességnek tulajdoníthatunk domináló szerepet. Megfontolásainkkal összhangban előbbi kevésbé meredek „ΔC-t" görbét produkált, mint utóbbi.

Végül megemlítjük, hogy mind a térfogati nedvesség okozta kapacitásváltozás (ΔC_t), mind



2. ábra. 250 V névleges feszültségű, 1 nF-os, huzalkivezetéses polisztirolkondenzátorok kapacitásváltozása akkor, ha a környezet relatív nedvességtartalma 45%-ról 83%-ra (1/*a*—*c* görbék), ill. 98,5 %-ra (2/*a*—*c* görbék) nő meg (hőmérséklet 25+2 C°). Az átlagértékeknek megfelelő görbéket *a*-val, a legkisebb, ill. legnagyobb változást mutató kondenzátorok kapacitását megadó görbéket *b*-vel, ill. *c*-vel jelöltük

pedig a légrésnedvesség okozta kapacitásváltozás (ΔC_l) reverzibilisnek tekinthető *abban az értelemben*, hogy miután φ növekedése kapacitásnövekedést idézett elő, φ csökkenése után csökkenni fog a kapacitás is. Minden esetre számolnunk kell azzal, hogy a $C—\varphi$ görbe hiszterézis hurokkal rendelkezik. A hurok által bezárt terület döntő mértékben függ a $\varphi—t$ összefüggéstől. Ha φ változásának periódusideje nagy (pl. néhány hónap) a hiszterézis terület elenyészően kicsivé válhat.

5. Néhány gyakorlati szempont

Mint azt a korszerű katalógusok is egyre inkább tükrözik, a polisztirolkondenzátorok elektromos paraméterei és a klimatikus hatások között sokoldalú és feltétlenül mérlegelendő kapcsolat van. Ennek egy fontos vonatkozásáról — a kapacitás és a relatív légnedvesség kapcsolatáról — a tárgyalt összefüggések és (adott típusok esetén) az 1. és 2. ábrák megfelelő gyakorlati tájékoztatást nyújthatnak. Alkalmazásukhoz néhány szempontra szeretnénk még felhívni a figyelmet.

a) A kondenzátor viselkedése szempontjából természetesen a kondenzátor közvetlen környezetének a „mikroklímája" a döntő. Ennek jellemzői számos tényező (a berendezés üzemközbeni felmelegedése stb.) miatt lényegesen eltérhetnek a egész berendezés tágabb környezetének a klímajellemzőitől. Tegyük fel például, hogy a helyiségben, melyben berendezésünk van, $t = 20$ C°, $\varphi = 55\%$, s hasonlóak a viszonyok a berendezésen belül is az üzembehelyezés előtt. Ha az üzemelés megindul és a kondenzátorok környezete 60 C°-ra felmelegszik, csupán ennek hatására 7 % alá csökkenhet le a „mikroklíma" relatív légnedvessége.

b) Az előbbi példához hasonló jelenség burába zárt kondenzátor esetén is előfordulhat akkor, ha a bura térfogata a kondenzátor térfogatához képest túl nagy, és nem érvényesülhet a nedvességet tartalmazó bezárt anyagok pufferhatása a relatív légnedvesség vonatkozásában. A viszonyok mérlegelésekor figyelembe kell venni a bura légterének, a polisztirolnak és az egyéb, burában levő anyagoknak a vízkoncentrációit és térfogati arányait.

c) Alkatrészek védőburkolattal való ellátásában egyre nagyobb szerepet kapnak a műanyagok. Alkalmazásukkor nem hanyagolhatók el ezek vízgőz diffúziós sajátosságai. Ez különösen az olyan esetekre vonatkozik, amikor nem csupán a burán kívüli tér gyorsan lezajló változásai hatásának a csillapítása, hanem például egy, a burkolaton fellépő nagyobb φ — gradiensnek huzamos ideig (esetleg évekig) való fenntartása is kívánatos.

IRODALOM

1. *H. Veith:* Einfluss der Feuchte auf die elektrischen Kenngrössen von Kondensatoren (NTZ 1960. 11.)
2. *G. I. Szkanavi:* A dielektrikumok fizikája. (Akadémiai Kiadó 1953)
3. Etude sur le film de polystyrene. (Emballage-section technique. Vol. 184. No11/12. 1959.)
4. *A. V. Likov:* A szárítás elmélete. (Nehézipari Kiadó 1952).

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

IPARÁGI HÍREK

Háromhullámsávos tranzisztoros táskarádió

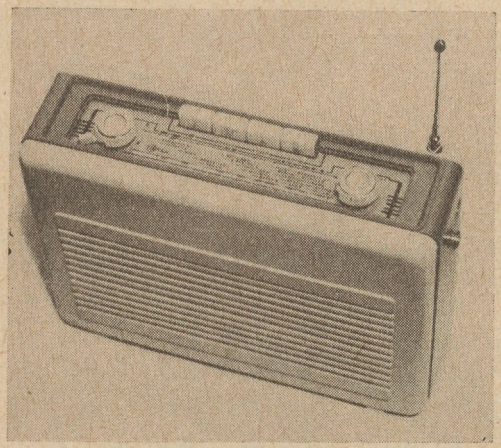
Típusszám: 1042

A készülék konstruktőrei:

VARGA MIHÁLY és RÁCZ OTTÓ
mérnökök

A kéthullámsávos tranzisztoros táskarádió után a Telefongyár kifejlesztette és gyártja a rövidhullámú sáv vételére is alkalmas háromsávos készüléket. A készülék rövid-, közép- és hosszúhullámú, ill. két rövid- és középhullámú kivitelben készül.

A készülék méretei a kétsávosét nem haladják meg. A formaképzésnél, és a dobozkonstrukció kialakításánál, a műanyag felhasználás nyújtotta lehetőségeket messzemenően kihasználták (1. ábra).



1. ábra

A műanyagból készült három részre osztott doboz középrésze a fedőlapokkal előnyös harmóniát képez, és egészében kellő szilárdsággal rendelkezik. A rácsozat, a szilárd kiképzés folytán a fellépő mechanikai behatásoknak jól ellenáll.

A készülék kezelőgombjai és az áttekinthető egyenes skála a doboz felső lapján helyezkednek el. A telepek behelyezéséhez és cseréléséhez az elveszíthetetlen csavarokkal rögzített dobozhátlapot kell lecsavarozni. A készülék kézben — vagy vállon való hordozásához alkalmas fogantyúval van ellátva.

A közép- és hosszúhullámú vételre $\varnothing 10 \times 220$ mm-es ferritantenna, a rövidhullámú vételre kb. 800 mm hosszú teleszkópantenna szolgál. Külső antenna és földvezeték csatlakoztatására és ezzel a vételkészség növelésére, antenna- és földcsatlakozó nyújt lehetőséget (2. ábra).

A vett állomás jele a *T1* keverőtranzisztor bázisára jut. Ez a tranzisztor a szokásos additív keverőkapcsolásban dolgozik. Az oszcillátor feszültséget a *T1* kollektorköre állítja elő, amely egy csatoló tekercsen át jut az említett körbe. Az így nyert 455 kHz-es középfrekvencia, az egykörös sávszűrőkkel rendelkező *T2*, illetve *T3* tranzisztorok bázisára jut. A csatolást és illesztést a sávszűrők hangolatlan szekunder tekercsei végzik.

A kétfokozatú *Kf* erősítő neutralizálást nem tartalmaz, azonban az alkalmazott áramköri megoldás, az elérhetőnél valamivel kisebb erősítéssel, biztosítja a fokozatok kifogástalan stabilitását.

A felerősített középfrekvenciás jelet a *D2* germánium dióda egyenirányítja. Az egyenirányításnál fellépő egyenfeszültséget a *T2* bázisára visszavezetve a kapcsolás önműködő erősítésszabályozásra használja fel.

Egészen nagy jelek esetén a szabályozás hatásosságát, a *T1* kollektor körét csillapító *D1* dióda fokozza. Ez a dióda az alapérzékenység 100—200-szorosát meghaladó jelszinteknél hatásos.

A hangfrekvenciás jel kétfokozatú erősítés után (*T4*, *T5*) a fázisfordító transzformátoron keresztül a *T6* és *T7* végtranzisztor bázisára jut. A két végtranzisztor a szükséges kimenő impedancia elérése céljából soros- ellenütemű kapcsolásban dolgozik. Ennek következtében a két tranzisztor a tápfeszültségre vonatkoztatva $U_t = 9$ V, fél feszültséget kap.

Az alacsony kollektorfeszültség lehetővé tette a munkapont stabilizáló NTC ellenállás elhagyását. A fokozat így is kb. 45 C°-ig, jó stabilitást mutat.

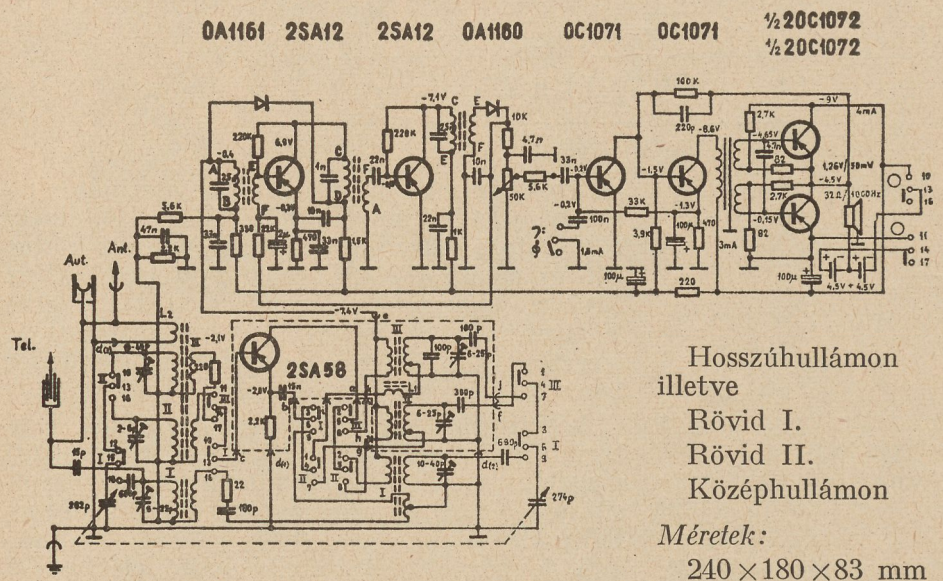
Az első és második fokozat egyenáramú csatolása, továbbá a kimenőtranszformátor elhagyása, nagyfokú negatív visszacsatolás alkalmazását teszi lehetővé (15—20 dB). Így a fokozatok kis torzítás menettel, kifogástalan stabilitással rendelkeznek. A végfokozat teljes kivezetésénél kb. 75%-os hatásfokkal dolgozik.

A készülék mechanikai felépítését a sorozatgyártás követelményeinek figyelembevételével a könnyű szerelhetőség és áttekinthetőség biztosításával alakították ki.

Az áramköri rész három egységre van osztva. Ennek megfelelően a nagyfrekvenciás, közép- és hangfrekvenciás rész külön egységet képez, amelyek egymástól függetlenül szerelhetők és vizsgálhatók. A három egységet egy célszerűen kialakított váz foglalja egybe.

A nyomógombos hullámváltókapcsoló közvetlenül a nyomtatott huzalozásba van beiktatva.

A nagyfrekvenciás egységhez tartozó keverőtranzisztor és áramköri elemek (tekercsek, trimmerek, kondenzátorok, és ellenállások) a hul-



2. ábra

lámváltóra vannak szerelve, és az egység átvezetőin keresztül, szintén a megfelelő nyomtatott huzalozású pontba csatlakoznak. Ez az elrendezés a keverőtranzisztor számára különösen rövid vezetékezést biztosít.

A két nagyobb egység (közép és hangfrekvenciás) nyomtatott huzalozása a hátlap mögött helyezkedik el, s ezáltal a legszükségesebb mérések a szerelvény kiépítése nélkül elvégezhetők. Az egységek a rajtuk levő elemekkel együtt szükség esetén könnyen cserélhetők. A telepek a doboz alján, könnyen kiemelhető tokban helyezkednek el, amelyek kivitele a telepek elkülönítését biztosítja. A gazdaságos technológia biztosítása érdekében a készülék belső szerelvénye is tartalmaz fröccsölt műanyag alkatrészeket.

A nagysorozatgyártású hullámváltó 20 000 működtetés mellett 25 mohm maximális átmeneti ellenállást biztosít.

Műszaki adatok

Hullámsávok:
Rövid, közép hosszú
Rövid I., rövid II., közép

Frekvencia határok:

Rövidhullámon	5,9—	12,3	MHz
Középhullámon	520 —	1620	kHz
Hosszúhullámon	150 —	310	kHz

illetve

Rövid I.	9,0—	18,0	MHz
Rövid II.	3,2—	9,0	MHz
Középhullámon	520 —	1620	kHz

Méretek:
240×180×83 mm

Súly, telep nélkül:
1,77 kg

Súly, teleppel:
2 kg

Rezgőkörök száma:
5, ebből 3 fixen hangolt

Tranzisztorok:
1 db 2SA 58
2 db 2SA 12
2 db OC 1071
1 pár OC 1072

Diódák:
1 db OA 1160
1 db OA 1161

Tápfeszültség:
9 V

Áramfelvétel vezérlés nélkül: 13 mA
300 mW-ra vezérelve: 60 mA
Középfrekvencia: 455 kHz

Érzékenység:

Rövidhullámon	<	50 μV
Rövid I. és rövid II.	<	50 μV
Középhullámon	<	300 μV/m
Hosszúhullámon	<	700 μV/m

KÖNYVISMERTETÉS

I. B. Levityin: **Infravörös sugárzástechnika;** Műszaki Könyvkiadó, 1962; ára 11,— Ft.

Az infravörös sugárzástechnikával foglalkozó szakkönyvek száma rohamos emelkedést mutatott az utóbbi évtizedben és rohamosan emelkedik ma is. A szakkönyvek nagy száma mutatja, hogy az infravörös sugárzástechnika alkalmazási területe szinte korlátlan. Mivel a szakembereknek nem áll módjukban az egész szakirodalom áttanulmányozása, szükséges volt egy olyan mű megírása, amely minden szakember számára átfogó képet ad az egész infravörös technikáról és annak felhasználásáról. Ennek a feladatnak tesz eleget Levityin könyve. Népszerű formában tárgyalja az infravörös sugárzástechnikán alapuló berendezéseket, ismerteti az általános megoldásokat és lehetőségeket. Foglalkozik az infravörös sugárzás mibenlétével, fizikájával, a sugárforrásokkal, valamint az infravörös sugárzás vevőivel. Ismerteti alkalmazását tudományos, gyógyászati, ipari és katonai célokra. A könyvet, amely az „Új technika" sorozatban, 132 oldal terjedelemben jelent meg, irodalomjegyzék és 60 ábra egészíti ki. *ifj. B. P.*

A. V. Asztafjev: **A klíma hatása híradástechnikai készülékekre**; Műszaki Könyvkiadó, 1962; ára 23,— Ft.

A könyv a híradástechnikai berendezések megbízhatóságát, üzembiztosságát tárgyalja, kapcsolatban az éghajlat és környezet hatásával.

Az első részben a környező közeg leírása található. A közölt technikai klímatérkép a szubtrópusi zónát is megkülönbözteti, szemben a később elfogadott KGST klímafelosztással. A szerző tehát ugyanazt a nézetet képviseli e tekintetben, amit a magyar híradástechnikai iparág. A második rész a környező közegnek a híradástechnikai anyagokra és alkatrészekre gyakorolt hatását írja le. Bár a HIKI által szerkesztett „Klimatizáció" (1959) számos részterület feldolgozásában részletesebb és igényesebb, mégis a hibák elemzése és a megbízhatóság korszerű tárgyalása terén Asztafjev műve újat és hasznosat hozott a magyar nyelvű szakirodalomban. A harmadik részben az éghajlati viszonyok hatásának ellenálló berendezések tervezésével kapcsolatos kérdéseket és a megbízhatósági számítások módszertani kérdéseit tárgyalja a szerző.

A magyar kiadás — pótolva az eredeti mű hiányosságát — kiegészítette a könyvet a klímaállóság vizsgálatát tárgyaló fejezettel (Schmidt János, BHG). Ez a fejezet a „Klimatizáció" megjelenése óta ismertté vált nemzetközi módszerek feldolgozásával módot nyújt az olvasónak arra, hogy lépést tartson ez e téren bekövetkezett fejlődéssel. (sz—)

Dr. Frigyes Andor szerkesztésében megjelent a **Műszaki Értelmező Szótár** 19. kötete, az *Irányítástechnika* („Terra" Budapest, 1962. 135. old.; kemény vászon kötésben; 35,— Ft).

A Műszaki Értelmező Szótár 2. Általános elektrotechnika (1958.), 5. Villamos gépek (1959.), 16. Finommechanika, optika (1961.) kötete után ez a negyedik, amely értékes segédeszköze mindazoknak, akik a híradástechnikai szakirodalommal — akár mint szerzők vagy fordítók, szakértők vagy lektorok, akár mint olvasók szoros kapcsolatba kerülnek. Hathatós segítséget nyújt a pedagógusoknak is a szakmai szabatosság, a világos és tömör értelmezés és nem utolsó sorban a magyar műszaki nyelv tisztaságának megőrzésében.

Az ismert nevű szerkesztő és munkatársai a kötet összeállításával kiváló munkát végeztek. Természetesen nem tűzhették ki célul mindannak a nagyszámú kifejezésnek a feldolgozását, amely az automatizálás műszaki alkalmazásával kapcsolatban előfordulhat. Ezért elsősorban a szabályozástechnikai, a villamosvezérléstechnikai kifejezéseket, valamint az analóg és digitális számológépekkel kapcsolatos kifejezéseket határozzák meg.

A szótár — akárcsak az előző kötetekben — a címszó után zárójelben közli az egyenértékű ún. másodkifejezéseket is és felhívja a figyelmet — ahol az szükséges — a már elterjedt helytelen kifejezésekre. A szótár használhatóságát nagyban fokozza és kiterjeszti az, hogy minden értelmezett címszónak megadja az angol, a német és az orosz nyelvű egyenértékű kifejezését.

Előkészítés alatt állanak a Műszaki Értelmező Szótár további kötetei is, amelyek között ott van a „Híradástechnika" is. (sz—)

I. Sziforov: **Ultranagyfrekvenciás vevőkészülékek** Műszaki Könyvkiadó, 1962; ára 88,— Ft.

A rádiótechnika fejlődésével egyre nőtt az alkalmazott rezgések frekvenciája és ma már széles körben elterjedtek a 30 MHz-nél nagyobb frekvencián dolgozó berendezések is. (Ezeket az orosznyelvű szakirodalom az ultranagygfrekvenciás, rövidítve: UNF készülékek körébe sorolja.) Sziforov vezetésével a Szovjetunió neves tudósai által e téren folytatott kutatómunka eredményeit tárja a magyar szakmai körök elé a könyv most megjelent fordítása. Részletesen tárgyalja az elektroncsövek viselkedését az ultranagyfrekvenciákon, az UNF-ju rezgőköröket, az áramkörök és elektroncsövek zajjelenségeit, az UNF-s erősítőket, az impulzusalakú jelek és zajok áthaladását lineáris négypólusokon, az UNF-s vevők keverő fokozatait, a demodulátorokat és videoerősítőket, a jel/zaj viszonyt az UNF-s vevőkben, a lokátorvevőket, az impulzusmodulációs és frekvenciamodulációs rendszerű vevőket, TV vevőket, szuperregeneratív vevőket, az automatikus erősítés-, és frekvenciaszabályozást, az információelmélet néhány kérdését, és megismerteti az olvasót az UNF-s vevők tervezésének módjával. — Ez a könyv nagy segítséget nyújt az e témakörben műszaki fejlesztési kérdésekkel foglalkozó mérnököknek, a műszaki egyetemek hallgatóinak, valamint a hadihíradás szakembereinek is. — A kötet szép kiállításban, egészvászon kötésben, 495 oldal terjedelemben, 398 ábrával jelent meg. (sz—)

W. Reichardt: **Physikalische Grundlagen der Elektroakustik.** Kiadó: B. G. Teubner, Leipzig, 1961. 150 oldal, 110 ábra.

W. Reichardt professzor nevét az akusztikusok jól ismerik, több kiadást megért könyve, a „Die Grundlagen der Elektroakustik" sikere következtében. Ez az újabb, rövidebb, az alapok megvilágítását szolgáló könyv hasonló sikerre számíthat.

A mű 7 fejezetből áll: 1. Az elektroakusztika problematikája, — 2. Az elektromechanikai analógiák. — 3. A hangtér. — 4. A hangtér és a rezgő test kapcsolata. — 5. mélyreflexdoboz. — 6. Elektromechanikai átalakítók. — 7. Hangátalakítók.

A munka elsősorban azoknak a mérnököknek és fizikusoknak szól, akik az elektroakusztika elméletével már megismerkedtek, mindezek ellenére azonban nem elméleti jellegű könyv.

A szövegezés, valamint az ábrák gondos előkészítő munkáról tesznek tanúbizonyságot. A könyv egyes részei közül különösen a 2. fejezetet kell kiemelnünk, az elektromos — mechanikai analógiák tárgyalása, az analógiák alkalmazásánál mutatkozó nehézségek felsorolása, a nehézségek megkerülésének módja szellemes és gyakorlatias.

Hasonlóan érdekes a 6. fejezet is, bár a közölt összefüggéseket csak meglehetősen nagy közelítéssel tekinthetjük érvényesnek. A tárgyalásmód azonban ennek ellenére eléggé pontos ahhoz, hogy a kialakuló viszonyokat különösebb matematikai apparátus nélkül áttekinthessük.

Sajnos, a szerző itt is — mint ahogy főművében általában — sok szokatlan jelölést, és a német szakirodalomban egyébként használatos kifejezések helyett több szokatlan kifejezést használ (pl.: Mitgang, Standwert, Raumsteife stb.). Ezenkívül megemlítendő, hogy a könyvben több hibás, illetőleg félreérthető megjegyzést is találhatunk. Pl. a 37. oldalon megjegyzi, hogy a Gauss-féle eloszlásfüggvény kielégíti a hullámegyenletet. Igaz ugyan, hogy az elemi megoldásként valóban fennáll, azonban ezt a szóbajövő határfeltételekkel fizikailag nem realizálhatjuk. Az 59. oldalon a szerző sík- és gömbhullám elsugárzásáról ír. Az olvasót az ilyen megnevezés könnyen megzavarhatja, mivel a szerző nem jelenti ki világosan, hogy a síkhullám olyan matematikai fikció, amely a valóságban sohasem jön létre, így tehát nincs olyan sugárzó sem, amely síkhullámot sugároz. Hasonlóan értelemzavaró a 67. oldalon a sugárzók 0. és 1. rendű gömbhullámsugárzóként történő csoportosítása, amely sajnos, általában elterjedt. Ugyanígy nem lehet egyetérteni azzal, hogy káros jelenségnek kell tekintenünk azt, hogy a hangsugárzók membránja nem merev, hanem parciális rezgéseket végez (111. old.), hiszen ha ez nem így lenne, fizikai lehetetlenség lenne egymembrános szélessávú hangsugárzót előállítani. *H. D.*

III. Országos Automatizálási Konferencia

1962. június 18—23.

A III. Országos Automatizálási Konferenciát a Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesület a MTESZ-hez tartozó kilenc más egyesület, köztük a Híradástechnikai Tudományos Egyesület bevonásával rendezte meg. A Konferencia képet adott arról a nagy fejlődésről, mely az 1955-ben megrendezett I. Országos Automatizálási Konferencia óta hazánkban végbement.

A Konferencia és az automatizálás ügye iránti érdeklődés nagyságára jellemző, hogy a Konferencia 900 részvevővel, 97 előadásban tárgyalta az elért hazai eredményeket. A konferencián — követve az IFAC által használatos beosztást — 3 fő- és 15 alszekcióba osztották be az előadásokat. Ezek közül néhány alszekcióban kiemelkedő szerepet játszottak a híradástechnikai ipar szakemberei által tartott előadások. Ugyancsak nagy számban szerepeltek a részvevők között híradástechnikusok.

Az 1955-ben rendezett első konferencián még csak külföldi eredmények ismertetésére kerülhetett sor. Ennek a konferenciának határozatai sürgették az automatizálás hazai megindítását, az ahhoz szükséges feltételek megteremtését. Az 1957-ben megrendezett második konferencia már kezdeti hazai eredményekről adhatott számot, majd az idei konferencián már a hazai automatizálók népes gárdája tartott seregszemlét, ahol nemcsak az automatizálás műszaki tudományos kérdéseivel foglalkozó szakemberek felkészültsége mutatkozott meg, hanem az is, hogy az automatizálás társadalmi és gazdasági kérdéseinek is megvannak a jól felkészült szakértői, továbbá, hogy állami szerveink felelősségtudattal foglalkoznak az automatizálás ügyével.

A konferenciával egyidejűleg a MIGÉRT Majakovszkij utcai bemutatótermében hazai automatikaelem kiállítást rendezett. A kiállítás megmutatta, hogy 23 vállalat 200 terméke áll már az automatizálók rendelkezésére.

Mindjárt a megnyitó ülésen híradástechnikai szempontból két fontos előadás hangzott el. *Csergő János* kohó- és gépipari miniszter az automatizálás ipari bázisának kifejlesztéséről beszélt. Részletesen ismertette a jelenlegi ötéves tervben megvalósítandó beruházásokat. Az eddiginél lényegesen nagyobb befogadóképességű székházba költözik a Műszeripari Kutató Intézet, mely az ipari kutatási feladatok jelentős részét végzi. Új gyárak épülnek vidéken, melyek jórészt budapesti vállalatok telephelyeiként kezdik meg automatika elemek gyártását, egyesek pedig más gyártmányok termelését átvéve, kapacitást szabadítanak fel budapesti gyárakban automatikák gyártására.

Benedikt Ottó dr., akadémikus igen érdekes előadásában az automatizálással kapcsolatosan hallható helytelen nézeteket bírálta meg. Vannak még olyanok, akik korainak tartják az automatizálást addig, amíg a technológiai folyamatok gépesítése nincs az egész vonalon befejezve. Ezek szem elől tévesztik azt, hogy a termelési folyamatok különböző fejlettségű technikát igényelnek. Ezek közül a legújabbak, például a hazai ipar szempontjából nagy jelentőségű folytonos üzemű vegyipari gyártási eljárások, automatikák nélkül meg sem valósíthatók. Miért várnánk ezek bevezetésével addig, amíg minden, eddig kézzel végzett folyamatra megfelelő gépet nem szerkesztünk? Másik kérdés, amiben nem egységesek a nézetek, a kutatás szükséges mértéke. Az eddigi eredmények nem szilárd kutatási bázison születtek, holott arra még a színvonal megtartásához is szükség van. Erre példa villamosmozdonygyártás helyzete, mely kutatási bázis hiányában lecsúszott arról a magas színvonalról, melyen Kandó Kálmán idejében állt. Még inkább szükséges tehát az intenzív kutatási és fejlesztési munka az automatizálásban, melyben mindig le voltunk maradva. Nem indokolt az a nézet sem, mely teljesen a KGST tapasztalatok átvételével kívánja az önálló kutatást pótolni. Megfelelő kutatás nélkül ezek sem vezethetők be és a KGST közös munkájából sem vonhatjuk ki magunkat.

A szekciókban elhangzott előadások közül elsősorban a „Villamos digitális szervek" és „A telemechanika szervei" című szekciók előadásai tarthatnak a híradástechnikusok érdeklődésére számot. A villamos digitális szervek szekcióban 10 előadás hangzott el, szemben a szekciónként átlag 6 előadással. *Póka András* és *Ladányi József* ismertették a „Maglogal" a mágneses-félvezetős logikai alegységrendszert. Több előadás (*Dr. Edelényi László* és munkatársai) foglalkozott a Telefongyárban kidolgozott félvezetős rendszerrel, mely több működő modell formájában a kiállításon is részletesen tanulmányozható volt. Igen érdekes volt a radioaktív sugárzást érzékelő elem és a felhasználásával készült szintszabályozó automatika ismertetésével foglalkozó két előadás is (*Molnár István* és *Kakas János*).

A telemechanika szervei c. szekcióban 4 előadás hangzott el. *Füst László* és *Gertler János* előadásaikban a FÉTIS (félvezetős távmérő és távirányító szisztéma) rendszert és annak méretezési kérdéseit ismertették. Ez a rendszer általános felhasználásra készült, míg egy másik előadásban *Almásy Pál* és *Szabó Károly* által ismertetett rendszer, a PM—28 berendezés ciklikus hívású félvezetős távellenőrzési rendszere, hasonló elvek alapján célberendezésként készült. *Sóskuthy Károly* az OVTÁSZ távjelző berendezéséről szóló előadásában egy távjelzési feladat jelfogós megoldását ismertette.

Híradástechnikai alkalmazás szempontjából érdeklődésre tarthatnak számot a „Villamos analóg szervek" szekció egyes előadásai, pl. *Dr. Kovács K. Pál* előadása az univerzális nagyteljesítményű analóg számítógépek alkalmazásáról, *Telkes Béla* tranzisztoros műveleti erősítőkről, vagy *Dányi Dezső* nagypontosságú, teljesen tranzisztorizált mV távadóról szóló előadásai. Érdekes előadások voltak még az „Általános műszerezési kérdések" szekcióban, pl. *Dr. Tarnai Kálmán* és *Papp Kálmán* előadása a modul rendszerű építőkocka elemek alkalmazásáról, továbbá a ferritgyűrűk méréséről, és a termisztorok alkalmazásáról szóló két előadás.

A III. Országos Automatizálási Konferencia kiértékelése még nem zárult le. A tennivalók részletes megtárgyalására ősszel a MATE automatizálási anketot rendez a főhatóságok képviselőinek bevonásával.

Horváth Gyula

EGYESÜLETI HÍREK

II. Híradástechnikai Technológus Ankét

1962. november 27–29-ig

Az első ötéves terv előkészítésével kapcsolatban 1955-ben tartott I. Híradástechnikai Technológus Ankét után, 1962. november 27. és 29. között ismét összegyűlnek a magyar híradástechnikai iparág technológusai, hogy számot vessenek, értékeljék az elmúlt esztendők eredményeit, hiányosságait és kijelöljék azt az utat, amelyen a következő évek alatt haladni kell.

Az első ötéves terv időszaka és az azt követő évek központi feladata a gyártmányfejlesztés új alapokra helyezése, ütőképes konstruktőrgárda kinevelése és korszerű, a világpiaci szintet üzemi paramétereiben és külső megjelenésében egyaránt elérő gyártmányok kifejlesztése volt. Ha végig tekintünk jelenleg gyártott átviteltechnikai, mikrohullámú, vagy közszükségleti híradástechnikai termékeinken, megállapíthatjuk, hogy a magyar híradástechnika teljesítette eddigi feladatait.

A II. ötéves terv és a Magyar Szocialista Munkáspárt Központi Bizottságának legutóbbi nagy jelentőségű határozatai a magyar ipar és ezen belül a kiemelt jelentőségű híradástechnikai iparág elé a termelékenység ugrásszerű emelésének feladatát tűzték ki.

A gyártmányfejlesztés éveiben a gyártás fejlesztésére nem fordíthattunk elegendő energiát, legjobb szakembereinket, legtehetségesebb fiataljainkat a gyártmányfejlesztő laboratóriumokba, a szerkesztésekbe irányítottuk a mélyponti feladat elvégzésére, a korszerű konstrukciók kifejlesztésére. Így a jelenlegi helyzetben korszerű felépítésű, műszaki adataik alapján versenyképesnek tekinthető gyártmányainkat az esetek többségében a korszerű követelményeket már ki nem elégítő gazdaságtalan technológiával állítjuk elő. Versenyképességünk megőrzése érdekében tehát tovább kell fejlesztenünk gyártási színvonalunkat is.

A II. Híradástechnikai Technológus Ankét jelentőségét a híradástechnikai iparág előtt álló hatalmas termelés- és termelékenység növekedés, illetve ennek fő eszközének a technológia fejlesztésének súlyponti kérdéssé emelkedése adja meg. Az Ankét ennek megfelelően nemcsak a technológusokat várja megbeszélésre, hanem minden, a fejlesztésben és termelésben részt vevő műszaki szakembert, a vállalatok vezetőit, kutatókat, fejlesztőket, konstruktőröket, technológusokat és a termelést irányító szakembereket egyaránt.

Az Ankéton 22 előadás hangzik el három szekcióban. Az I. szekció a vállalatok és a vállalati szervek vezető beosztású dolgozóinak fő problémáit fogja össze. Ebben a szekcióban tárgyalják azokat a kérdéseket, melyek a gyártásfejlesztés fejlődése szempontjából a legnagyobb jelentőségűek. Ezek: a híradástechnikai iparág fejlődésének kérdései, az iparágon belüli specializáció és kooperáció kérdései, a technológiai szervek vezetésének, munkájának, a munka értékelésének helyes és korszerű irányelvei és módszerei, a szakemberellátás helyzete, az alapanyagok fejlesztési kérdései, valamint a korszerű üzemfejlesztési tevékenység problémaköre.

A II. szekciót a fejlesztéssel foglalkozó technológusok részére ajánlja a rendezőbizottság. Itt a fejlesztésre váró legfontosabb témák és technológiai ágak helyzetét, valamint a fejlesztés kívánatos irányait tárgyalják az előadások, mint a kis sorozatban gyártott komplex ipari híradástechnikai berendezések szerelését, a nagysorozatban készülő közszükségleti cikkek és részegységek fejlett szalag- és automatikus szerelési módszereit, a munkahelykialakítás korszerű elveit, a szerszámozás, célgépesítés, mérés és minőségellenőrzés fejlesztési irányelveit, továbbá a technológiai tevékenység új területeit az anyagmozgatás, raktározás, csomagolás, szállítás és üzembe helyezés technológizálását, fejlesztését.

A III. szekcióban azok a szakemberek vitathatják meg időszerű kerdéseiket, akik az egyes technológiai ágazatok szaktechnológusai. ként dolgoznak a híradástechnikai üzemekben. A szekció a híradástechnikai építőelemek fejlődéis irányaival, az építőelemek felhasználásával és az építőelemgyártás specializálódásával foglalkozó előadássorozattal indul. Ezután az építőelemek áramköri egyesítésére felhasználható elektromos kötésmódok fejlesztési kérdéseivel, a miniatürizálás kérdéseivel foglalkozó előadások, majd azok az előadások kerülnek sorra amelyek az alkatrészgyártási, valamint a kikészítési technológiák helyzetét és fejlesztési irányait összefoglalják.

A három szekció — bár más-más szakembereket gyűjt egybe — ugyanazt a célt szolgálja: a híradástechnikai iparágban dolgozó műszakiakat a kitűzött nagy feladat megoldására, a technológiai munka korszerűsítésére, világszínvonalra emelésére felkészíteni, a szempontokat egységesíteni és így az erőket megsokszorozni.

Szűcs Tibor

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.373.52

Kocsis M:

Tranzisztoros teljesítmény oszcillátorok tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA XIII. (1962) 5. sz.

A szerző levezeti a tranzisztoros C-osztályú erősítőkre vonatkozó legfontosabb összefüggéseket. Tárgyalja az amplitudólimitálás folyamatát a tranzisztoros oszcillátoroknál. Ezek alapján ismertet egy viszonylag egyszerű és a gyakorlat számára kielégítő pontosságú tervezési módszert.

ETO 621,391 822.4 : 621.396.4

Róna P.:

Intermodulációs zaj sokcsatornás rádióösszeköttetéseken

HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 5. sz.

A szerző cikkében a frekvenciaosztású sokcsatornás távbeszélő alapsávi jel frekvenciamodulált rádióösszeköttetésen való átvitelekor fellépő intermodulációs zajszintet vizsgálja. Módszert közöl a jel/zaj viszony meghatározására, általános nonlineáris karakterisztikák esetére. Diagramokat közöl az intermodulációs zajteljesítmény meghatározására, a gyakorlatban leggyakrabban előforduló nonlineáris karakterisztikákra, CCIR preemfázis mellett.

ETO 621.391.823 : 621.327,534

Gombkötő I.—Pataki L.:

Elektrotermikus berendezések és higanygőzlámpák okozta rádió vételzavarok elhárítása

HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 5. sz.

A háztartások és a közvilágítás korszerűsítése során egyre több mágnesezhető fűtőszálú elektrotermikus berendezést és higanygőzlámpát szerelnek fel. Ezek a berendezések általában a rádióelőfizetők közvetlen közelében kerülnek felhasználásra és igen sok esetben zavarják a rádióvételt. Ez a zavar 100 Hz-es búgásként jelentkezik a rádióvételben és szekundermoduláció révén keletkezik. A cikk ismerteti a zavar keletkezésének körülményeit és megszüntetésének módjait.

ETO 621.397.132 : 621.397.334

Ferenczy P:

Színes televízió rendszerek

HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 5. sz.

A közlemény rendszertechnikai szempontból ismerteti a jelenleg ismert öt legfontosabb színes televízió átviteli módszert. Az ismertetés csak olyan mélységű, amely az alapelvek megértéséhez szükséges; részletkérdésekkel nem foglalkozik. Az átviteli rendszerek összehasonlítását táblázat tartalmazza, amely szemléletesen állítja szembe a rendszerek előnyös és hátrányos tulajdonságait.

ETO 621.319.4.011.4 : 678.746.22 : 551.571

Kerpán I.— Tóth G:

A légnedvesség hatása a polisztirol kondenzátorok kapacitására

HÍRADÁSTECHNIKA, XIII. (1962) 5. sz.

A szerzők a kísérleti adatok és a fizikai folyamatok elemzésével összefüggéseket állapítottak meg a polisztirol kondenzátorok kapacitásváltozása és a környezet relatív légnedvessége között. Cikkükben ezek ismertetése mellett rámutatnak az összefüggések gyakorlati alkalmazásának néhány szempontjára.

Обобщения

ДК 621.373.52

М. Кочиш:

Проектирование осцилляторов мощности на транзисторах

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIII. (1962) № 5.

Даны самые важные соотношения для усилителей класса «С» на транзисторах. Описан процесс ограничения амплитуда осцилляторов на транзисторах. На основании этих дан метод проектирования относительно простая и удовлетворяющая требовании в практике.

ДК 621.391.822.4:621.396.4

П. Рона:

Шум взаимной модуляции в многоканальных радиосвязях.

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт), XIII. (1962) № 5.

Испытывается уровень шумов взаимной модуляции при передаче через радиосвязь сигналов ЧМ телефонной основной полосы оборудований уплотнения с распределением по частоте. Дан метод для определения отношения сигнала-шума в случаях общих нелинейных характеристик. Даны графики для определения мощности шума взаимной модуляции, в случаях нелинейных характеристик, самых частных в практике, при предыскажении по МККР.

ДК 621.391.823:621.327.534

И. Гомбкётё—Л. Патаки:

Предотвращение помех радиоприёма, произведенных электротермическими устройствами и ртутно-паровых ламп

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIII. (1962) № 5.

При совершенствовании домашних хозяйств и общественного освещения монтируются много электротермических устройств с намагничиванной нитью накала и ртутно-паровых ламп. Эти аппаратуры применены обычно в непосредственной близности радиоабонентов и часто вызывают помехи в радиоприеме. Эти помехи являются фоном частотой 100 гц в радиоприеме и производятся вторичной модуляцией. Описаны условия создания помех и способы их устранения.

ДК 621.397.132:621.397.334

П. Ференцы:

Системы цветного телевидения

HIRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIII. (1962) № 5.

Описаны пять самых важных методов передачи цветного телевидения, известных в настоящее время, с точки зрения их принципиальных систем. Описание содержает только основные принципы; детали подробно не трактуются. Сравнение систем передачи содержит таблицу показывающую преимущества и убыточные свойства систем.

ДК 621.319.4.011:678.746.22:551:571

И. Керпан—Г. Тот:

Влияние влажности воздуха на ёмкость полистирольных конденсаторов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, БУДАПЕШТ), XIII. (1962) № 5.

Определены соотношения между изменением ёмкости полистирольных конденсаторов и относительной влажности окружающего воздуха, по анализу экспериментальных данных и физических процессов. В статье показаны тоже некоторые точки зрения применения в практике кроме вышеупомянутых.

Zusammenfassungen

DK 621,373.52

M. Kocsis:

Planung von Leistungs-Oszillatoren mit Transistor

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) Nr 5.

Der Verfasser leitet die wichtigsten Zusammenhänge, bezüglich der Verstärkertransistoren für die C-Klasse, ab. Er beschäftigt sich mit dem Vorgang der Amplitudenbegrenzung bei den Transistor-Oszillatoren. Auf Grund dieser erörtert er eine verhältnismässig einfache und für die Praxis genügend genaue Plannungsmethode.

DK 621.391.822.4: 621.396.4

P. Róna:

Intermodulationsgeräusch in Mehrkanal-Rundfunkvermittlungsanlagen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) Nr 5.

Der Verfasser untersucht den Intermodulationsrauschpegel, der bei Übertragung von Trägerfrequenz-Vielkanal Basisbandsignalen über frequenzmodulierten Richtfunkverbindungen auftretet. Er beschreibt eine Methode für die Bestimmung des Geräuschabstandes im Falle allgemeiner nichtlinearen Charakteristiken. Er gibt Diagramme für die Bestimmung der Intermodulationsgeräuschleistungen, für die in der Praxis am meisten vorkommenden nichtlinearen Charakteristiken, mit CCIR Preemphase.

DK 621.391.823 :621.327,534

I. Gombkötő—L. Pataki

Ablenkungen der durch die elektrothermischen Einrichtungen und Quecksilberlampen verursachten Funkstörungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) Nr 5.

Im Laufe der Modernisierung der Haushaltungen und der öffentlichen Beleuchtung werden mehr und mehr elektrothermische Einrichtungen mit magnetisierbarem Heizfaden und Quecksilberlampen aufgestellt. Diese Einrichtungen werden im allgemeinen in der nächsten Nähe der Rundfunkabonnenten benützt und stören in vielen Fällen den Funkempfang. Dieser Fehler erscheint in dem Funkempfang als eine Störung von 100 Hz und entsteht durch Sekundermodulation. Der Artikel macht die Umstände der Entstehung der Störungen und die Methoden derer Behebung, bekannt.

DK 621,397,132 : 621.397.334

P. Ferenczy:

Farbenfernsehsystemen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) Nr 5.

Der Artikel macht die im Gegenwart bekannten fünf wichtigsten Farbenfernsehübertragungsmethoden von organisationstechnischen Schaupunkt, bekannt. Die Beschreibung genügt nur zum Verstehen der Grundprinzipien, mit Detailfragen beschäftigt sie sich nicht. Die Vergleichung der Übertragungssystemen wurde in eine Tabelle aufgesetzt, worin derer vorteilhaften und nachteiligen Eigenschaften veranschaulich entgegengesetzt werden.

DK 621.319.4.011.4 : 678.746.22 : 551.571

I. Kerpán—G. Tóth:

Wirkung der Luftfeuchtigkeit auf der Kapazität der Polystyrolkondensatoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) Nr 5.

Die Verfasser haben — mit der Hilfe der Experimentaldaten und der physikalischen Vorgänge — einen Zusammenhang zwischen der Kapazitätveränderung der Polystyrolkondenzatoren und der relativen Umgebungsfeuchtigkeit, bestimmt. Nach der Beschreibung dieser weisen Sie auf einige Schaupunkte derer praktischen Verwendungen, hin.

Résumés

CDU 621.373.52

M. Kocsis:

Projet des oscillateurs de puissance à transistor

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 5.

L'auteur déduit les plus importants relations concernant des amplificateurs entièrement transistorisés, de Class C. Il décrit le proces de la limitation de l'amplitude dans les oscillateurs à transistor. Sur ces bases l'auteur fait connaître une méthode de projet relativement simple et d'une précision suffisante à la pratique.

CDU 621.391.822.4 : 621.396.4

P. Róna:

Bruit d'intermodulation dans les faisceaux hertziens

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) № 5.

L'auteur examine le niveau du bruit d'intermodulation dans la transmissiopn du signal multiplexe par répartition de fréquence sur une liaison hertzienne à modulation de fréquence. Il fait connaître une méthode pour déterminer le rapport signal/bruit en cas des caracteristiques généralement non-linéaires. Il présente des diagrammes pour déterminer la puissance de bruit d'intermodulation, pour les caractéristiques non-linéaires, qui se présentent le plus suivant dans la pratique avec CCIR preemphasis.

CDU 621.391.823 : 621.327.534

I. Gombkötő—L. Pataki:

La suppression des troubles radiophoniques causés par des equipments électrothermiques et des lampes à vapeur de mercure

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 5.

Par la modernisation des ménages et de l'éclérage publique on monte de plus en plus des equipments électrothermiques avec des filaments magnétisables et des lampes à vapeur de mercure. En générale ces equipments sont appliqués aux portes des détenteurs d'appareil et dérangent dans plusieurs cas la réception radiophonique. Ce parasite se montre comme un ronflement de 100 Hz dans la réception. L'article présente les circonstances de l'origine des ronflements et la méthode de leur suppression.

CDU 621.397.132 : 621.397.334

P. Ferenczy:

Système de télévision en couleur

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 5.

L'auteur fait connaître les plus importans cinq méthodes de la transmission des télévision en couleur au point de vue de système technique. La déscription serve seulement pour fair comprendre les principes de base, il ne s'occupe pas des questions de détail. La comparaison des systèmes de la transmission est présentée dans un tableau, illustrant suggestivement des propriétés avantageuses et desavantageuses des systèmes.

CDU 621.319.4.011.4 : 678.746.22 : 551.571

I. Kerpán—G. Tóth:

Influence de la humidité atmosphérique sur la capacité des condensateurs polystyrols

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 5.

Les auteurs présentent les relations qu'ils ont constaté — avec l'analyse des données expérimentales et des processus physiques — entre le changement de la capacité des condensateurs polystyrols et de la rélative humidité atmosphérique de l'ambience. Puis ils montrent quelques points de vue de l'application pratique de ces relations.

Summaries

UDC 621.373.52

M. Kocsis:

Planing of Transistor-Power-Oscillators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 5.

The author deduces the most important relations concerning the class-C transistor amplifiers. He describes the amplitudo-limitation at transistor oscillators. On basis of the above mentioned he presents a relatively simple and in practice a sufficiently precise planning method.

UDC 621.391.822.4 : 621.396.4

P. Róna:

Intermodulation Noise in Multichannel Radio-Relay Systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XIII. (1962) № 5.

The author examines the intermodulation noise level occuring during the transmission of the F. D. M. multichannel telecommunication base-band signal over frequency modulated radio relay systems. He describes a method to determine the signal-to-noise ratio in case of general non-linear characteristics. He presents diagrams for the determination of intermodulation noise power, for non-linear characteristics most frequently occuring in practice, with CCIR preemphasis.

UDC 621.391.823 : 621.327.534

I. Gombkötő—L. Pataki:

Prevention Against Broadcast Interference Caused by Electrothermical Equipments and Mercury Vapour Lamps

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 5.

In consequence of the modernisation of domestic and public lighting more and more electrothermic equipments with magnetizable filament and mercury-vapour lamps are mounted. These equipments are generally applied near to the radio subscribers and disturbe in very many cases the broadcast reception. This interference presents itself as a 100 Hz(c/s) hum in the broadcast reception and arises through secunder modulation. The article presents the circumstances of the rising of interference and the method of their suppression.

UDC 621.397.132 : 621.397.334

P. Ferenczy:

Colour Television System

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 5.

The author presents the up-to-date five most important colour television transmitting methods from the point of view of system technique. The description serves only for the understanding of basic principles, it does not deal with detail problems. The comparison of transmitting systems is presented in a Table drawing a graphic description of the advantageous and disadvantageous properties of the system.

UDC 621.319.4.011.4 : 678.746.22 : 551.571

I. Kerpán—G. Tóth:

Influence of the Atmospheric Humidity on the Capacitance of Polystyrene Capacitors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XIII. (1962) № 5.

The authors present the relation they have stated — with the analysis of experimental data and physical procedures — between the change of capacitance of polystyrene capacitors and the relative ambient atmospheric humidity. Besides they call attention to some aspects of the practical application of these relations.

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%

Vivőfrekvenciás 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

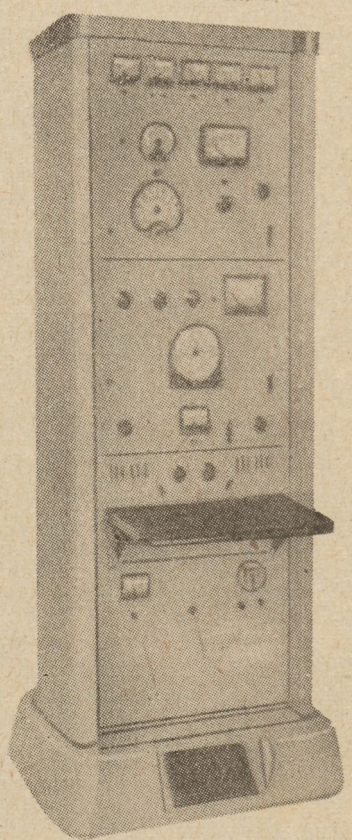
Frekvencia pontosság ± 1%
Torzítás 1%
Szintkapcsoló állásai + 20, + 5, 0, —4, —6, —10, —15
—20, —25, —30 dB
Kimenő inpedancia 600 ohm

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

TRAFO KTSZ

TRANSZFORMÁTOR KTSZ.

Budapest, VII., Nefelejts utca 39. Telefon: 428-969, 228-401

Nagyfeszültségű készülékek:
anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyorsszabályozók:
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyorsszabályozók

Feszültségszabályozók:
kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekercses vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

Transzformátorok:
egy és háromfázisú sorozat, különleges transzformátorok 100 kVA-ig és híradástechnikai transzformátorok

1949 1959

VILLTESZ

AUTÓVILLAMOSSÁGI ÉS MŰSZERÉSZ KISIPARI SZÖVETKEZET

Szövetkezetünk határidőre vállalja kis

EGYENÁRAMÚ RELÉK

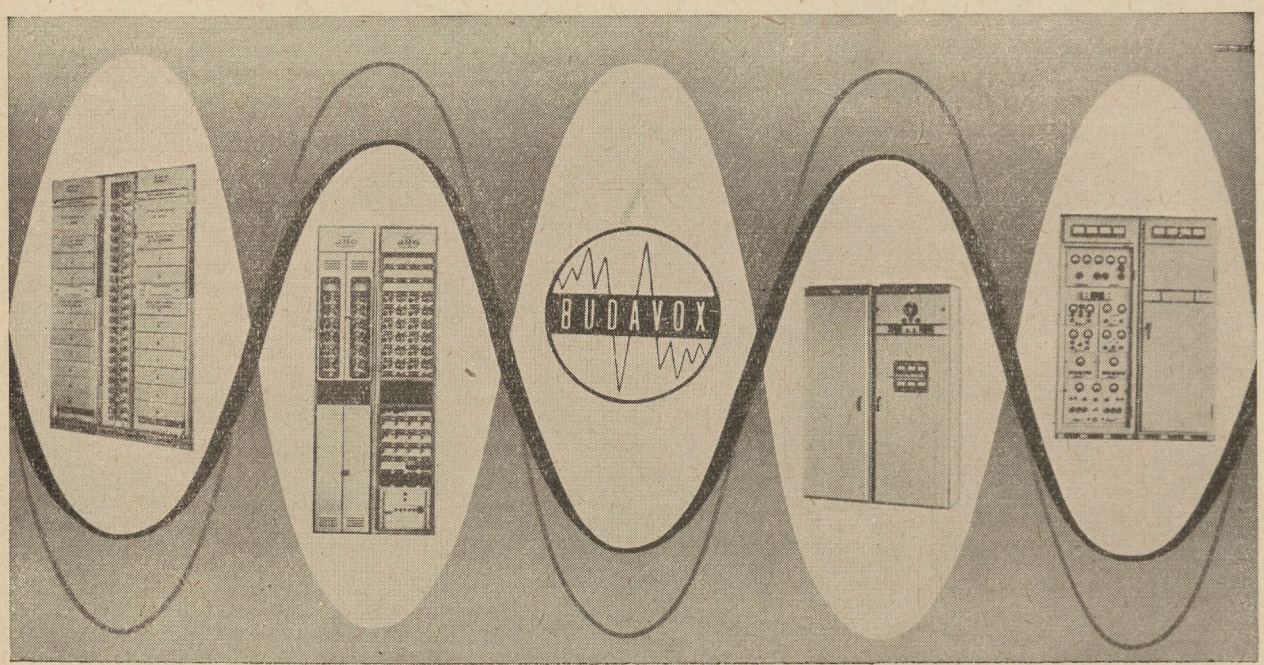
gyártását: 6, 12, 24, 48, és 220 V gerjesztő egyenfeszültségre. Az érintkezők ezüst vagy wolfram kivitelben készülnek a 3 morse- és annál kisebb számú érintkező által adott variációs lehetőségek kihasználásával. Teljesítményük 100 W (max. feszültség 110 V ~, 45 V =) Kapcsolási osztály: 10^6

BUDAPEST, VII., DEMBINSZKY UTCA 21
TELEFON: 428-571, 228-608, 428-151

GYÁRTMÁNYAINK:

TV és URH vevőantennák
Antennaszerelvények, szigetelők
Központi antennák és erősítők
Híradástechnikai csatlakozók
Fényjelző, személyhívó berendezések
TELINFORM vezeték nélküli személyhívó berendezés
Vészlámpák (üzemekhez, raktárakhoz stb.)
Feszültségszabályozó berendezések
Tranzisztoros transzverterek
Telefontechnikai töltőberendezések
Szikraforgácsoló tápegységek
Különleges száraz egyenirányító berendezések

HÍRADÓTECHNIKAI VÁLLALAT BP. XI., DARÓCZI ÚT 1|3



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

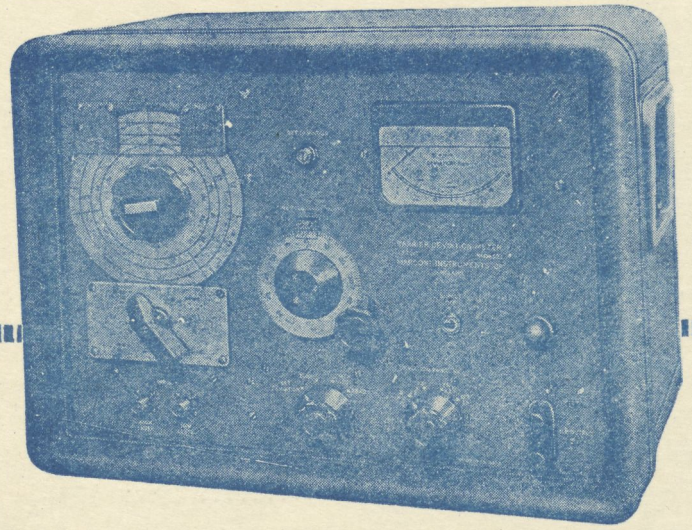
MŰSZAKI KÖNYVNAPOK 1962. ÚJDONSÁGAI!

		Ft
Antal—Kozmon—Nagy: **A PRÉSLÉGÜZEM GÉPEI ÉS BERENDEZÉSEI.**	Műszaki Könyvkiadó ..... kötve	44,—
Kismarty L.: **GÉPIPARI TÁBLÁZATOK.**	Műszaki Könyvkiadó ..... kötve	50,—
Gonda—Laboda: **FORRASZTÁS. Ipari Szakkönyvtár.**	Műszaki Könyvkiadó ..... fűzve	22,—
Mitrofanov: **A CSOPORTMEGMUNKÁLÁS TECHNOLÓGIÁJA.**	Műszaki Könyvkiadó ..... kötve	48,—
Vörös I.: **GÉPRAJZ.**	Tankönyvkiadó ..... fűzve	67,—
Haranghy P.: **GÉPELEMEK — GÉPSZERKEZETEK.**	Táncsics Könyvkiadó ..... kötve	31,—
Hegedüs J.: **FÉMIPARI KÉZISZERSZÁMOK.**	Táncsics Könyvkiadó ..... kötve	22,—
Sárközi Z.: **MŰSZAKI MECHANIKAI ALAPISMERETEK.**	Táncsics Könyvkiadó ..... kötve	25,—
Dr. Novobátzky K.: **A RELATIVITÁS ELMÉLETE.**	Tankönyvkiadó ..... fűzve	20,—
Fodor Gy.: **A LAPLACE TRANSZFORMÁCIÓ MŰSZAKI ALKALMAZÁSA.**	Műszaki Könyvkiadó ..... kötve	77,—
Bánki—Dömök—Prause—Reuss—Sztanó—Vecsey: **SZABADVEZETÉKEK ÉS KÁBELEK.**	Műszaki Könyvkiadó ..... kötve	57,—
Lányi—Magyari: **ELEKTROTECHNIKA.**	Műszaki Könyvkiadó ..... kötve	56,—
Simonyi K.: **VILLAMOSSÁGTAN I., 2. javított és bővített kiadás.**	Akadémiai Könyvkiadó ..... kötve	150,—
Szekeres G.: **ÜZEMI VEGYÉSZEK KÉZIKÖNYVE.**	Műszaki Könyvkiadó ..... kötve	112,—
Winnacker—Küchler: **KÉMIAI TECHNOLÓGIA I.**	Műszaki Könyvkiadó ..... kötve	116,—

Példányonkénti eladási ára 5,— Ft

ORSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

VIVŐHULLÁM ELTÉRÉSMÉRŐ



TF 791C/2
típus

távközlő- és rádióhálózat számára

A Marconi Instruments 791C/2 típusú közvetlen leolvasású URH eltérésmérője 500 Megaherzig terjedő kalibrált vivőfrekvencia tartományú. Alapjában véve URH vevőkészülék, amely számláló típusú diszkriminátort használ a nagyfokú stabilitás érdekében és a demodulált kimenőáram táplálja a közvetlenül az eltérésre kalibrált mérőműszert. A kimenő áram kivezetővel is rendelkezik és a készülék fedőlapján külön puffer-ellenállással ellátott csatlakozóban végződik, lehallgatás céljából vagy nagyon alacsony eltérés mérésére

- **A vivőfrekvencia tartománya 4—500 Megaherz**
- **Az eltérés közvetlenül mérhető 200 Herztől 125 Kiloherzig, 10 Herz alsó határig külön leolvasó alkalmazása esetén**
- **Modulált frekvenciatartomány: 50 Herztől 35 Kiloherzig**
- **A kristályreteszelő biztosít a mikrofóniával szemben és lehetővé teszi az URH zörejek mérését**
- **A beépített eltérésszabályozó biztosítja a mérés nagyfokú pontosságát**

MARCONI INSTRUMENTS
ST. ALBANS, HERTFORDSHIRE, ANGLIA

A távközlési ipar kiváló minőségű mérőműszereinek gyártására specializálva: amplitudó-moduláció és URH jelző-generátorok, audio- és video oszcillátorok, frekvencia-mérők, voltmérők, teljesítménymérők torzulásmérők, adómegfigyelő berendezések, eltérés-mérők, oszcilloszkópok, szinkép és átvitel analizátorok, Q-mérők és mérőhidak