50.165

ORSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYV-TÁR

XVIII. ÉVFOLYAM, 3. SZÁM, 65–96 OLDAL
BUDAPEST, 1967. MÁRCIUS HÓ 3

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

1967. március XVIII. évfolyam, 3. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. KÁSA ISTVÁN – B. NAGY ANDRÁS: Mikrohullámú oszcillátorok stabilizálása fázisszinkronizálással 65
VARGA ANDRÁS: Középsebességű adatátviteli csatorna statisztikus vizsgálata. I. rész 72
HENNYEY ZOLTÁN – KISS ISTVÁN: Modulátor áramkörök négypoluselméleti tárgyalása. II. rész 77
Szemle 71, 89
A HTE 1967. évi munkaterve 85
A HTE 1967. évi április havi rendezvényei 86
Félvezető eszközök vizsgálati módszerei szimpózium 87
Tartalmi összefoglalások 90
Обобщения 90
Zusammenfassungen 90
Summaries 90
Résumés 91

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL és SÁRKÖZY GÉZA kandidátus, tudományos szerkesztők, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, FLESCH ISTVÁN, RUPPENTHAL PÉTER, VÁSÁRHELYI PÁL szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, V., Október 6. utca 7. IV. 421. Telefon: 183-772. — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon: 113-027

A szerkesztő bizottság tagjai: ALMÁSSY GYÖRGY kandidátus, BARTA ISTVÁN akadémikus, BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY, ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GERGELY ÖDÖN, GIBER JÁNOS kandidátus, KATONA JÁNOS, a műszaki tudományok doktora, KŐMŰVES FRIGYES kandidátus, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, NOVÁK ISTVÁN, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VIG ISTVÁN

Index: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA
Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest, VII., Lenin körút 9—11. Telefon: 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 24 Ft, egész évre 48 Ft. Egyes szám ára: 4 Ft. Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA": P. O. B. Budapest 62.
66 2125 Egyetemi Nyomda, Budapest

HÍRADÁSTECHNIKA
A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

DR. KÁSA ISTVÁN – B. NAGY ANDRÁS
Távközlési Kutató Intézet

Mikrohullámú oszcillátorok stabilizálása fázisszinkronizálással

ETO 621.373,42.029.6:621.316.729

A mikrohullámú technikában méréstechnikai és hírközlési célokra számos esetben szükség van olyan szinuszos jelekre, amelyek nagy frekvenciastabilitással vagy nagyfokú spektrális tisztasággal rendelkeznek. Az ilyen különleges igényt támasztó legfontosabb felhasználási területek a következők: frekvenciaérzékeny mérőrendszerek (pl. üregrezonátorok és szűrők beméréséhez), nagy felbontóképességű spektroszkópiai vizsgálatok, mikrohullámú híradástechnikai berendezések helyi jelei, Doppler-elven működő rádiólokációs rendszerek, valamint a kozmikus hírközlés és navigáció.

1. Bevezetés

A mikrohullámú technikában szokásos generátorok, akár elektronikus elven működnek (triódás, klisztron, haladóhullámú és hátrálóhullámú oszcillátorok), akár félvezetősek (alagútdiódás, lavinadiódás oszcillátorok), nem rendelkeznek a szükséges frekvenciastabilitással, általában még speciális konstrukciós erőfeszítések mellett sem.

Az itt szükséges szigorú stabilitási követelményeket alacsonyabb frekvenciákon a kvarckristállyal vezérelt oszcillátorok (általában termosztátban elhelyezett kvarckristállyal), mikrohullámú frekvenciatartományban pedig a mézerek biztosítják.

Figyelembe véve a mézerek beszerzési és üzembentartási költségeit, ezek jelenleg még csak nagyon igényes helyekre alkalmazhatók, ezzel szemben a kristályvezérlésű oszcillátorok jelének sokszorozásával elfogadható műszaki és gazdasági feltételek mellett kapunk megfelelő stabilitású mikrohullámú jelet.

Mikrohullámú rádióösszeköttetési rendszereknél elterjedőben van az a módszer, hogy a helyi jeleket egy jó hatásfokú, tranzisztorokból és varaktorokból álló sokszorozó lánccal állítják elő egy kvarcvezérlésű alaposzcillátorból. Ez az elrendezés (főként a nagyszámú hangolt kör miatt) csak egyetlen frekvencai előállítására alkalmas és kimeneti teljesítménye is korlátozott.

A másik módszer, amely szintén a kvarcvezérelt oszcillátorok nagy stabilitását használja fel és azt mintegy „átmásolja" a mikrohullámú tartományba, az automatikus fázisszinkronizáló *(APC)* rendszer alkalmazása. Figyelembe véve ugyanis, hogy a mikrohullámú oszcillátorok vagy közvetlenül (pl. reflexklisztron, hátrálóhullámú cső) vagy változó kapacitású dióda közbeiktatásával (pl. triódás oszcillátor) feszültséggel hangolhatók, lehetőség nyílik frekvenciastabilizáló áramkörök alkalmazására, amelyek közül kedvező tulajdonságaival az *APC* rendszer tűnik ki.

A fázisszinkronizáló rendszer az oszcillátor kimeneti feszültségének pillanatnyi fázisát hasonlítja össze egy nagystabilitású szinuszalakú referenciajel fázisával, amelyet általában egy kvarcvezérelt oszcillátor jelének sokszorozásával állítanak elő, és az így kapott hibajel szabályozza az oszcillátort.

Mielőtt azonban a fázisszinkronizáló rendszer tárgyalását elkezdenénk, vizsgáljuk meg röviden, milyen eszközökkel írható le az oszcillátor kimenő jele, és hogyan definiálható a pillanatnyi fázis és a pillanatnyi frekvencia.

2. Oszcillátorok kimeneti jelének leírása

A modulálatlan üzemmódban működő mikrohullámú oszcillátorok állandósult állapotban, stacionárius körülmények között közel szinuszalakú jelet állítanak elő. E jelek tulajdonsága az, hogy Fourier spektrumukban számottevő amplitúdóval egy Ω_0 frekvencia körüli keskeny sávban találunk jeleket, illetve, ha kismértékű harmonikus torzítás is van, akkor kis szinten még $2\Omega_0$, $3\Omega_0$ ... stb. frekvenciák körül is megjelenik egy keskeny spektrum.

Eltekintve a harmonikus torzítás esetétől, a közel szinuszalakú jelek az időtartományban következőképpen írhatók le:

$$U(t) = A(t)\,[\cos \Omega_0 t + \Delta\Phi(t)], \qquad (1)$$

ahol Ω_0 a közepes frekvencia, célszerűen a pillanatnyi frekvencia hosszú időre mért átlagértéke,
$A(t)$ a pillanatnyi amplitúdó és
$\Delta\Phi(t)$ a pillanatnyi fáziseltérés,

mindkettő az időnek lassan változó függvénye Ω_0-hoz képest.

Célszerűen bevezethető a

$$\Phi(t) = \Omega_0 t + \Delta\Phi(t) \qquad (2)$$

pillanatnyi fázis, valamint ennek deriváltja, a pillanatnyi körfrekvencia

$$\Omega(t) = \frac{\mathrm{d}\Phi(t)}{\mathrm{d}t} \qquad (3)$$

vagyis

$$\Omega(t) = \Omega_0 + \frac{d}{dt}[\Delta\Phi(t)] = \Omega_0 + \Delta\Omega(t). \quad (4)$$

Itt $\Delta\Omega(t)$ a pillanatnyi frekvencia eltérése a névleges frekvenciától.

Az $A(t)$ pillanatnyi amplitúdó és az $\Omega(t)$ pillanatnyi frekvencia általában sztochasztikus folyamatok. Feltételezhető, hogy $A(t)$ és $\Omega(t)$ stabil beállítás esetén legalább is gyengén stacionárius folyamatok, ezért hozzájuk ismét egy-egy spektrális sűrűségfüggvény rendelhető. (Ezt a feltevést konkrét oszcillátorok vizsgálata esetében meg kell vizsgálni.) Itt még meg kell jegyezni, hogy ezen spektrumok és a kimeneti jel spektruma között általában nincsen egyszerű kapcsolat.

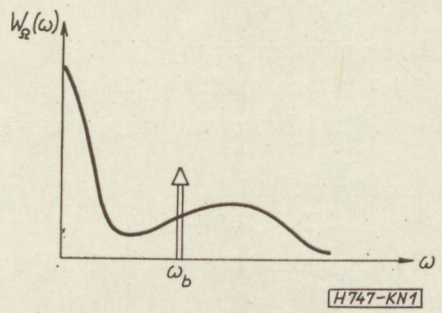
Az amplitúdómodulációtól, illetve amplitúdózajtól a továbbiakban eltekinthetünk, mivel ez témánk szempontjából érdektelen és gyakorlatilag megfelelő limiterekkel a kívánatos szintre csökkenthető. Figyelmünket fordítsuk tehát a pillanatnyi frekvencia $W_\Omega(\omega)$ spektrumára.

A mikrohullámú oszcillátorok frekvenciaingadozásai több, lényegesen különböző okra vezethetők vissza. Ezek a termikus és sötét zaj, a tápegységfeszültség ingadozásából származó periodikus és véletlenszerű ingadozások, valamint az oszcillátor egyéb körülményeiben beállott változásokból származó ingadozások. A mikrohullámú oszcillátorok pillanatnyi frekvenciáját ugyanis az elektródákra adott feszültségek és az oszcillátor rendszer elemei egyértelműen meghatározzák. Ha a frekvenciát meghatározó összes elemek halmazát (üregek mechanikai méretei, fűtőfeszültség, tápfeszültségek, hőmérséklet, légnyomás, légnedvesség stb.) α-val jelöljük, akkor a szinkronizálatlan oszcillátor pillanatnyi frekvenciájára felírhatjuk, hogy

$$\Omega = \Omega(\alpha) = \Omega[\alpha(t)], \quad (5)$$

mivel a frekvenciameghatározó elemek halmaza természetesen az idő függvénye.

Mivel tehát a pillanatnyi frekvencia sztohasztikusan változó mennyiség, a pillanatnyi frekvenciaeltérés spektruma folyamatos. Ehhez a spektrumhoz járulnak még a tápfeszültségek periodikus ingadozásaiból származó ún. „brummlöket" diszkrét vonalai. Az előbbiek figyelembevételével tehát a pillanatnyi frekvenciaeltérés tipikus teljesítményspektruma vázlatosan az 1. ábrán látható.



1. ábra. A mikrohullámú oszcillátorok pillanatnyi frekvenciaeltérésének teljesítmény spektruma

Ha most valamelyik elektródára egy további (szabályozó) feszültséget kapcsolunk, az oszcillátor kimeneti feszültségének Ω_s pillanatnyi körfrekvenciája (rad/sec-ban) a következő alakban írható fel:

$$\Omega_s = \Omega(\alpha) + 2\pi S_m U, \quad (6)$$

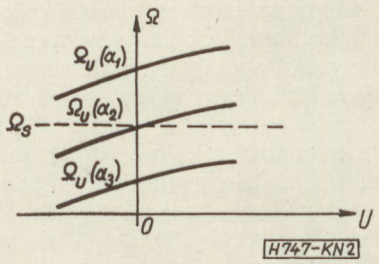
ahol U a szabályozó feszültség,

S_m a modulációs meredekség Hz/V-ban. (A szabályozási karakterisztika általában egyenessel jól megközelíthető, ha értéktartó szabályozást alkalmazunk.)

Az $\Omega = 2\pi F$ összefüggéssel az F frekvenciát bevezetve a (6) összefüggés a (6a) egyenlet szerint módosul

$$F_s = F(\alpha) + S_m U. \quad (6a)$$

A (6) összefüggést a 2. ábrán ábrázoljuk.



2. ábra. A feszültséggel hangolható oszcillátorok kimenő körfrekvenciájának változása a hangoló feszültség függvényében

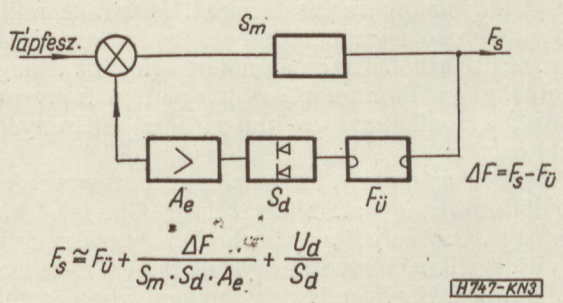
Látható, hogy az értéktartó szabályozás azt jelenti, hogy egy megfelelő U feszültség alkalmazásával biztosítjuk az F pillanatnyi frekvencia állandóságát. Ezen előkészítés után elkezdhetjük a frekvencia stabilizálására szolgáló rendszerek tárgyalását.

3. Frekvenciastabilizáló rendszerek

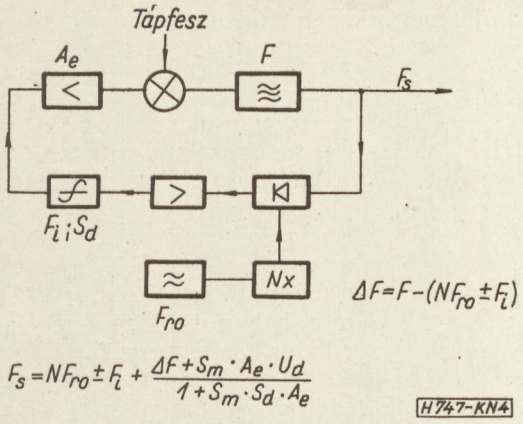
Viszonylag egyszerű frekvenciastabilizálási módszert mutat a 3. ábra.

A mikrohullámú oszcillátor kimenő frekvenciájának pillanatnyi nagyságát üregrezonátor méri és hasonlítja össze az üregrezonátoron beállított frekvenciaértékkel.

Az összehasonlítás eredményeként nyert rendelkező jelet diódás egyenirányító egyenirányítja, és egyenfeszültségű erősítő erősíti fel a kívánt szintre. Ez a szabályzó egyenfeszültség úgy változtatja meg a mikrohullámú oszcillátor egy feszültség-érzékeny elektródájának tápfeszültségét, hogy az oszcillátor



3. ábra. Kétmódusú üregrezonátort tartalmazó egyszerű frekvenciastabilizáló rendszer



4. ábra. Szuperheterodin elven működő *AFC* rendszer felépítése

kimenő frekvenciája a diszkriminátor üreg által előírt értéket közelítse meg.

A szabályozott kimenő frekvencia nagysága közelítőleg:

$$F_s \simeq F_{\ddot{u}} + \frac{\Delta F}{S_d S_m A_e} + \frac{U_d}{S_d} \qquad (7)$$

ahol $F_{\ddot{u}}$ a diszkriminátor üreg beállított középfrekvenciája,

ΔF a stabilizálatlan oszcillátor frekvencia elcsúszása $F_{\ddot{u}}$-höz képest,

A_e az egyenfeszültségű erősítő erősítési tényezője,

S_m a mikrohullámú oszcillátor szabályozási meredeksége Hz/V-ban,

S_d a frekvencia-diszkiminátor meredeksége V/Hz,

U_d a diódák és az egyenfeszültségű erősítők „0"-pont eltolódása, az egyenfeszültségű erősítők kimenő kapcsaira vonatkoztatva.

Az ilyen felépítésű *AFC* rendszerről kimutatható, hogy a leggondosabb felépítés esetén is — invár üreg és chopperes bemenetű egyenfeszültségű erősítő alkalmazásával — a szabályozott mikrohullámú frekvencia megváltozása nagyobb, mint 10^{-6}/C°.

Jobb eredményt ad a szuperheterodin elven működő *AFC* rendszer alkalmazása (4. ábra).

A nagystabilitású kristály-oszcillátor jelét harmonikus generátor sokszorozza. A mikrohullámú keverő ennek a sokszorozott jelnek, és a szabályozott frekvenciának lineáris kombinációit állítja elő, amely jel-spektrumból a *KF* erősítő válogatja ki, és erősíti a *KF* jelet. A felerősített jel a frekvenciadiszkriminátorra jut, amelynek egyenfeszültségű kimenő jelét egyenáramú erősítő erősíti. Az így nyert szabályozó feszültség úgy módosítja a szabályozott mikrohullámú frekvenciát, hogy a (8) egyenletnek eleget tegyen:

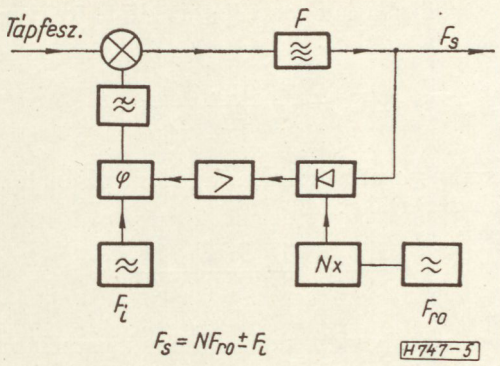
$$F_s = N \cdot F_{r0} \pm F_i + \frac{\Delta F + S_m A_e U_d}{1 + S_m S_d A_e} \qquad (8)$$

ahol az új jelölések:

N a kristályoszcillátor felharmonikusszáma,

F_{r0} a nagyfrekvenciás oszcillátor referenciafrekvenciája,

F_i diszkiminátor középfrekvenciája,



5. ábra. Fázisszabályozáson alapuló *AFC* rendszer felépítése

ΔF a szabadon futó oszcillátor frekvenciacsúszása ($NF_{r0} \pm F_i$)-höz képest.

Alkalmas konstrukció megválasztásával elérhető, hogy az egyenfeszültségű erősítő erősítési tényezője $A_e = 1$ legyen, így a rendszer hőmérséklet stabilitása megnőjön.

Így is, az *AFC* rendszer hőmérsékletstabilitása valamivel alatta marad a kristályoszcillátor hőmérsékletstabilitásának, azaz 10 GHz szabályozott frekvenciánál 100 kHz nagyságrendjébe eső frekvenciaelcsúszás várható, °C-ként.

Fázis szabályozáson alapuló frekvencia-szabályozási rendszer tömbvázlatát láthatjuk az 5. ábrán.

A szabályozott mikrohullámú frekvenciából és a kristályoszcillátor sokszorozott jeléből egy mikrohullámú keverő állítja elő a középfrekvenciás jelet, amit szelektív erősítő erősít. A felerősített jel a fázisdiszkriminátorba jut. A fázisdiszkriminátor összehasonlítja a felerősített középfrekvenciás jelnek és a referencia *KF* jelnek a fázisát, és kimeneti kapcsain a fáziskülönbségnek megfelelő szabályzófeszültség jelenik meg, amely feszültség a már tárgyalt módon a szabályozott oszcillátor tápfeszültségét úgy változtatja, hogy a *KF* jel és *KF* referencia jel fázisa lehetőleg megegyezzék.

Az így felépített szabályozási kör mind a szabályozott mikrohullámú frekvencia fázisára, mind magára a szabályozott frekvenciára nézve „1" típusú szabályozást jelent. Ez biztosítja, hogy állandósult állapotban a szabályozott mikrohullámú frekvencia

$$F_s = N \cdot F_{r0} \pm F_i \qquad (9)$$

nagyságú legyen.

Vizsgáljuk meg, hogy a hőmérsékletváltozás hatására kvázistacioner állapotban mekkora lesz a szabályozott frekvencia megváltozása.

A szabályozott frekvencia megváltozása:

$$\Delta F_s = F_s - (NF_{r0} \pm F_i). \qquad (10)$$

A „Δt" idő alatt történő szabályozott frekvencia megváltozás a szabályozott frekvencia fázisának megváltozásából is számítható:

$$\Delta F_s = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} \qquad (11)$$

és a stabilizálatlan oszcillátor ΔF_u frekvenciaelcsúszását bevezetve:

$$\Delta F_s = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta F_u}{\Delta t} \frac{1}{S_d S_m} . \qquad (12)$$

A szabályozott frekvencia elcsúszásának F_s-re normalizált értéke:

$$\frac{\Delta F_s}{F_s} = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta F_u}{F_s \Delta t} \frac{1}{S_d S_m} . \qquad (13)$$

Ha a szabályozott mikrohullámú oszcillátor bemelegedési szakaszából egy extrém nagy hőmérsékletváltozási sebességet választunk ki, például 1 °C/sec vagy ami ezzel azonos, 10 GHz frekvenciánál és reflex klisztronnál kb. 100 kHz/sec frekvenciaváltozást, akkor a (13)-ból számíthatóan

$$\frac{\Delta F_s}{F_s} < 5 \cdot 10^{-13}$$

a szokásos S_d és S_m értékek mellett.

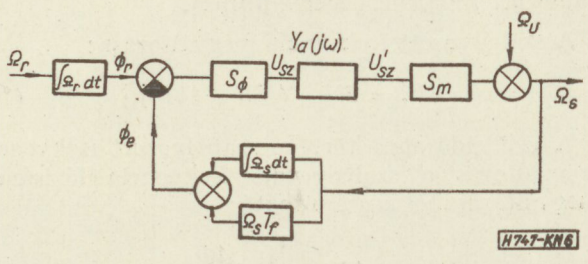
Természetesen, ez alatt a hőmérsékletváltozási ciklus alatt nemcsak a reflex klisztron frekvenciája csúszik el, hanem az alkalmazott kristály oszcillátoroké is. A (9) összefüggéstől láthatóan elsősorban a nagyfrekvenciás kristályoszcillátor hőmérsékletváltozása dominál, ami az említett kristály termosztátba helyezését indokolttá teszi.

Összefoglalva azt mondhatjuk, hogy az *APC* típusú frekvencia-szabályozási rendszerek hőmérsékletstabilitását döntően az alkalmazott referenciakristályok határozzák meg, azaz a szabályozott mikrohullámú frekvencia relatív megváltozása kisebb, mint $10^{-7}/C° \sim 10^{-8}/C°$.

4. A fázisszabályozáson alapuló frekvenciaszabályozó körök tulajdonságai

Az *APC* jellegű frekvenciaszabályozási körök, függetlenül a szabályozott oszcillátor frekvenciasávjától (URH oszcillátor, mikrohullámú oszcillátor stb.) és függetlenül a feszültség által hangolható elemtől (reflex klisztron, varikap-dióda, reaktancia-cső stb.) mindig a 6. ábrán látható alakban rajzolhatók meg.

Az ábra felrajzolásakor a referencia oszcillátor és a szabadonfutó oszcillátor frekvenciáinak abszolút értékeit figyelmen kívül hagytuk, mivel a fázisdiszkriminátor csupán e két frekvencia fázisának különbségére, és a feszültségre érzékeny.



6. ábra. Fázisszabályozáson alapuló frekvenciaszabályozó körök hatásvázlata

Az újonnan bevezetett jelölések:

Φ_r	a referencia jel fázisa,
S_Φ	a fázis diszkriminátor meredeksége V/rad-ban,
$\Delta\Omega$	a szabályozott oszcillátor és a referencia oszcillátor széthangoltsága,
T_f	a nagyfrekvenciás futási idő,
Φ_e	az ellenőrző-fázis jel,
U_1'	a módosító feszültség,
Ω_s; Ω_r	a szabályozott, ill. referencia oszcillátor körfrekvenciái.

4.1 A szűrő nélküli kör vizsgálata

A szűrő nélküli kör a legszemléletesebben mutatja az *APC* rendszer néhány speciális tulajdonságát, nevezetesen a megfogási tartományt, a megfogás lefolyását átmeneti állapotban. A 6. ábra szerinti hatásvázlatból úgy jutunk a szűrő nélküli *APC* rendszerhez, hogy $Y_a(p) = 1$; $T_f = 0$ értékeket vesszük. Ebben az esetben $U_1' = U_1$. Mivel a fázisdiszkriminátorok karakterisztikája nemlineáris, az áramkör vizsgálatát a működést leíró differenciálegyenlet alapján végezzük el.

Szinuszalakú fázisdiszkriminátor-jelleggörbét feltételezve írható, hogy

$$U_1' = U_1 = -S_\Phi \sin \Phi \qquad (14)$$

$$\Phi = \Phi_r - \Phi_e = \Phi_r - \left(-\int \Delta\Omega dt + \int U_1' S_m dt\right)$$

$$\frac{d\Phi}{dt} = \Delta\Omega - U_1' S_m . \qquad (15)$$

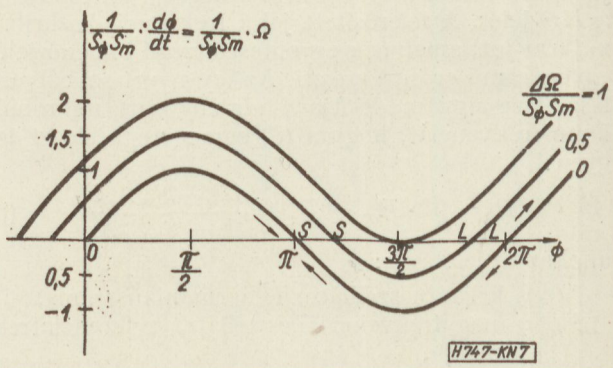
A (14) egyenlet (15)-be behelyettesítve:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \Delta\Omega + S_m S_\Phi \sin \Phi_\Phi . \qquad (16)$$

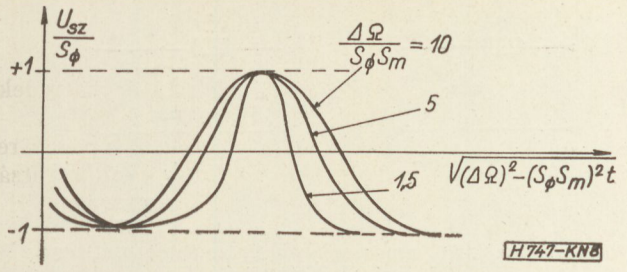
A (16) nemlineáris differenciálegyenlet megadja az *APC* rendszer sztatikus tulajdonságát, ha $\frac{d\Phi}{dt} = 0$

$$\Delta\Omega = -S_\varphi \cdot S_m \sin \Phi \text{ vagy } \Phi = \arcsin \frac{\Delta\Omega}{S_\Phi S_m} . \qquad (17)$$

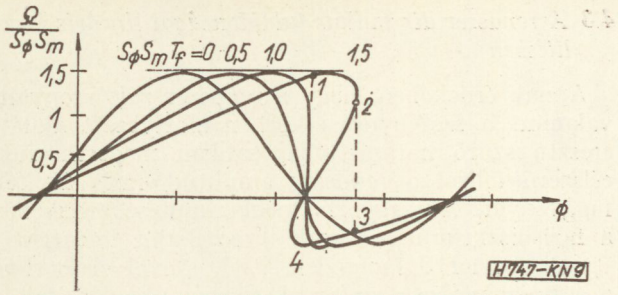
Az *APC* rendszer szinkronizáló tulajdonsága a (16) egyenletből jól látszik, ha ábrázoljuk a $\frac{d\Phi}{dt} = f(\Phi)$ összefüggés normalizált alakját (7. ábra).



7. ábra. APC rendszer fázistrajektóriái szűrőmentes esetben



8. ábra. A szűrő nélküli APC rendszer fázisdiszkrimirátorának kimenő feszültségalakja, különböző relatív elhangolódások mellett



9. ábra. A szűrőnélküli APC rendszer fázistrajektóriája, ha a nagyfrekvenciás futási idő nem hanyagolható el

A 7. ábrából látható a (16) nonlineáris differenciálegyenlet fázis-trajektóriája, különböző relatív elhangolódások mellett.

Az ábrából kitűnik, hogy változatlan elhangolódás mellett az $\Delta\Omega/S_\phi S_m = k$ görbe vagy metszi, vagy nem metszi a referencia oszcillátor által előírt frekvenciaértéket ($\Delta\Omega/S_\phi S_m = 0$). Ha metszés nem jön létre, akkor ez azt jelenti, hogy az oszcillátor szabályozott frekvenciája nem lehet egyenlő a referencia frekvenciával.

Ha $\Delta\Omega/S_\phi S_m \leqslant 1$; 2π szerint periodikus metszéspontok jönnek létre. Az *APC* rendszer ilyen állapotában a szabályozott frekvencia pillanatnyi értéke és a referencia oszcillátor frekvenciája megegyezik. Azonban a periodikusan egymást követő metszéspontokból mindössze a szinusz trajektória leszálló ágai által kijelölt metszéspontok (*S*) jelentenek stabil állapotot, az (*L*)-lel jelölt munkapontokban nem jön létre stabil állapot, az *APC* rendszer ezen az állapoton gyorsan átszalad, és a fázis-trajektória menetét a bejelölt irányban követve, a legközelebbi stabil munkapontba fut.

Az *APC* rendszernek akkor van stabil állapota, ha a szabályozott oszcillátor elhangolódása a referencia oszcillátorhoz képest a következő egyenlőtlenségnek tesz eleget:

$$-S_\phi S_m \leqslant \Delta\Omega \leqslant S_\phi S_m. \qquad (18)$$

Az *APC* rendszer megfogási tartományán azt a frekvenciaeltérést értjük, amelynél a rendszer képes arra, hogy az oszcillátort a referencia frekvenciára behúzza. A szinkronizálási tartományon azt a $\Delta\Omega$ frekvencia különbséget értjük, amelynél a már egyszer szinkronizált állapotba került oszcillátor még szinkronizált állapotban marad.

A szűrő nélküli rendszernél a megfogási és szinkronizálási tartomány egyenlő, és a (18) összefüggés alapján $2S_\phi S_m$ nagyságú.

A 7. ábrából kitűnik, hogy a (18) szerinti elhangolódás korlátoknak

$$\frac{\pi}{2} \leqslant \Phi \leqslant \frac{3\pi}{2} \qquad (19)$$

fáziseltérési intervallum felel meg.

A szinkronizálatlan állapotra nagyon jellemző a fázisdiszkriminátor kimenő-feszültségalakja. Amint a 8. ábrán látható, ez a feszültségalak a relatív elhangolásnak függvénye.

Ha a relatív elhangolódás igen nagy, pl. $\Delta\Omega/S_\phi S_m = 10$, a fázisdiszkriminátor kimenő jele tiszta szinusz alakú, és a visszacsatolt rendszerben a két oszcillátor nem befolyásolja egymást. A relatív elhangolódás csökkentésével a fázisdiszkriminátor kimenőfeszültsége erősen eltorzul. Pozitív elhangolódás mellett a pozitív félsíkhoz nagyobb frekvenciák, így gyorsabb fázisváltozások tartoznak, így a kapott feszültségalak ebben a félsíkban kihegyesedik. Hasonló megfontolásokkal magyarázhatjuk a negatív félsíkban a fázisdiszkriminátor kimenő feszültségének erőteljesen lapított voltát. Ez azt jelenti, hogy a relatív elhangolás csökkenésével a fázis-diszkriminátor kimenőfeszültségének negatív komponense egyre nő, és ez a negatív egyenfeszültség csökkenteni igyekszik a pozitív elhangolódást. Ha a relatív elhangolódás kisebb, mint 1, akkor az *APC* rendszer behúz, és a 8. ábrán látható jelalakból tiszta egyenfeszültség jel lesz.

4.2 A nagyfrekvenciás futási idő hatása

Abban az esetben, ha az *APC* rendszerben terjedő jelek periódusideje összemérhető a szabályozási közben található aktív elemek nagyfrekvenciás futási idejével, akkor a (16) differenciálegyenlet

$$\frac{d\Phi}{dt} = \Delta\Omega + S_\phi S_m \sin\left(\Phi - T_f \frac{d\Phi}{dt}\right) \qquad (20)$$

alakú lesz [4]. Ha bevezetjük a $\frac{d\Phi}{dt} = \Omega$ jelölést, akkor az *APC* rendszerben terjedő jel-középfrekvenciára a következő összefüggés írható fel:

$$\Omega = \Delta\Omega + S_\phi S_m \sin(\Phi - \Omega T_f). \qquad (21)$$

A 9. ábrán a (21) összefüggés alapján $\Omega/S_\phi S_m$-t ábrázoltuk függvényében, $\Delta\Omega/S_\phi S_m = 0{,}5$ esetén, különféle $S_\phi S_m T_f$ értékek mellett.

A 9. ábra jól mutatja a nagyfrekvenciás futási idő hatását az *APC* kör működésére: fázistorzító hatásával az eredetileg szinuszos jellegű fázistrajektóriákat eltorzítja, de addig, míg $S_\phi S_m T_f = 1$, a megfogási tartomány és szinkronizálási tartomány változatlan nagyságú. Viszont, ha $S_\phi S_m T_f \geqslant 1$, akkor a megfogási tartomány nem is értelmezhető, bár a rendszer látszólag behúzva tart, mert a megfogásnak hiszterézise van és az *APC* rendszer munkapontja a 9. ábrán látható az 1—2—3—4—1 pontok által jelölt utat futja be, így a szabályozott frekvencia ugrásszerűen változik.

4.3 A rendszer dinamikus tulajdonságai lineáris közelítésben

Annak érdekében, hogy a rendszer zajviszonyait, valamint a szabályozási körben elhelyezett aluláteresztő szűrő hatását világosabban megérthessük, célszerű felírni a rendszer amplitúdó-fázis átviteli függvényét. A tárgyalás megkönnyítése érdekében a fázisdiszkriminátor karakterisztikáját lineárisnak tételezzük fel S_Φ meredekséggel. Mivel elsősorban a zajviszonyokat szeretnénk tisztázni, az átvitelt a frekvenciatartományban írjuk fel:

$$W_s(\omega) = \frac{\omega^2 W_u(\omega)}{|(j\omega) + S'_\Phi S_m Y_a(j\omega)|^2} + \\ + \frac{S'_\Phi S_m |Y_a(j\omega)|^2 W_r(\omega)}{|(j\omega) + S'_\Phi S_m Y_a(j\omega)|^2}. \qquad (22)$$

A (22) egyenletből, ahol

$W_s(\omega)$ a szabályozott frekvencia teljesítményspektruma,

$W_u(\omega)$ a szabályozatlan oszcillátor frekvenciájának teljesítményspektruma (Ω_k az a frekvencia, amelyen az oszcillátor a szabályozás nélkül rezegne),

$W_r(\omega)$ a referencia oszcillátor frekvenciájának teljesítményspektruma.

A (22) egyenlet megfelelő módon átírható a következő rövidített alakba:

$$W_s(\omega) = |Y_u(j\omega)|^2 W_u(\omega) + |Y_r(j\omega)|^2 W_r(\omega). \qquad (23)$$

Azonnal látható, hogy $Y_a(j\omega) = 1$ esetben is $Y_u(j\omega)$ felüláteresztő jellegű, $Y_r(j\omega)$ pedig aluláteresztő jellegű szűrőt ír le. Ebből következik, hogy a referencia oszcillátor gyors ingadozásai, illetve a szabályozott oszcillátor lassú ingadozásai nem befolyásolják a szabályozott frekvenciát.

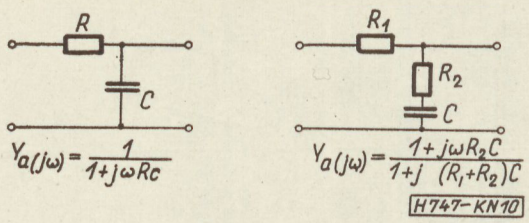
4.4 Az alacsonyfrekvenciás szűrő hatása

A fentiekből következik, hogy ha az *APC* rendszer feladata az, hogy biztosítsa a szabályozott frekvencia stabilitását és nagy spektrális tisztaságát a referencia oszcillátorból származó jelekkel szemben, akkor az ω_c vágási körfrekvenciát kicsinyre kell választani, azaz a rendszer keskenysávú beállítására kell törekedni.

A szűrő nélküli esetben a rendszerre jellemző ω-vágási körfrekvencia, illetve a

$$B_z = \int_0^\infty |Y(j\omega)|^2 \, d\omega \qquad (24)$$

összefüggéssel bevezethető zajsávszélesség (ahol $Y(j\omega)$ a zajforrás és a szabályozott kör kimenete közti eredő amplitúdó-fázis függvény) az S_Φ és S_m paraméterektől függ. Alacsonyfrekvenciás szűrő beiktatásával a szűrési karakterisztikát, a zajsávszélességet és ω_c-t jobban kézben lehet tartani. Aluláteresztő szűrőként általában egyszerű *RC*-tagot, vagy egy egyszerű PT_{12} áramkört szokás alkalmazni (lásd a 10. ábrát). Bonyolultabb áramköröket általában nem alkalmaznak, mivel károsan befolyásolná a rendszer stabilitását.



10. ábra. Az *APC* rendszerekben használatos aluláteresztő szűrők felépítése

Az aluláteresztő szűrő beiktatásával azonban — mint ezt a részletes analízis kimutatja [1] — megváltozik a megfogási tartomány és szinkronizálási tartomány nagysága is, és a kettő már nem lesz egyforma, hanem a megfogási tartomány lényegesen kisebbé válik.

A PT_{12}-tag (közelítő *PI*) alkalmazását éppen az indokolja, hogy ezt a hatást bizonyos mértékig csökkenti. Levonható tehát a tanulság, hogy a rendszer zajsávszélessége és a megfogási, illetve szinkronizálási tartomány külön-külön nem változtathatók meg, mivel az egyik paraméter megváltoztatása maga után vonja más paraméterek megváltoztatását is.

5. A referens jel előállítása

A fázisszinkronizáló *(APC)* rendszer működéséhez egy megfelelő tulajdonságokkal rendelkező referencia jelre van szükség. Mivel az *APC* rendszer szuperheterodin rendszerű (5. ábra) ennek kedvező érzékenysége miatt, ezért a tulajdonképpeni referencia jel két jelből, a kristályoszcillátor sokszorozott jeléből és egy középfrekvenciás oszcillátor F_i frekvenciájú jeléből tevődik össze:

$$F_r = NF_{r0} \pm F_i \qquad (25)$$

ahol N az alkalmazott sokszorozási szám. Mikrohullámú alkalmazás esetén F_{r0}-et minél nagyobbra célszerű választani, mert a felhasználható diódás sokszorozóban N növelésével a kimeneti jel és a jel/zaj viszony gyorsan csökken. F_i általában 30 vagy 60 MHz, amelyek a mikrohullámú vételben jól bevált értékek. Mivel N értéke 50—100 közötti, látható, hogy F_r viselkedését F_{r0} szabja meg. Ezért általában ezt a frekvenciát termosztátban elhelyezett kvarcoszcillátor segítségével állítják elő, míg F_i előállítására általában termosztát nélküli kvarcoszcillátor, vagy stabil felépítésű *LC*-oszcillátor is kielégítő.

Bizonyos előnyöket biztosít az az elrendezés, amelynél az F_{r0} és F_i frekvenciákat egyaránt egy közös F'_{r0} frekvenciájú kvarcoszcillátorból állítják elő sokszorozással. Az egyik előny az, hogy ez az eljárás lehetővé teszi pontos másodlagos frekvenciaetalonok egyértelmű áttranszponálását a mikrohullámú tartományba, mivel ilyenkor a kimeneti, szabályozott frekvencia az F'_{r0} frekvencia egész számú többszöröse. A másik előny ugyancsak ebből fakad, ugyanis a frekvenciák közötti kapcsolat miatt nem jönnek létre hamis ütési frekvenciák. A részletes

szűrési követelményekre, valamint a lehetséges, de ritkábban alkalmazott egyéb elrendezésekre itt nem kívánunk kitérni.

A referencia jelforrás fontos része az a szélessávú frekvenciasokszorozó, amely a 100—200 MHz körüli F_{r0} jelet megsokszorozza a mikrohullámú tartományba. Általában erre a célra félvezetős tűs diódákat (éles törésű karakterisztikával), vagy pedig változó kapacitású, illetve töltéstároló diódákat célszerű alkalmazni [5]. A hagyományos tűs diódás megoldás hátránya, hogy széles sávú megoldás esetén a sokszorozott frekvenciájú jel teljesítményszintje rohamosan csökken az N sokszorozási tényezővel, még ideális esetben is N^{-4}-gyel arányos a kimeneti teljesítmény. A helyzeten valamit javít, ha a sokszorozó és a keverő dióda szerelvényét egybeépítik, mert ezzel a harmonikus-keverő komplexum hatásfokát a kombinációs frekvenciák egy részének felhasználásával némileg sikerül megjavítani.

A szélessávú sokszorozás hatásfokának javításában további előnyöket ígér a változó kapacitású dióda, pontosabban annak egyik típusa, az éles törésű kapacitás-karakterisztikával rendelkező töltéstároló dióda alkalmazása, amellyel az elméleti teljesítmény csökkenés a sokszorozás során $1/N$.

A frekvenciasokszorozás folyamán a jel/zaj viszony a jel csökkenésénél gyorsabban romlik, mivel a zaj, különösen a fáziszaj a sokszorozás folyamán megnő. Ezért stabilizátor alkalmazások esetén egyrészt az alap kvarcoszcillátor kimenetén kell keskenysávú szűrőt alkalmazni, másrészt a már említett alulátereszto szűrőt kell az áramkörbe beiktatni, hogy a referencia jel zaját, illetve annak hatását a szabályozott jelre lecsökkentsük. (A szabályozott oszcillátor amplitúdózaját a fázisszinkronizálás csak annyiban befolyásolja, amennyiben a frekvenciabeállítás folyamán a kimeneti amplitúdó is megváltozik.)

6. Következtetések

A fenti megfontolások figyelembevételével a Távközlési Kutató Intézetben megépítettünk egy fázisszinkronizátort, amely jól felhasználható volt az *EMG* gyártmányú mikrohullámú szignálgenerátorok stabilizálására. E szignálgenerátorokban reflex klisztron oszcillátorokat alkalmaznak. A reflex klisztron oszcillátor nagy előnye, hogy frekvenciája egy meghatározott tartományban feszültséggel hangolható (áramfelvétel nélkül). A stabilizált szignálgenerátorok rövididejű relatív stabilitása $1{,}5 \cdot 10^{-8}$ körüli érték volt, hosszabb időre (1 napra) sem volt nagyobb a relatív ingadozás néhányszor 10^{-7}-nél.

A berendezés további vizsgálata, valamint továbbfejlesztése jelenleg folyamatban van.

Összefoglalva megállapítható, hogy az *APC* rendszer viszonylag egyszerű áramkörök felhasználásával lehetővé teszi a mikrohullámú oszcillátorok stabilizálását (diszkrét frekvenciaértékeken), és tulajdonságaiban felülmúlja az egyéb frekvenciastabilizáló rendszereket.

Nem foglalkoztunk a fázisszinkronizálási rendszer egyéb felhasználási területeivel. Nyilvánvaló azonban, hogy egyrészt a fázisszinkronizálás nemcsak a mikrohullámú, hanem mind az alatta, mind a felette levő frekvenciák tartományában jól alkalmazható, másrészt egyéb kedvező tulajdonságai lehetővé teszik alkalmazását pl. frekvenciamodulációra, zajvizsgálatra és sok más méréstechnikai célra.

IRODALOM

1. *Rey, T. J.:* Automatic Phase Control: Theory and Design. Proc. IRE. 1960. okt. p. 1760—1771.
2. *Benjaminson, A.:* Phase Locking Microwave Oscillators to Improve Stability and Frequency Modulation. Microwave Journal. 1963. jan. Vol. VI. No. 1. p. 88—92.
3. *Benjaminson, A.:* Phase-Locked Microwave Oscillator Systems with 0,1 cps Stability. Microwave Journal. 1964. dec. Vol. VII. No. 12. p. 65—69.
4. *Brunk, M.:* Der Fangbereich von Nachlaufsynchronisationsschaltungen mit sinusförmiger Charakteristik des Phasendiskriminators. Archiv der elektrische Übertragung. Band 19. (1965), Heft 12. p. 649—663.
5. *Leenov, D.—Uhlir, A.:* Generation of Harmonics and Subharmonics at Microwave Frequencies with P-N Junction Diodes. Proc. IRE 1959. okt. p. 1724—1729.

SZEMLE

Összeállította: VÁSÁRHELYI PÁL

„Electronica 66" néven október 20. és 26. között Münchenben 7400 m²-es kiállítási területen 15 ország 600 cégje mutatja be elektronikai építőelemeit, s a gyártásban felhasznált gépeket és mérőberendezéseket. *(Funktechnik, 14. sz. 1966. júl.)*

*

Az NSZK-ban április 29-én Uetze körzeti telefonhálózatának kézi kapcsolású központról gépi választású központra történt átállításával befejeződött az ország teljes telefonhálózatának automatizálása. Az országon belül a beszélgetések 96%-ában, s az országok közötti beszélgetések 70%-ában a hívó maga tárcsázza fel a kívánt számot. *(Funktechnik, 11. sz. 1966. jún.)*

A Rhode Schwarz cég új, 6 emeletes szerelőcsarnoka az év végére készül el Münchenben. Az épületben 6600 m² hasznos területen folyik majd a gyártás. A földszinten és pincében elhelyezett galvanizálóműhely Európa legmodernebb ilyen műhelye lesz. *(Funktechnik, 14. sz. 1966. júl.)*

*

Moszkvában 1966. szeptember 1. és 15. között „Interorgtechnika 66" néven nagy nemzetközi kiállítást rendeztek, melynek tárgya a mérnöki és ügyviteli munka gépesítése volt. A kiállításon a résztvevő országok által gyártott adatfeldolgozó, távbeszélő, rádió- és képátviteli rendszerek is szerepeltek. *(Funktechnik, 11. sz. 1966. jún.)*

VARGA ANDRÁS
BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék

Középsebességű adatátviteli csatorna statisztikus vizsgálata

I. rész. Mérőberendezés

ETO 621.395.38:519.3:621.317.7

Az elektronikus számítógépek, illetve adatfeldolgozó gépek alkalmazásával rendkívül meggyorsult a különféle információ-fajták gyűjtése, feldolgozása és kiértékelése. Így lehetővé vált olyan központi vezérlő szerv felállítása, amelyhez a központtól meglehetősen távollevő információforrások és — a feldolgozott új információt váró — rendeltetési szervek is tartozhatnak. Szükségessé vált tehát a gyors információcsere. Az egyik megoldás az adatfeldolgozó gépek bemeneti adathordozó közegeinek (lyukszalag, lyukkártya stb.) szállítása. Ez lassú és nem praktikus, főleg nagy mennyiségű adat esetén. A másik megoldás az adatok elektromos úton történő szállítása. Ekkor elsősorban vezetékes (illetve az annak megfelelő koaxiális vagy mikrohullámú) összeköttetés jön számításba. A gazdaságosság megköveteli, hogy az eddig kiépített hírközlő hálózatot (távbeszélő, távíró) használjuk e célra. Az eddig használt digitális jelátvitel (távíró) hibaaránya nem megfelelő. Az új célnak megfelelő új követelményekből fejlődtek ki azok az új módszerek, amelyeket összefoglalóan *adatátvitelnek* nevezünk [1].

Jelen cikkben csak az előfizetői távbeszélő vonalakon használatos középsebességű adatátviteli módozatokkal foglalkozunk.

A sebességi követelmények a kissávszélességű vonalakon új modulációs rendszerek alkalmazását tették szükségessé. Jelenleg túlnyomórészt kétértékű (bináris) fázis- vagy frekvenciamoduláció — más néven fázis- vagy frekvenciabillentyűzés (PSK, illetve FSK) használatos. Ilyen eljárással könnyen elérhető az 1200 Baud, nehezebben a 2400 Baud sebesség. Bár a hibavalószínűség szempontjából a PSK előnyösebb, 1200 Baud sebességig a CCITT az FSK használatát ajánlja, mert a rendszer egyszerűbb, illetve olcsóbb, mint a PSK [2]. Működő rendszerek általában 600/1200 Baud-osak, ami azt jelenti, hogy a vonal minőségétől függően egyik vagy másik sebességre átkapcsolhatók. Egy ilyen összeköttetés alaphibaaránya a modulátor, ill. a demodulátor rendszerétől és a vonaltól függően 10^{-4}—10^{-5} körül mozog (elemi jelekre vonatkoztatva). Amennyiben pl. az adatátviteli csatornát egy adatfeldolgozó gép be-, ill. kimeneteként alkalmazzuk, ez a hibaarány megengedhetetlen. A megfelelő adatátviteli rendszer és megfelelő *hibakorlátozó kódok** használatával a szükséges 10^{-9}—10^{-11} hibaarány elérhető. Ez az érték onnan adódik, hogy nem célszerű a hozzájáruló hibaforrás, pl. berendezés által okozott hiba valószínűségénél jobbat biztosítani az átvitelre. Becslés szerint a korszerű digitális berendezések hibavalószínűsége 10^{-8}—10^{-10} [3]. Mivel minden biztonságot növelő kód az átvitt információ redundanciájának növelésén alapul és így a tényleges információátviteli sebességet csökkenti, meg kell vizsgálni, mely tényezők befolyásolják a megkövetelt biztonság és a redundancia szempontjából optimális kód kiválasztását.

Ezen tényezők egyike az összeköttetés típusa. Két nagy csoportot különböztetünk meg: a (kizárólag) egyirányú és a visszajelzéses rendszert. Ha csak nagy akadályokba nem ütközik, mindig az utóbbit alkalmazzuk, mert egyébként *hibajavító* kódot kellene használni, amely egyrészt azonos hibaarányhoz nagyobb redundanciát, másrészt — legalábbis a vételi oldalon — jóval nagyobb technikai apparátust igényel, mint a *hibajelző* kód alkalmazása. Visszajelzéses rendszer esetén a hibajelzés egy-egy közlemény (blokk) ismétlését vonja maga után. Jól választott blokkhossz és hibajelző kód mellett, az azonos hibaarányú eredő információátviteli sebesség nagyobb, mint az egyirányú rendszernél.

A másik tényező a modulátor-csatorna-demodulátor rendszer (a továbbiakban röviden csatorna) statisztikus hibaeloszlása. Az eddig végzett mérések azt mutatják, hogy egy létrejött hiba után néhány jel idejéig további hiba létrejöttének valószínűsége nagyobb, mint hibátlan elemi jel után, azaz a hibák „csomósodnak", nem egymástól függetlenül jelentkeznek. Ezen jelenséget figyelembe véve, adott követelmények mellett a szükséges redundanciát csökkenteni lehet, ha ismervén a csatorna hibaeloszlását, ehhez „illesztjük" a hibakorlátozó kódot, pl. *hibacsomókorlátozó* kód alkalmazásával. A hibaeloszlás statisztikus vizsgálatából meghatározható egyrészt a legmegfelelőbb hibakorlátozó kód, másrészt a legmegfelelőbb blokkhossz. Utóbbi azért fontos, mert a blokkhossztól függ a hibás blokkok aránya, tehát az ismétlések sűrűsége, illetve ugyanakkor egy ismétlés időtartama. Amint már említettük, az eredő átviteli sebesség, ill. a forgalmi hatékonyság szempontjából létezik egy optimális hossz.

Adatátviteli csatorna statisztikus vizsgálata

Először definiáljunk néhány olyan mennyiséget, amelyeknek mérése szükséges a vizsgálatok elvégzéséhez.

Hibaközti intervallum: két egymást követő hibás elemi jel közötti hibátlan elemi jelek száma.

Hibacsomó: a leghosszabb hibás jellel kezdődő és hibás jellel végződő sorozat, melyen belül minden hibaközti intervallum egy adott N számnál — a *hibasugárnál* — kisebb. (Nem azonos a kódolás elméletben definiált hibacsomó fogalmával.)

* Az „error-control" legmegfelelőbb fordításának a hibakorlátozást tartjuk, az elterjedt „hibavédelem"-mel szemben.

Hibacsomó hossza: a hibacsomót alkotó jó és hibás elemi jelek száma.

A CCITT által ajánlott statisztikai kiértékelések a következők [2]:

1. *Hibaközti intervallumok hosszának eloszlása.* Független hibájú csatorna esetén geometriai eloszlást kapnánk. A szokásos telefoncsatornák mérése azonban az 1. ábra szerinti jellegzetes eloszlást mutatják, tehát csomósodás történik. A görbe egyenes szakasza általában $8 \leqq x \leqq 20$ értéknél kezdődik. A hibacsomó sugarát célszerűen az egyenes kezdeti szakaszán választjuk, pl. az ábra szerint $N=10$-et (CCITT ajánlás).

2. *N sugarú hibacsomó hosszának eloszlása.* A kód kiválasztása szempontjából jelentős. Egy jellegzetes eloszlás a 2. ábrán látható.

3. *Hibás blokkok aránya adott blokkhossz mellett.* Az ismétlések arányára jellemző.

4. *Hibák átlagos száma hibás blokkonként.*

5. *Átlagos elemi jel hibaarány.*

Fenti eloszlásokat a mért jelsorozatban levő hibák pontos helyének ismeretében tudjuk meghatározni. Nem közömbös azonban, hogy milyen vizsgálójelet — elemi jelsorozatot — alkalmazunk. A hibavalószínűség függhet attól, hogy az átvitt jel 1 vagy 0, de függhet az előző jeltől vagy jelsorozattól is. Így a vizsgálójelnek olyan statisztikus tulajdonságokkal kell rendelkeznie, amelyek biztosítják, hogy bizonyos hosszúságú jelsorozat minden lehetséges kombinációja közel egyforma valószínűséggel forduljon elő benne. A tényleges csatorna vizsgálatához — amikor is pl. az adó és a vevő szinkronizálását nem a zajos csatornán keresztül biztosítjuk, elegendő, ha ez a hosszúság 5—6 elemi jellel egyenlő. A teljes csatorna üzemi körülmények közötti mérésekor, illetve a szinkronizálás vizsgálatakor nagyobb érték is szükségessé válhat [4]. A kiértékelést számítógépen végezzük. Két alapvető módon adhatjuk be az adatokat: *a)* a vett jelet rögzítjük, beadjuk, és a gép keresi meg a hibákat (csak periodikus és aránylag rövid periódusú vizsgálójel esetén alkalmazható), *b)* eleve a hibákat rögzítjük és adjuk be.

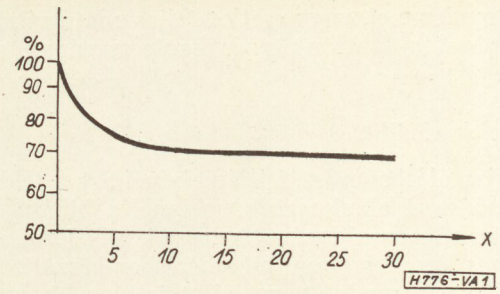
Így a statisztikus vizsgálathoz szükséges egyrészt egy statisztikus digitális jelsorozat generátor, másrészt egy berendezés, amely a vett jelet vagy a hibákat számítógépen olvasható formában rögzíti. Ezen berendezéseket a Budapesti Műszaki Egyetem Vezetékes Híradástechnika Tanszékén megterveztük és megépítettük. A továbbiakban ismertetjük az egyes egységek tervezési meggondolásait és vázlatosan a megoldásait.

Az összes egységet EMG EDS 1000 sorozatú logikai kártyákból építettük fel. A logikai tervezésnél főszempont volt a minél kevesebb kártya felhasználása, esetleg bonyolultabb logika árán is. Közrejátszott az is, hogy nem minden kártyafajtával rendelkeztünk. A hibarögzítés megoldásánál pedig a lehetőségek szabták meg a megoldást.

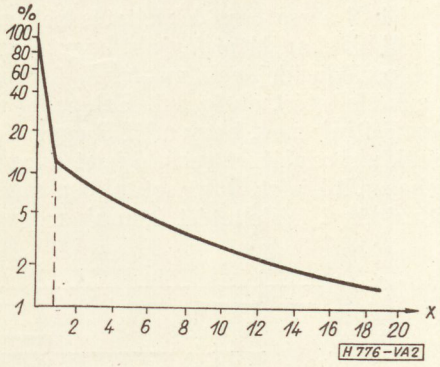
Jelsorozat generátor

Amint említettük, elegendő vizsgálójelként egy periodikusan ismétlődő álvéletlen jelsorozat alkalmazása, amelyben bizonyos hosszúságú minden lehetséges kombináció előfordul. Ilyen jelsorozatot visszacsatolt léptető regiszter (VLR) segítségével lehet előállítani. A VLR-ek elméletét polinom algebra segítségével lehet leírni [1], [5]. A megfelelően kiválasztott visszacsatolással biztosítható, hogy az n fokozatból álló VLR 2^n-1 elemi jel periodicitással olyan jelsorozatot állítson elő, amelyben minden lehetséges n hosszúságú kombináció szerepel, kivéve az n egymást követő 0-t. Az általunk választott $n=8$ esetében a 3*a* ábrán látható a VLR logikai sémája. Az adatátviteli csatorna további vizsgálatát, ill. a végberendezések beállítását szolgálja a közbenső visszacsatolás megszüntetésének lehetősége (3*b* ábra). Ekkor a VLR gyűrűs regiszterré válik és bármely, kapcsolókon előre beállított 2, 4, vagy 8-as periodicitású jelsorozatot ki tud adni. Mindkét esetben a periodicitásnak megfelelő szinkronjel is rendelkezésre áll az oszcilloszkópos vizsgálatokhoz.

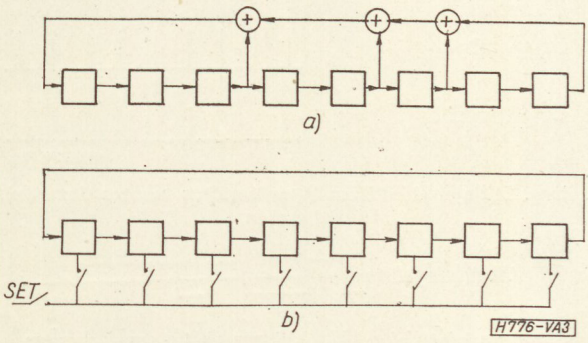
A jelsorozat generátor külső órajel generátorral működik, így könnyen alkalmazható bármely rend-



1. ábra. x vagy annál hosszabb hibaközti intervallumok százalékos eloszlása



2. ábra. x vagy annál hosszabb hibacsomók százalékos eloszlása

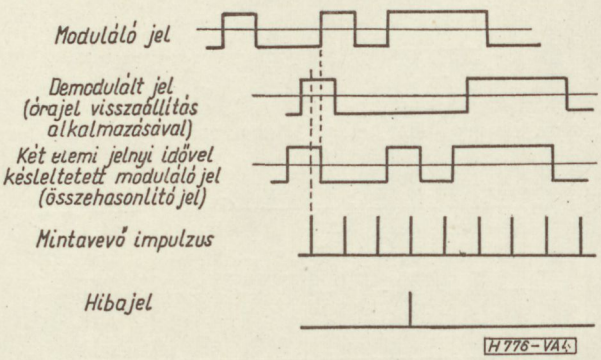


3. ábra. Jelsorozat generátor tömbvázlata (egy-egy négyzet egy-egy dinamikus vezérlésű flip-flopot jelképez; a léptető impulzus nincs ábrázolva)

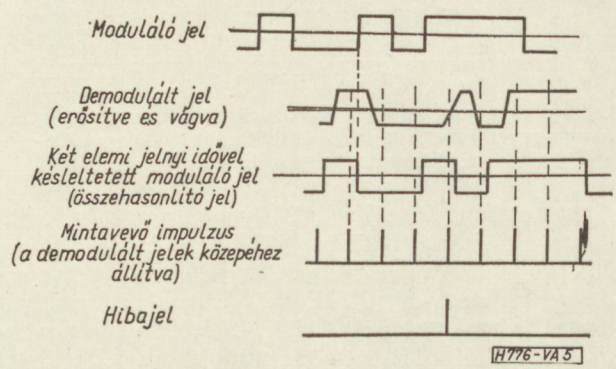
szerű modemmel, vagy esetleg teljes adatátviteli berendezéssel a hibakorlátozás hatásosságának méréséhez.

Hibajelek előállítása

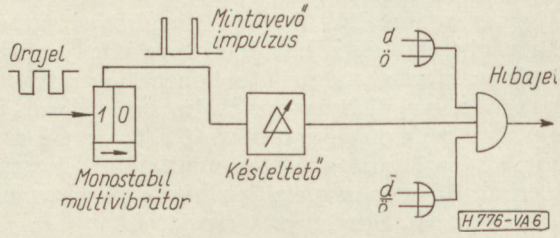
A vizsgáló berendezés felépítésénél azt a feldolgozási módszert alkalmaztuk, melynél a hibák kerülnek rögzítésre, majd számítógépes kiértékelésre. A berendezés hurokban való hibaméréshez készült. A hibás jeleket a modulátorra adott jel és a demodulátorból kijövő jel összehasonlítása alapján ismerhetjük fel. Ennek érdekében a jelsorozat generátor jelét késleltetni kell a csatorna késleltetésének megfelelően. A továbbiakban látni fogjuk, hogy elegendő, ha az órajel periódusidejének megfelelő fokozatonként tudjuk a késleltetést elvégezni. Ezt pedig egyszerűen úgy valósítjuk meg, hogy a VLR egyes fokozatairól vesszük a modulátort vezérlő jelet és az utolsóról az összehasonlító jelet. Így esetünkben maximálisan 8 periódusidőnyi késleltetést tudunk megvalósítani.



4. ábra. Hibajel előállítása távírótorzítás mentes demodulált jel esetén



5. ábra. Hibajel előállítása távírótorzításos demodulált jel esetén



6. ábra. Hibajel előállítása (*d* a demodulált jel, *ö* az összehasonlító jel)

Ez városi (hangfrekvenciás) összeköttetés és 1200 Baud sebesség mellett elegendő. Hosszabb és vivőfrekvenciás berendezést is tartalmazó összeköttetés esetén szükség lehet nagyobb késleltetésre. Kb. 20 periódusnyi késleltetésig még érdemes további léptető regisztert alkalmazni, efelett azonban célszerű a jelgenerátort még egy példányban elkészíteni, és az első vett 8 elemi jellel feltölteni, majd elindítani a vevőoldali órajellel. Így szinkronban és fázisban fog működni a vett jelsorozattal. E megoldás előnye az, hogy lehetővé tesz ponttól pontig történő mérést is [4].

A vett jelet és a késleltetett összehasonlító jelet egy antivalencia körre vezetjük, amelyet egy mintavevő impulzussal kapuzunk. Mivel a vett és demodulált jel távíró torzítást tartalmaz, az egyes elemi jelek értékének megállapításához ismerni kell a mintavételi időpontot, azaz szükség van egy vételoldali, az adóoldalival szinkron futó órajel generátorra, illetve órajel visszaállító áramkörre. Amennyiben a demodulátor tartalmaz órajel visszaállító áramkört, a kimenetén levő és a visszaállított órajel segítségével négyszögesített jelsorozat már alig fog tartalmazni távíró torzítást. Ekkor a vevőoldali órajelből kiindulva előállítható egy mintavevő impulzus, amelynek helyzetét úgy kell beállítani, hogy valahol abban az időszakban vegyen mintát, amikor a két összehasonlító jel fedi egymást (4. ábra).

A berendezés akkor is alkalmazható, ha a demodulátor nem tartalmaz órajel visszaállító áramkört (de akkor kizárólag hurokban végezhető el a mérés). Ez szükséges, mivel a CCITT nem ad arra vonatkozólag ajánlást, hogy hol legyen elhelyezve a fent említett áramkör. Ilyen esetben a mintavevő impulzust az adóoldali (egyetlen) órajel generátorból kiindulva kell előállítani, de pontosan be kell állítani a demodulált elemi jelek közepére. Ezért a mintavevő impulzus az órajelhez képest, egy egész elemi jelnyi idővel folyamatosan késleltethető. Ebben az esetben viszont az összehasonlító jelet annyi elemi jelnyi idővel kell eltolni, hogy a mintavétel helyén egyezzen a vett jellel (5. ábra).

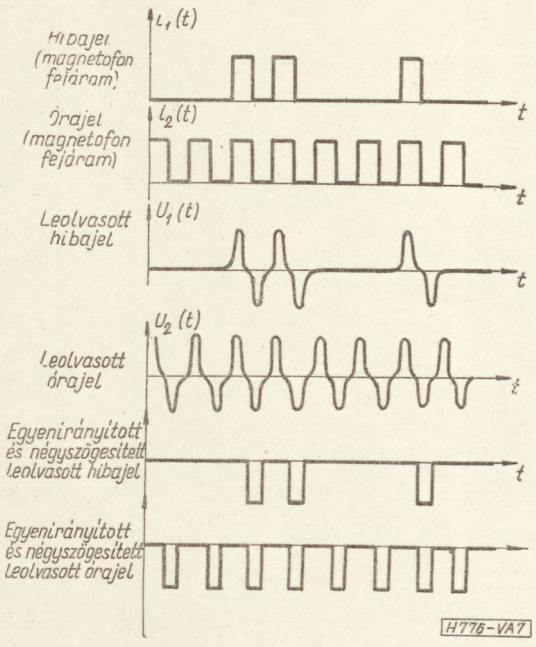
Itt megemlítendő, hogy a berendezés lehetővé teszi integrátor típusú simító szűrő alkalmazását órajel visszaállító áramkör hiányában is. Ilyenkor a mintavevő impulzust a demodulált elemi jel végére kell beállítani és ugyanezen jel hátsó élével kell indítani egy monostabil multivibrátort, amely kisüti az integrátort [6]. A 6. ábrán látható a hibajelet előállító áramkör logikai vázlata.

Hibajelek rögzítése

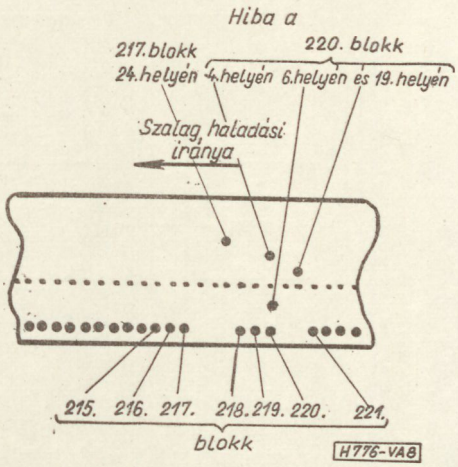
A hibajel rögzítésekor az a probléma, hogy durván a mérési idő $10^{-4}-10^{-5}$-öd részében kapunk hasznos információt (mármint hibát!), tehát olyan megoldást kellett találnunk, amely egyrészt gazdaságosan használja fel a tárolóközeget, ha az újra fel nem használható, másrészt a számítógépbe való beolvasás idejét is a lehető legrövidebbre csökkenti, mivel ilyen hibagyakoriságnál egy-egy olyan méréssorozat, amely alapján elég jó becslést készíthetünk a várható hibagyakoriságot illetően, több óráig tart. Tároló közegként mágnesszalag és lyukszalag jön számításba.

Megfelelő mágnesszalagos berendezéssel könnyen megoldható a feladat. Ha pl. a felvételi 1200 bit/s sebességet lejátszáskor 50—100 kilobit/s-ra lehet növelni, akkor közvetlenül rögzíthető az előállított hibajel, mivel így a beolvasás elég rövid és a nagy mennyiségű szalag újra felhasználható. Ilyen berendezés azonban általában méretei és súlya miatt helyhez kötött.

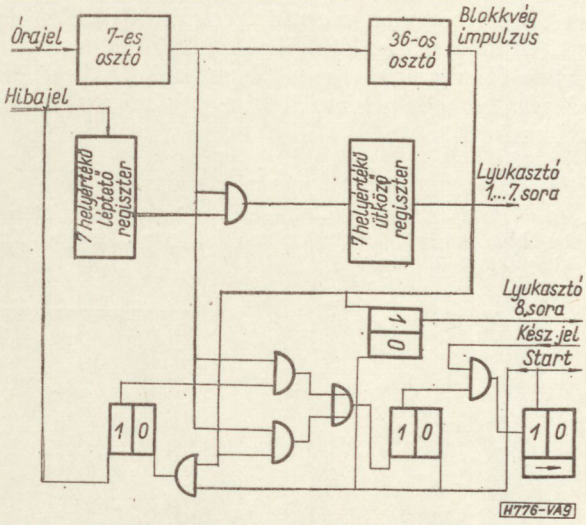
Lyukszalag lyukasztók maximális sebessége 1200 bit/s (pl. Facit PE 1500). Mivel egyrészt a maximális leolvasási gyorsaság 8—16 000 bit/s, másrészt a papírszalag aránylag drága és újra nem használható, itt a fentemlített probléma miatt a hibainformációt át kell alakítani. Ez viszont azzal jár, hogy helyenként az információ sebesség túllépi az 1200 bit/s-ot és egy nagyobb ütközőtárra volna szükség a biztonságos lyukasztáshoz. Más oldalról is szükséges egy közbenső lépés, mert tanszékünk egyenlőre gyors lyukszalag lyukasztóval nem rendelkezik, de egyes számítóközpontokban van lehetőség gyors lyukasztásra. Mindezért a következő megoldást választottuk. Egy BRG M8 háromsebességű magnetofont átalakítottunk a következőképpen. Felszereltünk egy kétsávos törlőfejet, lejátszófejet és egy hátsó réssel bíró felvevő fejet, amelyet a hibajelnek megfelelő 400 μs-ra szélesített áramimpulzussal, ill. az órajelnek megfelelő négyszög áramimpulzussal hajtunk meg. A kettős lejátszó erősítő tranzisztoros. A felerősített differenciált jelből a negatív részt négyszögesítjük EMG szabványos szintekre (7. ábra). A felvétel 9,5 cm/s sebességgel történik (12,6 impulzus/mm), a lejátszás 4,75 cm/s sebességgel. A lejátszáskor kapott hibajelek, ill. órajelek egy kódkonverterbe kerülnek, amelynek kimenetére csatlakozik egy 8 csatornás lyukasztásra beállított Facit PE 1500 gyorslyukasztó. A konverterben a következő logikai átalakítás történik. A vett jelsorozatot felosztjuk 252 elemi jelből álló blokkokra. Ha egy-egy blokkon belül nincs hiba, akkor csak egy-egy blokkjelzést lyukasztunk a 8. csatornán. Ha előfordul legalább egy hiba, ezt a hibát az első hét csatorna egyikében (a blokkbeli helyzetének megfelelően) közvetlenül az előző blokkjelzés utáni sorban lyukasztjuk, majd ezen blokk végéig — akár van további hiba, akár nincs — a lyukszalag a maradék jelek számának megfelelően lép, ill. a további hibákat a megfelelő helyre lyukasztja, majd a blokk végét a 8. oszlopban jelzi. A számítógépbe való beírásnál a szalagot ellenkező irányba olvassuk le (fordítva fűzzük be az olvasóba). Ezt megtehetjük, tekintve a kiértékelendő mennyiségeket. Így a blokkjel után a megfelelő helyen lesz a hiba, és az utolsó hibának megfelelő sor után közvetlenül következik a következő blokkjel. Mindezt jobban szemlélteti a 8. ábra. Mivel hozzávetőlegesen a blokkhibaarány 10^{-3} körül van, és egy blokkjelzés 8 bit információnak megfelelő helyet foglal el, a lyukszalag nyereség kb. 96,8% az átalakítás nélküli lyukasztáshoz képest. Egy-egy kiértékelhető mérés így is kb. 750 m szalagot igényel. Kidolgozás alatt áll egy még takarékosabb rendszer, ez azonban jóval komplikáltabb logikai átalakító egységet igényel. Az átalakító a logikai átalakításon kívül az illesztést is elvégzi a Facit PE



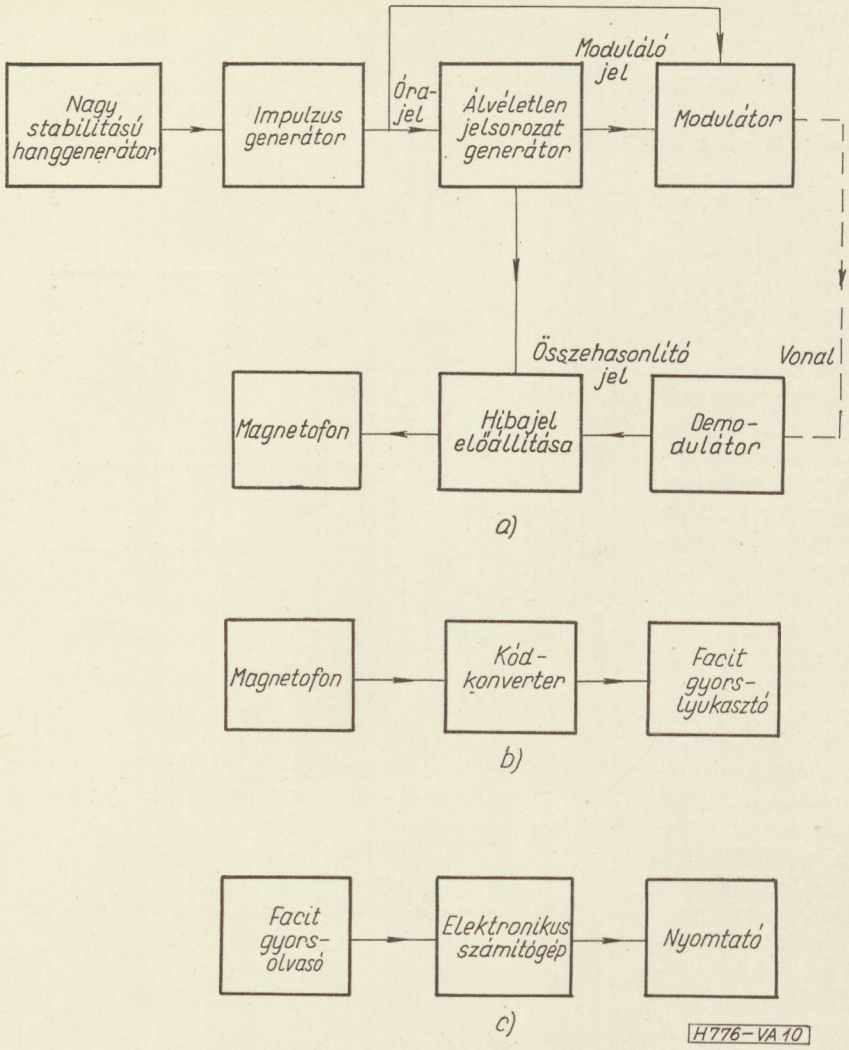
7. *ábra.* Hibajel rögzítése magnetofon szalagra



8. *ábra.* Hibák elhelyezése a lyukszalagon (a nyíl a szalag mozgását ábrázolja olvasáskor)



9. *ábra.* Kódkonverter magnetofonszalagról lyukszalagra



10. ábra. Statisztikus hibavizsgálat elvégzésének lépései: *a)* mérés; *b)* lyukasztás; *c)* kiértékelés

1500 lyukasztóhoz. A logikai vázlata a 9. ábrán látható.

Az ismertetett egységek részletesebb leírása, illetve elvi kapcsolási vázlatai megtalálhatók [7]-ben.

A berendezéssel eddig mikrohullámú összeköttetésen — Távközlési Kutató Intézettel közösen [8] — és előfizetői vonalon végeztünk mérést a 10. ábra szerinti elrendezésben. Utóbbi mérésünk eredményeiről a cikk II. részében fogunk beszámolni. A méréseknél alkalmazott modem leírása egy másik cikkben található [6].

IRODALOM

1. *Horváth L.—Gordos G.—Varga A.:* Adatátvitel. Mérnök továbbképző Intézet. Szakmérnöki Jegyzet. Kézirat. Tankönyvkiadó 1965.
2. CCITT Blue Book Volume VIII. Data Transmission. Int. Telecom. Union Nov. 1964.
3. *A. G. Franco, N. Marchand and L. J. Saporta:* Error-control Systems Get The Message Across. Electronics, Vol. 38. Nov. 15, 1965.
4. *W. R. Bennett—J. R. Davey:* Data Transmission. McGraw-Hill 1965.
5. *W. W. Peterson:* Error-correcting Codes. The M. I. T. Press & John Wiley & Sons, Ins 1961.
6. *Földvári R.:* Fázismodulátor és demodulátor 600/1200 Baud sebességű adatátvitelre Híradástechnika (megjelenés alatt).
7. *Földvári R.—Varga A.:* Zárójelentés a Budapesti Műszaki Egyetem által végzett adatátvitellel kapcsolatos munkákról. (TKI anyag).
8. *Faragó T.—Rét A.:* Közepes sebességű adatátviteli vizsgálatok mikrohullámú összeköttetésen. Híradástechnika (nyomdában)

HENNYEY ZOLTÁN – KISS ISTVÁN
a műszaki tudományok kandidátusa
a műszaki tudományok kandidátusa
Távközlési Kutató Intézet

Modulátor áramkörök négypóluselméleti tárgyalása*

II. rész

ETO 538.567.4:621.376.001:621.372.5

Vivőfrekvenciás berendezésekben fontos szerepet játszó áramkör a *modulátor*. Ennek elméleti tárgyalásával az utóbbi évtizedek irodalma sokat és sokféleképpen foglalkozik. Ennek oka az, hogy a modulátoráramkörökkel szemben támasztott követelményeink egyre súlyosabb feladat elé állítják a tervezőt, és így követelően fellépett az az igény, hogy a modulátorok elméleti apparátusa az áramkör működésének olyan finom részleteibe is belevilágítson, melyeket az addigi elmélet nem tudott kezelhetővé tenni.

Jelen tanulmányunknak a *Híradástechnika* XVII. (1966) 11. számában megjelent első része a lineáris hálózatelméletre épített elméleti apparátust mutatta be, míg a második rész ennek gyakorlati alkalmazásával foglalkozik. A gyakorlati rész az elméleti részből származó következtetésekkel indul, ideális lezárásokat feltételezve a gyakorlat számára fontos eseteket táblázatban foglalja össze. Kritikai vizsgálat alá veti a párhuzamos vivőbetáplálás esetét a lezárások realizálása szempontjából és indokolja a soros vivőbetáplálásra való áttérés szükségességét. A gyűrűs modulátor méretezésével kapcsolatos megállapítások után, kísérleti eredményekkel igazoljuk elméleti megfontolásaink használhatóságát.

1. Az elméleti részből származó következtetések

Az elméleti rész 5. pontjában veszteséges esetben ($n \neq \infty$), általános lezárási feltételek között vizsgáltuk a gyűrűs modulátor amplitúdókarakterisztikáját és átviteli tényezőjét. Az általános lezárás vizsgálata során megállapítottuk, hogy az alábbi modulátor átviteli tényező jellemzi az adó és vevő közötti kapcsolatot:

$$\Gamma_{\text{mod}} = \frac{\alpha(R_1 + R_2) + \varepsilon(1 + R_1R_2)}{2\sigma_1\sqrt{R_1R_2}} + \\ + \frac{1 - \sigma_1^2}{2\sigma_1} \frac{(R_1^{\text{id}} - R_1)(R_2^{\text{id}} - R_2)}{D\sqrt{R_1R_2}} \qquad (58)$$

Ebből a formulából a megfelelő lezárási feltételek behelyettesítése után a modulátor négypólus csillapítása és optimális lezáró ellenállásai számolhatók.

Példaként nézzük meg az ohmos lezárás és a kanonikus lezárás esetét.

Ohmos lezárás: Az (58) formulából — ahogy erre már az elméleti részben is utaltunk —, közvetlenül látható az az érdekes eredmény, hogy ha a modulátor egyik oldalát frekvenciafüggetlen ohmos ellenállással zárjuk le, akkor a modulátor átviteli tényezője nem függ a másik oldali idegen kapuk zárásától.

Az $r_0 = 1$ normalizálást visszaállítva és feltételezve a modulátor négypólus ohmos lezárását, az (58) formula a következő alakba írható:

$$\Gamma_{\text{mod}} = \frac{\alpha(R_1 + R_2) + \varepsilon\left(r_0 + \frac{1}{r_0}R_1R_2\right)}{2\sigma_1\sqrt{R_1R_2}} \qquad (1)$$

Az (1) formulából látható, hogy a modulátor négypólus átviteli tényezője csak R_1 és R_2 értékeitől függ. Minimuma van, ha a parciális deriváltak zérussal egyenlők. Ebben az esetben a lezáróellenállások értéke:

$$R_1 = R_2 = r_0. \qquad (2)$$

A modulátor négypólus csillapítása pedig jó közelítéssel

$$a_{opt} = 0{,}45 + \frac{2}{n} \text{ [N]}. \qquad (3)$$

Kanonikus lezárás: Az ohmos lezáráshoz hasonlóan vizsgáljuk azt az esetet, amikor $R_1^{\text{id}} = 0$ és $R_2^{\text{id}} = \infty$. Ebben az esetben az (59) formulából kell kiindulni. Az $r_0 = 1$ normalizálást visszaállítva az (59) formula a következő alakba írható át:

$$\Gamma_{\text{mod}} = \frac{\frac{\sigma_1^2 + \varepsilon^2}{\alpha}R_1 + \alpha R_2 + \varepsilon\left(r_0 + \frac{1}{r_0}R_1R_2\right)}{2\sigma_1\sqrt{R_1R_2}} \qquad (4)$$

A (4) formulában adott átviteli tényezőnek minimuma van, ha a lezáróellenállások értéke jó közelítéssel

$$R_1 = \frac{\pi}{2}r_0 = \frac{\pi^2}{4}R_2, \\ R_2 = \frac{2}{\pi}r_0 = 4\frac{R_1}{\pi^2} \qquad (5)$$

A modulátor négypólus optimális csillapítása pedig jó közelítéssel

$$a_{opt} = \frac{\pi}{n} \text{ [N]}. \qquad (6)$$

* I. rész. Híradástechnika XVII. (1966). 11. sz. 321–329.

1. táblázat

Eset	Lezárási feltételek		Optimális lezáró ellenállások		Elsőrendű feszültségek	Oldalsáv amplitúdói	Elsőrendű oldalsáv áramok amplitúdói		Minimális üzemi csillapítás N-ben	Eset
	Z_1^s	Z_2^m	R_1	R_2	U_2^{+1}	U_2^{-1}	I_2^{+1}	I_2^{-1}		
1.	R minden frekvencián	R minden frekvencián	ϱ	ϱ	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}45+\frac{2}{n}$	1.
2.	R minden frekvencián	$\Omega+\omega$ frekv. R, minden más frekvencián ∞	ϱ	ϱ	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	0	$0{,}45+\frac{2}{n}$	2.
3.	R minden frekvencián	$\Omega+\omega$ frekv. R, minden más frekvencián 0.	ϱ	ϱ	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	0	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}45+\frac{2}{n}$	3.
4.	R minden frekvencián	$\Omega\pm\omega$ frekv. R, minden más frekvencián ∞	ϱ	ϱ	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}45+\frac{2}{n}$	4.
5.	R minden frekvencián	$\Omega\pm\omega$ frekv. R, minden más frekvencián 0.	ϱ	ϱ	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}45+\frac{2}{n}$	5.
6.	R minden frekvencián	$\Omega+\omega$ frekv. R, minden más frekv. tetszőleges	ϱ	ϱ	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	–	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	–	$0{,}45+\frac{2}{n}$	6.
7.	ω frekvencián R, minden más frekv. ∞	R minden frekvencián	ϱ	ϱ	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}45+\frac{2}{n}$	7.
8.	ω frekvencián R, minden más frekv. 0.	R minden frekvencián	ϱ	ϱ	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}45+\frac{2}{n}$	8.
9.	ω frekv. R, minden más frekv. tetszől.	R minden frekvencián	ϱ	ϱ	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}45+\frac{2}{n}$	9.
10.	ω frekv. R_1, minden más frekvencián 0.	$\Omega+\omega$ frekv. R_2, minden más frekv. ∞	$1{,}57\varrho$	$0{,}64\varrho$	$0{,}32E_1\left(1-\frac{\pi}{n}\right)$	$0{,}32E_1$	$0{,}52\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{\pi}{n}\right)$	0	$\frac{3{,}14}{n}$	10.
11.	ω frekv. R_1, minden más frekvencián ∞	$\Omega+\omega$ frekv. R_2, minden más frekv. 0.	$0{,}64\varrho$	$1{,}57\varrho$	$0{,}32E_1\left(1-\frac{\pi}{n}\right)$	0	$0{,}2\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{\pi}{n}\right)$	$0{,}2\frac{E_1}{\varrho}$	$\frac{3{,}14}{n}$	11.
12.	ω frekv. R, minden más frekvencián 0.	$\Omega+\omega$ frekv. R, minden más frekv. ∞	ϱ	ϱ	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32E_1$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	0	$0{,}1+\frac{2{,}85}{n}$	12.
13.	ω frekv. R, minden más frekvencián ∞	$\Omega+\omega$ frekv. R, minden más frekv. 0.	ϱ	ϱ	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2}{n}\right)$	0	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2}{n}\right)$	$0{,}32\frac{E_1}{\varrho}$	$0{,}1+\frac{2{,}85}{n}$	13.
14.	ω frekv. R, minden más frekvencián ∞	$\Omega+\omega$ frekv. R, minden más frekv. ∞	$0{,}39\varrho\,n$	$0{,}39\varrho\,n$	$0{,}18E_1$	$0{,}413E_1$	$0{,}46\frac{E_1}{\varrho n}$	0	1,03	14.
15.	ω frekv. R, minden más frekvencián 0.	$\Omega+\omega$ frekv. R, minden más frekv. 0.	$2{,}6\frac{\varrho}{n}$	$2{,}6\frac{\varrho}{n}$	$0{,}18E_1$	0	$0{,}069\frac{nE_1}{\varrho}$	$0{,}16\frac{nE_1}{\varrho}$	1,03	15.
16.	ω frekv. R, minden más frekvencián ∞.	$\Omega\pm\omega$ frekv. R, minden más frekv. ∞	$0{,}22\varrho\,n$	$0{,}22\varrho\,n$	$0{,}22E_1$	$0{,}22E_1$	$\frac{E_1}{\varrho n}$	$\frac{E_1}{\varrho n}$	0,815	16.
17.	ω frekv. R, minden más frekvencián 0	$\Omega\pm\omega$ frekv. R, minden más frekv. 0.	$4{,}55\frac{\varrho}{n}$	$4{,}55\frac{\varrho}{n}$	$0{,}41E_1$	$0{,}41E_1$	$0{,}09\frac{nE_1}{\varrho}$	$0{,}09\frac{nE_1}{\varrho}$	0,815	17.
18.	ω frekv. R_1, minden más frekvencián 0.	$\Omega\pm\omega$ frekv. R_2, minden más frekv. ∞	$1{,}1\varrho$	$0{,}9\varrho$	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2{,}22}{n}\right)$	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2{,}22}{n}\right)$	$0{,}36\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2{,}22}{n}\right)$	$0{,}36\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2{,}22}{n}\right)$	$0{,}344+\frac{2{,}22}{n}$	18.
19.	ω frekv. R_1, minden más frekvencián ∞	$\Omega\pm\omega$ frekv. R_2, minden más frekv. 0.	$0{,}9\varrho$	$1{,}1\varrho$	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2{,}22}{n}\right)$	$0{,}32E_1\left(1-\frac{2{,}22}{n}\right)$	$0{,}29\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2{,}22}{n}\right)$	$0{,}29\frac{E_1}{\varrho}\left(1-\frac{2{,}22}{n}\right)$	$0{,}344+\frac{2{,}22}{n}$	19.

Az (59) formula alapján a további lezárási feltételeknek megfelelő számítások elvégezhetők. A gyakorlat számára fontos esetekre a kapott eredményeket az 1. táblázatban foglaltuk össze, így az hasznos útbaigazítást adhat a modulátortervező szakember számára.

A táblázat értékeléséből látható, hogy a gyűrűs modulátor csillapítása „ellenállásreciprok" lezárások esetén legkisebb. Értéke a 10., ill. a 11. esetnek megfelelő nemszimmetrikus lezárások esetén csupán a diódajóságtól függő veszteségcsillapítás, mely $n \to \infty$ esetén zérussá válik. Ez tehát az az optimális üzemi felhasználás, amikor is a teljes ω frekvenciájú jelteljesítmény a kívánt $\Omega + \omega$ vagy $\Omega - \omega$ frekvenciájú oldalsáv teljesítménnyé alakul át. Ekkor az összes többi modulációs termék teljesítménye zérus. A legkedvezőtlenebb viszont a 14. és 15. eset, ahol olyan szelektív lezárások vannak feltételezve, melyek karakterisztikája ugyanolyan jellegű. Ezekben az esetekben a gyűrűs modulátor frekvenciaáttételi csillapítása 1,03 N. Ez a legkedvezőtlenebb üzemi felhasználás, amit a gyakorlatban kerülni kellene. Az összes többi lezárási feltételekkel számolt modulátor áramkör a 10., 11. és 14., 15. esetek közé esik. A modulátor tervezése tehát a bemenő és kimenőoldali lezáróellenállások tervezésére, azaz bemenő és kimenő oldalra kapcsolt szűrőknek az illesztésére „egyszerűsödik" le. Ez a kérdés csak elvileg ilyen egyszerű, mert egyrészt az egyező áteresztő tartománnyal rendelkező szűrők lánckapcsolása is, mely elvileg megoldott, egy sor gyakorlati nehézséggel jár együtt. Szűrőknek összekapcsolása modulátoron keresztül ennél bonyolultabb, hiszen az összekapcsolandó szűrők nem rendelkeznek egyező áteresztő tartománnyal, a szűrők csak a modulátoron keresztül „látják egymást", amely a frekvenciaáttevést végzi. Másrészt ezeket az ideális lezárási feltételeket gyakorlatban megvalósítani, ill. jól megközelíteni csak kis sávszélességek és a sávnál sokkal nagyobb vivőfrekvencia esetén lehet. A modulátor mindkét oldalon általában frekvenciaszelektív hálózatokhoz kapcsolódik. A keletkező termék frekvenciákból ugyanis szűrőáramkörök alkalmazásával a nem kívánt modulációs termékek szintjét le kell nyomni a hasznos termékhez képest.

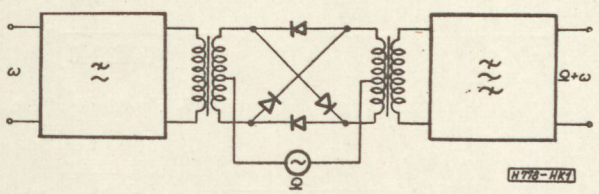
A modulátor áramkör után kapcsolt sávszűrő bemenő impedanciája képezi a modulátor lezárását. Ahogy az elméleti rész 6. pontjában láttuk a sávszűrő áteresztő sávban jelentkező bemenő ellenállása jelenti a $+1$-es hasznos kapu lezárását, a tükörsávban jelentkező impedanciája pedig, amely dominálóan reaktáns, frekvenciafüggő söntöt jelent a $+1$-es hasznos kapu számára. A tükörsávban jelentkező impedancia, vagyis R_2^{-1} miatt frekvenciafüggő többletcsillapítás jelentkezik. Ennek a csillapítástorzításnak a megszüntetése, ill. egy megengedett érték alatt való tartása jelenti a tervezés számára az egyik legnehezebb feladatot.

2. Vivőbetáplálás megválasztása

A táblázat kiértékelése alapján egyértelműen azt kellene ajánlani, hogy „ellenállás reciprok" lezárások között működtessük a modulátort. A kanonikus lezárás jó gyakorlati megközelítése azt jelenti, hogy a modulátor bemenetét az idegen termékek számára megközelítően zérus, kimenetét pedig megközelítően ∞ nagyságú impedanciával kell lezárni. Ez a körülmény megköveteli, hogy a modulátor négypólus impedancia viszonyait egyértelműen a lezárások határozzák meg. A fenti szempontnak megfelelően szükséges tehát megvizsgálni az ismert gyűrűs modulátorkapcsolásokat.

A gyakorlati életben az egyik legelterjedtebb modulátortípus a párhuzamos vivőbetáplálású gyűrűs modulátor. A párhuzamos vivőbetáplálású gyűrűs modulátor szükségképpen egy-egy transzformátort tartalmaz a dióda kvartett és a be-, illetve kimenőoldali lezárások között (1. ábra).

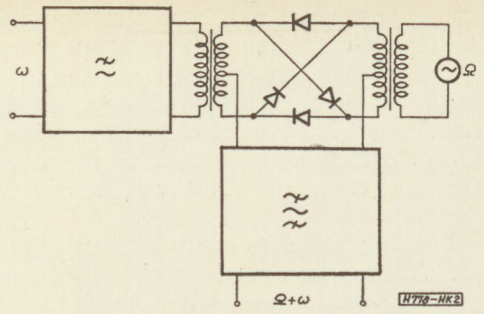
Vizsgáljuk meg a transzformátorok viselkedését az átviteli út, illetve a modulátor csillapítása szempontjából. A tekercskapacitásokkal a transzformátorok párhuzamos rezgőköröket alkotnak, melyek a lezáróellenállások megkívánt jellegét az idegen frekvenciákon jelentősen befolyásolják. A befolyás mindkét oldalon egyforma jellegű, ami a leghátrányosabb, mivel emiatt mindkét lezáró impedancia azonos frekvencia-karakterisztikájú szelektív lezárás felé tolódik el [2], [5], vagyis a 14. és 15. esetnek megfelelő lezárások valósulnak meg, függetlenül attól, hogy a be- és kimenő oldalon milyen frekvenciaszelektív lezárásokat realizálunk. Innen következik az a jólismert tény, hogy párhuzamos vivőbetáplalasú gyűrűs modulátorok 1 N csillapítás alatt gazdasagosan nem realizálhatók. Ebből az következik, hogy az ellenállásreciprok lezárási feltételek biztosítasa vagy azok jó gyakorlati megközelítése az 1. ábra szerinti párhuzamos táplálású gyűrűs modulátorral nem lehetséges. Érhetünk el azonban bizonyos eredményeket akkor, ha a transzformátorokat igen szeles frekvenciasávra (a hasznos frekvenciánal sokkal szelesebb sávra) tervezzük. A fentiekből azt a következtetést vonhatjuk le, hogy indokolt megvizsgalni a gyűrűs modulator transzformátor nélküli realizálásának feltételeit [4].



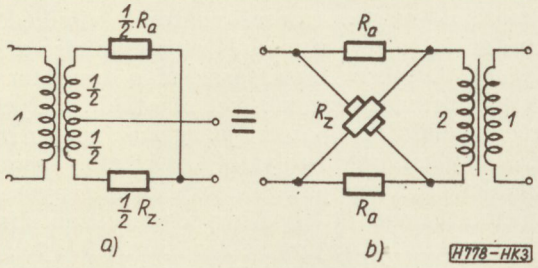
1. ábra. Gyűrűs modulátor párhuzamos vivőtáplálása

Az egyik transzformátor kiküszöbölésére egyszerű mód adódik a soros vivőbetáplálás megvalósításával. A gyűrűs modulátor vivőbetáplálását oldjuk meg a 2. ábra szerint.

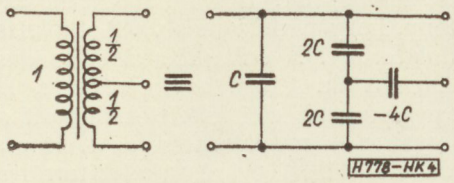
Az így kapott soros vivőbetáplálás az átviteli útból kiküszöböli az egyik transzformátort. A jobb oldali transzformátor csak a vivőfrekvenciát csatlakoztatja az egyenirányító gyűrűhöz, a jeláttételben nem vesz részt és a ω frekvenciájú jeláramok számára rövidzárt jelent. A 2. ábrán látható, hogy soros vivőbetáplálás esetén a diódák záró- és nyitóirányú előfeszítése megváltozik a párhuzamos táplálásához képest. Addig, míg a párhuzamos táplálás esetén az



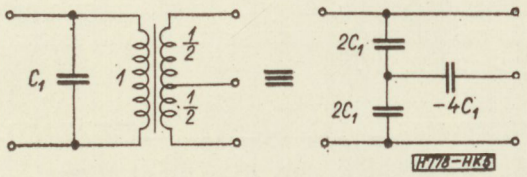
2. ábra. Gyűrűs modulátor soros vivőtáplálása



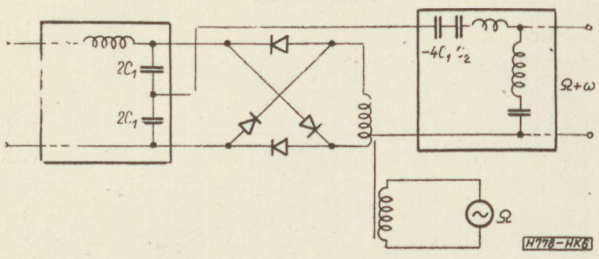
3. ábra. A levezetésnél használt áramköri equivalencia



4. ábra. Középleágazású ideális transzformátor kapacitív helyettesítő képe (Hibajavítás: a C kondenzátor negatív)



5. ábra. A 4. ábrán szereplő helyettesítő kép kiegészítése



6. ábra. A szekunder oldali negatív kapacitás összevonása a sávszűrő soros kapacitásával

egymással szemben levő diódák kapnak azonos előfeszítést, addig soros táplálás esetén a sorbakapcsolt diódák kapnak azonos előfeszítést a vivőfrekvencia ütemében. Ebből következik, hogy az azonosan előfeszített diódák párhuzamosan kapcsolódnak. Az egyenirányító gyűrű diódáit záró- és nyitóirányú ellenállásukkal helyettesítve a 3*a* ábrán látható helyettesítő képet kapjuk, melyet a 3*b* ábrán látható alakban rajzolhatunk fel. Az így kapott helyettesítő kép a 2:1 áttételű ideális transzformátortól eltekintve teljesen megegyezik az eddig tárgyalt helyettesítő képpel, amelyből következik, hogy a párhuzamos vivőbetáplálásról az áttérés a soros vivőbetáplálásra csak 4:1 arányú impedancia transzformációt jelent.

Soros táplálás esetén a bemenő oldali transzformátor helyettesítésére is sor kerülhet. A lineáris hálózatelméletből ismert ekvivalencia alapján ugyanis a középleágazású transzformátor a 4. ábra szerinti kapacitív hálózattal helyettesíthető.

Az így kapott kapacitív hálózat egy párhuzamos és egy soros negatív kapacitást tartalmaz. Ha a modulátor bemenetére kapcsolt aluláteresztőszűrő elsőfokú és π-végződésű, vagyis sönt kapacitással végződik, a modulátor kimenetére kapcsolt sávszűrő pedig elsőfokú és T-bekezdésű, vagyis soros kapacitással kezdődik, akkor a negatív kapacitások a szűrőkkel való összevonás révén elmaradnak.

A modulátor bemenetére kapcsolt transzformátor, primer oldalán az aluláteresztő szűrő sönt kondenzátorával kiegészítve, az 5. ábrán látható kapacitív hálózattal ekvivalens.

A sávszűrő C_2 kapacitása a $-4C_1$ kapacitással vonandó össze (6. ábra). A transzformátor ilyen helyettesítése általában mindig megvalósítható. A megvalósíthatóság feltétele, hogy

$$C_2 \leqslant 4C_1. \qquad (7)$$

A tárgyalt kapacitív hálózattal a soros táplálású gyűrűs modulátor transzformátor nélkül építhető fel, vagy a bemenőoldali transzformátor az aluláteresztő szűrő elé kerülhet, amellyel a megkívánt impedanciaviszony beállítható.

3. Gyűrűs modulátor méretezésével kapcsolatos javaslatok

A soros vivőbetáplálásra való áttérést, a transzformátorok átviteli útból való kiküszöbölését tehát az alábbi szempontok indokolják. Elsősorban az, hogy kis sávszélesség és a sáv legnagyobb frekvenciájánál sokkal nagyobb vivőfrekvencia esetében lehetővé válik a (39) kanonikus lezárási feltételek igen jó gyakorlati megközelítése, hiszen a bemenő oldalon az idegen modulációs termékek számára a rövidzár, a kimenő oldalon a szakadás minden további intézkedés nélkül teljesül, vagyis az ellenállás reciprok lezárás feltétele teljesíthető. Másodsorban nagy sávszélességek és közeli vivőfrekvencia esetén, ahol a sávszűrő zárótartományában mutatott véges impedancia miatt a kanonikus lezárási feltételek már nem teljesíthetők és frekvenciafüggő csillapítástorzítások keletkeznek, az impedanciaviszonyok kézbentarthatósága céljából találhatók olyan hatásos intézkedések, amelyekkel a tükörsáv miatt fellépő csillapítástorzítások a megengedett érték alá csökkenthe-

tők. Az alábbiakban ezen szempontok alapján vizsgáljuk a gyűrűs modulátor lezárásával kapcsolatos kérdéseket.

3.1 Tisztán ohmos lezárás

A táblázatból látható, hogy az egyik oldalon tisztán ohmosan lezárt modulátor csillapítása a veszteségi csillapítástól eltekintve 0,45 N, függetlenül a másik oldali lezárástól. Ebből következik, hogy nagy sávszélességek esetén, mikor a sávszűrő megvalósítása nehézségekbe ütközik, törekedni lehet legalább az egyik oldalon reális lezárásra. Ha ez megoldható, pl. egy erősítő közbeiktatása által, akkor a csillapítástorzításokat el tudjuk kerülni.

3.2 Ellenállásreciprok zárás

Az eddigi vizsgálatainkból látható, hogy az ellenállásreciprok lezárások nyújtják a modulátor négypólus legkisebb csillapítását. Célszerű tehát megvizsgálni azokat a feltételeket, amelyek között az ellenállásreciprok lezárások realizálhatók. Az elméleti rész 6. pontjában ezt a kérdést már megvizsgáltuk. Ennek alapján megállapítható, hogy az ellenállásreciprok lezárások megvalósítása a gyűrűs modulátor bemenetére és kimenetére kapcsolt szűrőkkel szemben további követelményeket támaszt. Ugyanis azt követeljük meg a bemenőoldali aluláteresztő szűrőtől, hogy az idegen frekvenciákon ($2\Omega \pm \omega$, $4\Omega \pm \pm \omega$, ...) a dióda kvartett felé mutatott impedanciája legyen sokkal kisebb mint R_1 (≈ 0), a sávszűrőtől pedig, hogy az idegen frekvenciákon ($\Omega - \omega$, $3\Omega \pm \omega$, ...) a dióda kvartett felé mutatott impedanciája legyen sokkal nagyobb, mint R_2 ($\approx \infty$). A követelményből látható, hogy a bemenőoldali feltétel egy elsőfokú π-végződésű aluláteresztő szűrővel jól realizálható, mert a legközelebbi zavaró frekvencia a $2\Omega - \omega$ is elég távol esik a ω jelfrekvenciától, így a követelmény szinte automatikusan teljesül. A sávszűrővel szemben támasztott követelmény teljesítése már jóval nehezebb feladatot jelent. Ebben az esetben a legközelebbi zavaró frekvencia a $\Omega - \omega$ (tükörfrekvencia) lesz. A modulátor négypólus átviteli karakterisztikáját, főleg a sávszűrő tükörsávban mutatott látszólagos impedanciájának véges volta befolyásolja. Emiatt többletcsillapítás mutatkozik. A sávszűrő tükörsávjában fellépő látszólagos impedancia ingadozása pedig a modulátor négypólus lineáris torzítását, vagyis az átvitel hullámosságát hozza be. Nézzük meg a $Z_T \neq 0$ hatását, ill. a többletcsillapítás mértékét.

A sávszűrőt az impedancia ingadozás megkötéstől függően aláillesztik, tételezzük fel, hogy 20%-kal. A (68) képlet alapján írható ez esetben, hogy:

$$\eta = \frac{R_2}{1{,}2\, Z_T} \tag{8}$$

A többletcsillapítás értéke pedig, ha feltételezzük, hogy a modulátor négypólus csillapítása kicsi:

$$a_\eta = \frac{1}{2} \ln\left(1 + \frac{|\eta|^2}{4}\right) \tag{9}$$

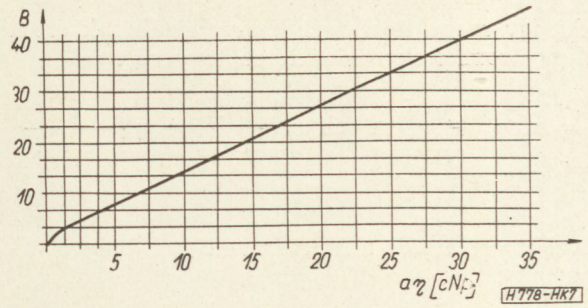
A fentiek alapján a (75), (76) képletek figyelembevételével írható

$$a_\eta(\omega_a) = \frac{1}{2} \ln\left[1 + \frac{\left(\frac{B-1}{4}\right)^2}{2{,}88(B+1)}\right] \quad [\mathrm{N}] \tag{10}$$

A legkisebb értékét ω_f-nél éri el:

$$a_\eta(\omega_f) = \frac{1}{2} \ln\left[1 + \frac{\left(\frac{B-1}{4}\right)^2}{2{,}88B(B+1)}\right] \quad [\mathrm{N}]. \tag{11}$$

A 7. ábra a modulátornégypólus többletcsillapítását ábrázolja a B tényező függvényében. Az ábra alapján előre megbecsülhető, hogy egy bizonyos csillapítástorzítást megengedve megvalósítható-e az ellenállásreciprok lezárás feltétele. Meg kell állapítani, hogy a szelektív lezárásokkal elérhető összes hatás kihasználására, vagyis ellenállásreciprok lezárások megvalósítására csak akkor szabad törekedni, ha meggyőződtünk arról, hogy az a követelményeknek megfelelően valósítható meg.



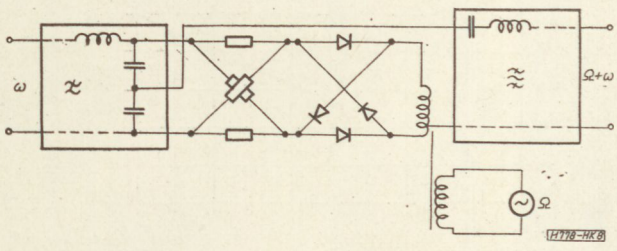
7. ábra. Az a_η többletcsillapítás a B sávszélességi tényező függvényében

3.3 Tükörsávérzékenység csökkentése a modulátor csillapításának növelésével

A csillapítástorzításokat elkerülhetjük a modulátor csillapításának növelésével is. Ezt egy csillapítótag közbeiktatásával valósíthatjuk meg a 8. ábrának megfelelően.

A sávszűrő tükörsávban mutatott látszólagos impedanciájának véges volta miatt keletkező többletcsillapítás (csillapítástorzítás) fordítva arányos a modulátor áramkör alapcsillapításával.

$$a_\eta = \frac{1}{2}\left|\frac{\eta}{I_0^2 + 1}\right|^2 \quad [\mathrm{N}]. \tag{12}$$



8. ábra. A modulátor alapcsillapításának megnövelése beiktatott X csillapító taggal

Csillapítótag beiktatásával a modulátor-áramkör egyik oldalát a tisztán ohmos lezárás körülményei felé toljuk el, természetesen többletcsillapítás árán. Ez a módszer csatornamodulátorok esetén jól alkalmazható, hiszen az aránylag nagy bemenő szintet úgy is csillapítótag beiktatásával kell a csatornamodulációhoz alkalmas szintre lecsökkenteni.

3.4 Tükörsávérzékenység csökkentése elillesztéssel

Ellenállásreciprok lezárásokat feltételezve vizsgáljuk meg az elméleti rész 6. pontja alapján az optimális lezárástól eltérő illesztés hatását a modulátor üzemi csillapítására. Növeljük meg a kimenő- és a bemenőoldali lezáróellenállások értékeit K-szorosára, és változtassuk meg a kimenő- és bemenőoldali lezáróellenállások arányát az eredeti érték A-szorosára. Ezzel

$$R_1 = r_0 \frac{\operatorname{ch} a_x}{\operatorname{ch} a_n} \frac{1}{\sigma_1} \frac{K}{A},$$

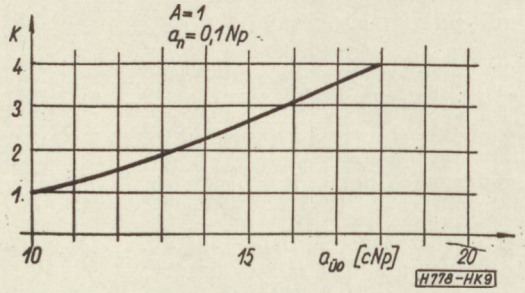
$$R_2 = r_0 \frac{\operatorname{ch} a_n}{\operatorname{ch} a_x} \sigma_1 KA. \tag{13}$$

Az így megváltoztatott lezáróellenállások értékével az üzemi frekvenciaáttételi tényező

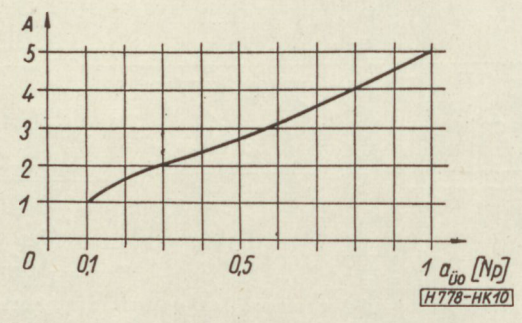
$$\Gamma_{ü} = \operatorname{sh} a_n \frac{1 + K^2}{2K} + \operatorname{ch} a_n \frac{1 + A^2}{2A} + \eta \frac{1}{2 \operatorname{ch} a_n A} \tag{14}$$

Mivel $\eta = 0$ esetén a frekvenciaáttételi tényező $\Gamma_{ü0}$, írhatjuk

$$\Gamma_{ü} = \Gamma_{ü0} \left[1 + \frac{\eta}{2 \operatorname{ch} a_n A \Gamma_{ü0}} \right] \tag{15}$$



9. ábra. Az ütközési csillapítás a K függvényében



10. ábra. Az ütközési csillapítás az A függvényében

Tehát a gyűrűs modulátor η-érzékenységét illesztetlenséggel csökkenteni tudjuk.

K és A hatásának a vizsgálatára legyen először $A = 1$. Ekkor

$$\Gamma_{ü0} = \operatorname{sh} a_n \frac{1 + K^2}{2A} + \operatorname{ch} a_n, \tag{16}$$

ami megfelelő átalakítások után

$$\Gamma_{ü0} = e^{a_n} \left[1 + \frac{(1 - K)^2}{4K} (1 - e^{-2a_n}) \right] \tag{17}$$

alakban írható. Ebből a modulátor üzemi csillapítása

$$a_{ü0} = a_n + \ln \left| 1 + \frac{(1 - K)^2}{4K} (1 - e^{-2a_n}) \right| \tag{18}$$

Látható, hogy a modulátor üzemi csillapítása a K tényező miatt csak egészen kis mértékben változik meg, mivel $(1 - e^{-2a_n})$ értéke kis a_n esetén közel zérus. Ez azt jelenti, hogy közepes diódaellenállás pontos értékétől való eltérés csak kevéssé módosítja a modulátor üzemi csillapítását. A 9. ábra ábrázolja a modulátor üzemi csillapítás változását K függvényében.

$K = 1$ esetén

$$\Gamma_{ü0} = \operatorname{sh} a_n + \operatorname{ch} a_n \frac{1 + A^2}{2A} \tag{19}$$

ami megfelelő átalakítások után

$$\Gamma_{ü0} = e^{a_n} \left[1 + \frac{(1 - A)^2}{4A} (1 + e^{-2a_n}) \right] \tag{20}$$

alakban írható. Ebből az üzemi csillapítás

$$a_{ü0} = a_n + \ln \left| 1 + \frac{(1 - A)^2}{4A} (1 + e^{-2a_n}) \right| \tag{21}$$

Látható, hogy a modulátor üzemi csillapítása most az A tényező miatt komoly mértékben változhat meg, mivel $(1 + e^{-2a_n})$ értéke kis a_n mellett közel 2-vel egyenlő. A 10. ábra mutatja az üzemi csillapítás változását A tényező függvényében.

Az illesztetlenség befolyásolja a modulátor η érzékenységét. Ennek vizsgálatára az üzemi frekvenciaáttételi tényező felírható a következő alakban:

$$\Gamma_{ü} = \Gamma_{ü0} \Gamma_{\eta} \tag{22}$$

Ebben az η-függő tényező:

$$\Gamma_{\eta} = 1 + \frac{\eta}{2 \operatorname{ch} a_n A \Gamma_{ü0}} = 1 + E_{\eta} \eta \tag{23}$$

ahol E_{η}-t η-érzékenységi tényezőnek nevezzük. Értéke, feltételezve, hogy a diódák jósági tényezője jóval nagyobb mint 1,

$$E_{\eta} = \frac{1}{2A \Gamma_{ü0}} \tag{24}$$

Eszerint az illesztetlen modulátor áramkör η-érzékenysége egyrészt azért csökken, mivel E_{η} fordítottan arányos A-val, másrészt azért, mivel $\Gamma_{ü0}$ is megnőtt az $A > 1$ illesztés miatt. A 11. ábra szemlélteti az E_{η} „η érzékenységi tényező" változását A függvényében.

4. Kísérleti eredmények

Az előző pontokban foglaltuk össze megállapításainkat a gyűrűs modulátor négypólusok tervezése során szerzett tapasztalatainkról. Ezek alapján terveztünk és megvalósítottunk modulátorokat az előcsoport és csatorna sávban.

4.1 Előcsoport modulátor megvalósítása

Feladatul tűztük ki egy előcsoport modulátor megvalósítását a 3.2 pontban leírtak alapján. Ez a 12—24 kHz előcsoportot 96 kHz frekvenciájú vivővel a 72—84 kHz alapcsoport frekvenciasávba helyezi át.

Tervezésnél kiindulásnak a sávszűrőt választottuk, melynek modulátor felőli oldala T-bekezdésű. Az aluláteresztő szűrő π-végződésű, így az ellenállásreciprok lezárási feltételek megvalósíthatók az aluláteresztő szűrőt követő transzformátor kiküszöbölésével együtt. A sávszűrő alsó határfrekvenciáját

$$\omega_A = 69 \text{ kHz-nek},$$

felső határfrekvenciáját

$$\omega_F = 87 \text{ kHz-nek}$$

választva, 96 kHz vivőfrekvencia esetén

$$B = \frac{\omega_f}{\omega_a} = \frac{27 \text{ kHz}}{9 \text{ kHz}} = 3.$$

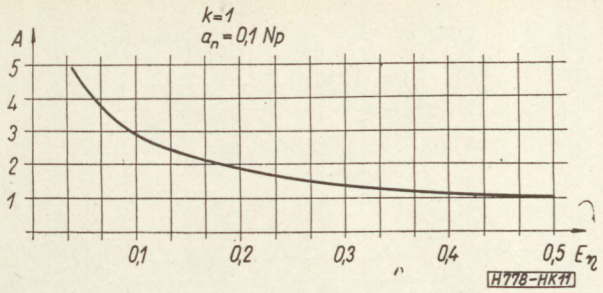
A 7. ábrán látható, hogy $B = 3$ értékhez kb. 1 cN csillapítástorzítás tartozik, tehát a modulátor ellenállásreciprok lezárások közötti feltételekkel jól megvalósítható.

A sávszűrő modulátor felőli oldalának névleges impedanciája 600 ohm. Ebből következik, hogy a bemenőoldali aluláteresztő szűrő impedanciáját a 12—24 kHz frekvenciasávban 6000 ohmra kell tervezni. Aluláteresztő szűrőnek π-tag megfelelő, mivel a legerősebb zavaró frekvencia ($2\Omega \pm \omega$) elég távol esik az frekvenciájú hasznos sávtól.

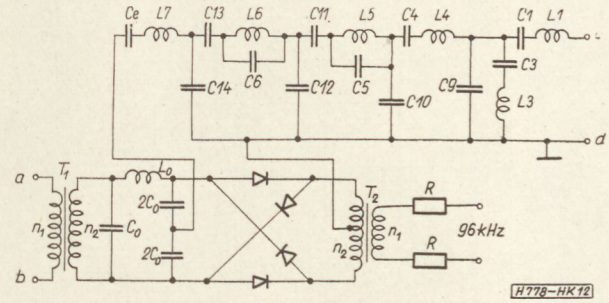
A szűrőkkel összeépített modulátor áramkör kapcsolási rajza a 12. ábrán látható. A T_1 transzformátor az aluláteresztő szűrő elé került és feladata a bemenő impedancia megfelelő áttétele. T_2 a vivőfrekvencia csatlakoztatására tervezett egyszerű transzformátor. A megvalósított modulátor-áramkör üzemi csillapításkarakterisztikája a 13. ábrán látható. A 78 kHz sávközéphez képest a csillapításingadozás ± 1 cN, a 17 cN üzemi csillapítás mellett, amiből kb. 10 cN a tulajdonképpeni veszteségi csillapítás. A bemenőoldali és kimenőoldali reflexiós csillapítás karakterisztikája a 14. ábrán látható.

A nemlineáris torzítások megállapítása céljából mértük a modulátor áramkör csillapítását és a harmadrendű torzítási csillapítást a bemenő jelszint függvényében, különböző vivőteljesítmények mellett. A mért karakterisztikák a 15. és 16. ábrákon láthatók.

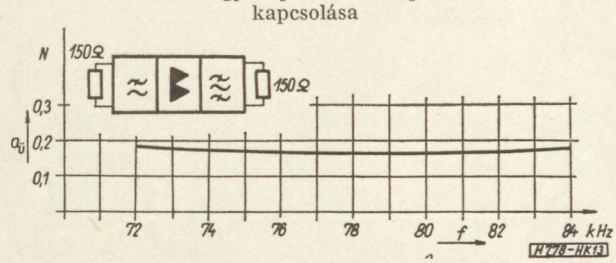
A fentiekben leírt eredmények alapján megállapítható, hogy előcsoport modulátorok (és természetesen demodulátorok is) kb. 20 cN üzemi csillapítással és 1—2 cN körüli csillapítás ingadozással egyszerűen tervezhetők.



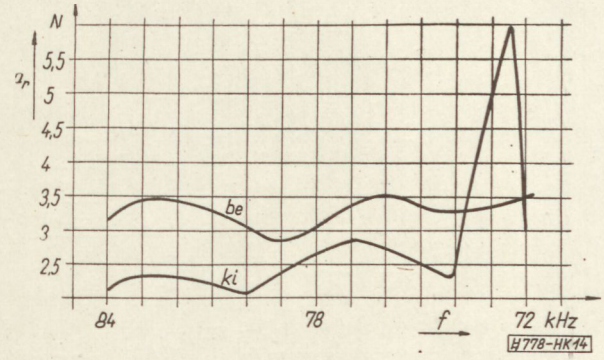
11. ábra. Az η-érzékenységi tényező változása az A illesztetlenség függvényében, rögzített K és a_n mellett



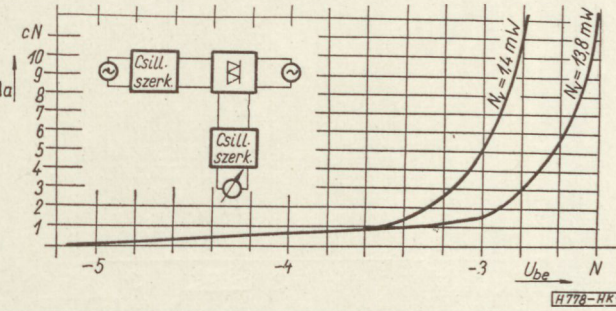
12. ábra. Szűrőkkel egybeépített előcsoport modulátor elvi kapcsolása



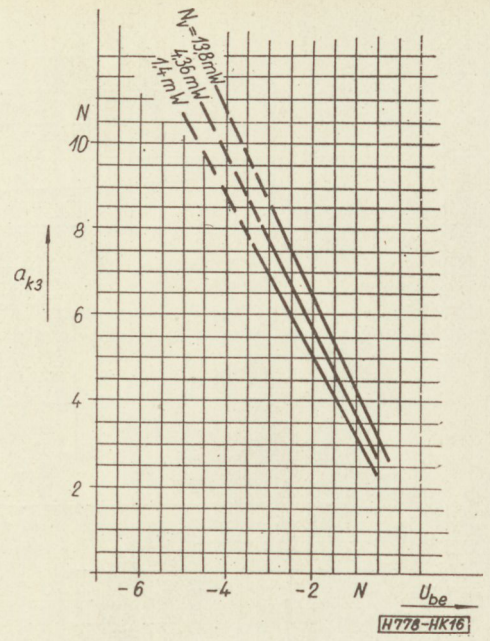
13. ábra. A megvalósított modulátor áramkör csillapításkarakterisztikája



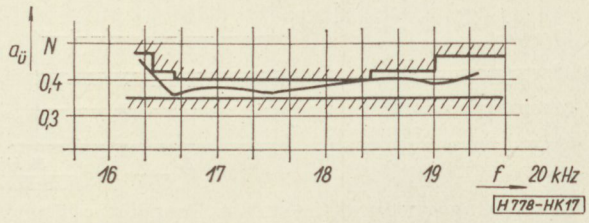
14. ábra. A megvalósított modulátor áramkör bemenő és kimenőoldali reflexiós csillapítás karakterisztikája



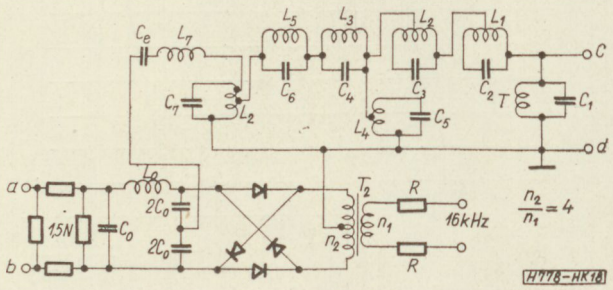
15. ábra. Az előcsoport modulátor csillapításának Δa változása a 18 kHz-es bemenő jel U_{be} feszültségének függvényében, különböző N_v vivőteljesítmény mellett



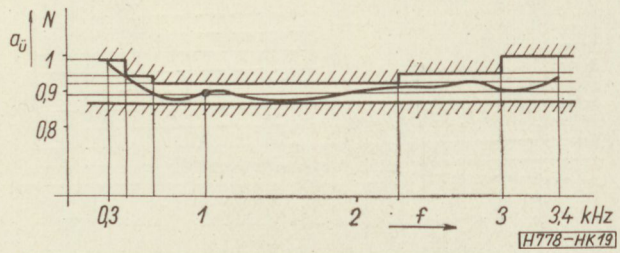
16. ábra. Az előcsoport modulátor a_{k_3} harmadrendű torzítási csillapítása a 18 kHz-es bemenő jel U_{be} feszültségének függvényében, különböző N_v vivőteljesítmény mellett



17. ábra. A megvalósított sávszűrő csillapításkarakterisztikája és toleranciái



18. ábra. Szűrőkkel egybeépített csatornamodulátor elvi kapcsolása



19. ábra. A megvalósított csatornamodulátor csillapítás-karakterisztikája

4.2 Csatornamodulátor megvalósítása

Feladatul tűztük ki egy csatornamodulátor megvalósítását a 3.4 pontban leírtak alapján. Ez a 300-tól 3400 Hz-ig terjedő beszéd frekvenciasávot 16 kHz frekvenciájú vivővel a 16 300—19 400 Hz előcsoport frekvenciasávba helyezi át. A sávszűrő alsó határfrekvenciája

$$\omega_A = 16{,}103 \text{ kHz},$$

felső határfrekvenciája

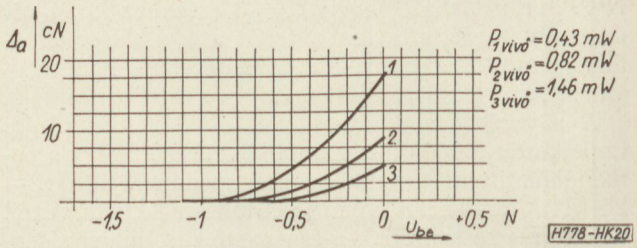
$$\omega_F = 19{,}739 \text{ kHz}.$$

A megvalósított sávszűrő csillapítás-karakterisztikája az áteresztőtartományban a 17. ábrán látható. 16 kHz vivőfrekvencia esetén

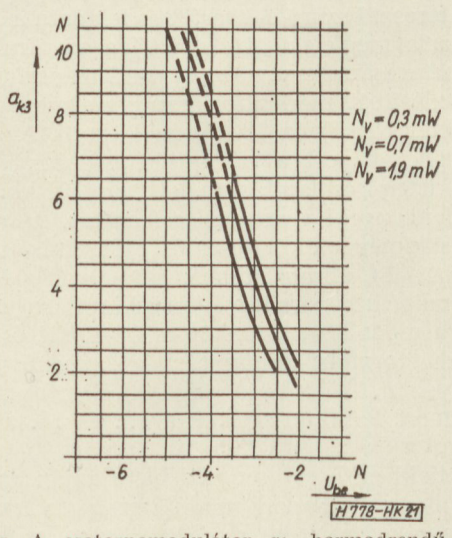
$$B = \frac{\omega_f}{\omega_a} = 36$$

tényező adódik, amelyhez a 7. ábra szerint 26 cN csillapítástorzítás tartozik.

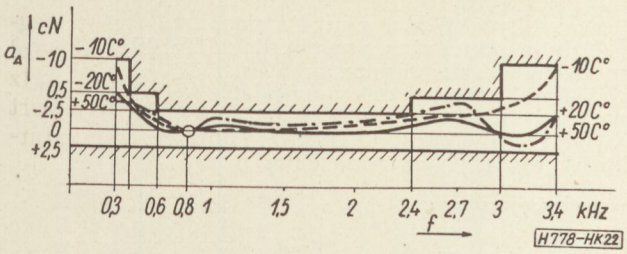
A sávszűrő névleges impedanciája 740 ohm, melyet a modulátor felöli oldalon a veszteségkompenzálás miatt aláillesztettük. A csillapítástorzításnak az 1/10 *CCITT* ajánlás toleranciasávjába való korlátozása miatt elillesztést alkalmaztunk. $A = 3$ elillesztési tényezőt választva az R_1 bemenőoldali lezárás értékére 600 ohm adódik, melyet egy π-taggal valósítottunk meg.



20. ábra. A csatornamodulátor csillapításának Δa változása a 800 Hz-es bemenő jel U_{be} feszültségének függvényében, különböző N_v vivőteljesítmény mellett



21. ábra. A csatornamodulátor a_{k_3} harmadrendű torzítási csillapítása a 800 Hz-es bemenő jel U_{be} feszültségének függvényében, különböző N_v vivőteljesítmény mellett



22. ábra. A modulátor csillapításkarakterisztikája különböző hőmérsékleteken

A szűrőkkel egybeépített modulátor-áramkör kapcsolási rajza a 18. ábrán látható. A megvalósított modulátor áramkör üzemi csillapításkarakterisztikája a 19. ábrán látható. A csillapítástorzítás kielégíti az 1/10 *CCITT* ajánlást.

A nemlineáris torzítások megállapítása érdekében mértük a modulátor áramkör csillapítását és a harmadrendű torzítási csillapítást a bemenő jelszint függvényében, különböző vivőteljesítmények mellett. A mért karakterisztikák a 20. és 21. ábrákon láthatók.

Megmértük a megvalósított modulátor-áramkör frekvenciaáttételi csillapítását a hőmérséklet függvényében. A méréseket 0,7 mW vivőfrekvenciás teljesítmény mellett végeztük —10 C°-tól +50 C°-ig. A mérés eredményei szerint (22. ábra) a modulátor csillapítástorzítása ilyen szélsőséges hőmérséklethatárok között sem romlik el olyan mértékben, hogy kiessék az 1/10 *CCITT* ajánlásnak megfelelő toleranciából.

A fentiekben leírt eredmények alapján megállapítható, hogy csatornamodulátorok (és természetesen demodulátorok is) kedvezően valósíthatók meg illesztetlenséggel kombinált ellenállásreciprok lezárások között.

IRODALOM

1. *Tucker:* Rectifier Modulators with Frequency-Selective Terminations.
The Proceedings of The Institution of Electrical Engineers 1949. szept. Part. III. 422. old.
2. *Gensel:* Das Verhalten von Modulatorschaltungen bei komplexen, insbesondere selektiven Abschlüssen.
Frequenz: 1957. máj. 153. old.
1957. jún. 175. old.
3. *Carl Kurth:* Analysis of Diode Modulators Having Frequency-Selective Terminations Using Computers.
Electrical Communication. Volume 39. Number 3. 1964.
4. *J. Salzmann:* Le Modulateur en anneau à filtres intégrés.
C. et. T. 15′ A. 2. sz. 1961. 148—159 old.
5. *Kiss I.:* Frekvenciaszelektív lezárások között működő gyűrűs modulátorok vizsgálata.
Kandidátusi értekezés. 1965.
6. *C. Kurth:* Die Analyse quasilinearer Frequenzumsetzer mit selektiven Ein- und Ausgangsnetzwerken.
A. E. Ü. 17. (1963) Heft 7. 325—337. old.
7. *Belevitch:* Linear Theory of Bridge and Ring Modulator Circuits.
Electrical Communication. 1949. 25. 62. old.
8. *Zadeh:* Time-Varying Networks.
Proc. IRE. 1961. okt. 1488. old.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület 1967. évi munkaterve

Az **Egyesület Elnöksége** január 23-án tartott ülésén egyik napirendi pont az *1967. évi Munkaterv* megvitatása és jóváhagyása volt.

A Munkaterv készítését minden évben megelőzi az elmúlt év munkájának számbavétele, egy áttekintés a kitűzött program teljesítéséről. Az Elnökség megállapította, hogy az Egyesület szakosztályai és tagsága jó munkát végzett és a kitűzött programot – kisebb eltérésektől eltekintve – teljesítette.

Szakosztályaink közül ki kell emelni

- a *Távbeszélő Szakosztályt*, mely számos nagy sikerű előadást és bemutatót rendezett, különösen kihangsúlyozva mindezekben az elektronika legújabb irányzatait;
- a *Rádió és TV szakosztályt*, mely megkezdte a színes televízióval való rendszeres foglalkozást. Ennek a Szakosztálynak a keretében működő kommunikációs összeköttetések csoportja ugyancsak a legaktuálisabb rádióösszeköttetések kérdését tűzte napirendre;
- a *Mikrohullámú Szakosztályt*, amely megrendezte a múlt év legnagyobb szakmai megmozdulását, a III. Mikrohullámú Összeköttetések Kollokviumot;
- az *Ipargazdasági Szakosztályt*, mely már rendszeresen foglalkozott az új gazdasági mechanizmusnak azokkal a problémáival, amelyek a híradástechnika szakterületére hatással lesznek.
A *szombathelyi csoporttal* nagysikerű Ankétot rendeztek, melynek egyik tárgya a vidéki ipartelepítés aktuális témája volt;
- a *Külkereskedelmi Szakosztályt*, amely számos külföldi cég előadóját hozta el az Egyesületbe és így tagjaink értékes műszaki információhoz jutottak;
- a *Gyártástechnológiai Szakosztályt*, amely hazai tapasztalatcsere látogatásokat rendezett és lehetővé tette, hogy gyáraink technológusai egyes jól bevált gyártási folyamatot kölcsönösen megismerjenek;
- az *Alkatrész Szakosztályt*, amely értékes segítséget nyújtott a periodikusan rendezett alkatrészankéntok sikerének előmozdítására.

Külön ki kell emelni az Egyesületi *ÉVKÖNYV SZERKESZTŐ BIZOTTSÁGÁT*, amely nehéz körülmények között a magyar híradástechnikai ipar és Egyesületünk történetét elsőízben foglalta össze, maradandó formában.

Az 1967. évi Munkaterv szerves folytatása a múlt évben megkezdett munkának. Az év kimagasló rendezvénye április 25 – 28 között a FÉLVEZETŐ ESZKÖZÖK VIZSGÁLATI MÓDSZEREI SZIMPOZIUM – számos külföldi előadóval és résztvevővel.

A továbbiakban is megrendezzük a zártkörű alkatrész ankétokat az alábbi témákban:

1. HÍRADÁSTECHNIKAI VEZETÉKEK ÉS SZIGETELŐ ANYAGOK
2. HÍRADÁSTECHNIKAI TRANSZFORMÁTOROK ÉS FERRITEK
3. PASSZÍV HÍRADÁSTECHNIKAI ALKATRÉSZEK
4. ELEKTROMECHANIKAI ALKATRÉSZEK
5. INTEGRÁLT SZILÁRDTEST ÁRAMKÖRÖK

Szakosztályaink és központi bizottságaink Munkatervében továbbra is a legaktuálisabb kérdések szerepelnek. A Munkaterv összeállításakor súlyponti ügyként kezeltük az alapanyag, alkatrész és a megbízhatósági kérdéseket. Ez utóbbi egyre nagyobb horderejére

való tekintettel az Egyesület Elnöksége elhatározta, hogy megrendezi a MEGBÍZHATÓSÁG AZ ELEKTRONIKÁBAN – 1968 – Szimpoziumot.

Ugyancsak 1968-ban kerül megrendezésre a III. IPARGAZDASÁGI KONFERENCIA.

Mindkét Előkészítő Bizottság már ez év elején megkezdi működését.

A HTE tagjai és vezetősége nagy várakozással tekint az Átviteltechnikai Szakosztály és a Félvezető Szakosztály 1967. évi munkája elé.

Folytatni kívánjuk a nagy érdeklődést kiváltó rendszertechnikai előadásokat.

A fiatal szakemberek munkáját *pályázatok* kiírásával is kívánjuk támogatni.

A HÍRADÁSTECHNIKA továbbra is rendszeresen közli a részletes havi programot.

A HTE 1967. április havi rendezvényei

Összeállította: VALKÓ PÉTERNÉ

Az előadások helye: TECHNIKA HÁZA Budapest, V., Szabadság tér 17., III. 376.

Át.:	Átviteltechnikai Szakosztály	Elnök: Lajkó Sándor
Aa.:	Alapanyag Szakosztály	Elnök: Dr. Pataky Balázs
Konstr:	Konstrukció Szakosztály	Elnök: Dr. Almássy György
Távb.	Távbeszélő Szakosztály	Elnök: Budai Lajos
Iparg.:	Ipargazdasági Szakosztály	Elnök: Pogány Károly
Alk.:	Alkatrész Szakosztály	Elnök: Dr. Katona János

1967 április	Szakosztály	ELŐADÁS
6. csütörtök, 16 ó.	Át.	*Lajkó Sándor* (TRT-BUDAVOX), *Frischmann Gábor* (POSTAVEZÉRIG.), *Farkas Vilmos* (PKI), *Dr. Lajtha György* (PKI) VITADÉLUTÁN – KISKOAXÁLIS KÁBELES ÁTVITELTECHNIKA
12. szerda, 15 ó.	Aa.	*Bross Sándor* (HAGY, Vác), *Nemere Vilmos* (HAGY, Vác), *Barna Menyhért* (HAGY, Vác) FERRIT FEJLESZTÉS A HAGY-BAN KLUBNAPa „Híradástechnikai transzformátorok és Készülékek" Ankét előkészítésére.
13. csütörtök, 17. ó.	Konstr.	*Inacsovszky József* (TKI) ELEKTRONIKUS BERENDEZÉSEK HATÁSOS HŰTŐÁTADÁSÁNAK TERVEZÉSI MÓDSZEREI. GYAKORLATI ALKALMAZÁSI PÉLDÁK *Nógrádi Kálmán* (MOM) TERMOELEKTROMOS HŰTÉS ISMERTETÉSE EGY GYAKORLATBAN IS MEGVALÓSÍTOTT PÉLDÁVAL KAPCSOLATBAN. MŰSZAKI ADATOK MÉRÉSI EREDMÉNYEK
14. péntek, 17 ó.	Távb.	*Molnár Pál* (BHG), *Gál István* (BHG) ELEKTRONIKUS ÉS ELEKTRONIKUS VEZÉRLÉSŰ TELEFONKÖZPONTOK. BESZÁMOLÓ AZ 1966-OS PÁRIZSI KONFERENCIÁRÓL
17 – 18. hétfő, kedd Kecskemét.	Ipargazd.	Vidéki Ipargazdasági Ankétsorozat Ankét Kecskeméten: Rendező: A Budapesti Rádiótechnikai Gyár kollektivája. ELŐADÁSOK: *Iklódi Gábor* igazgató (BRG) A BEDOLGOZÓ RENDSZER BEVEZETÉSÉNEK LEHETŐSÉGEI ÉS PROBLÉMÁI A HÍRADÁSTECHNIKAI IPARBAN *Kardos Lajos* gyártm. fejl. ov. (BRG) A KÖZEPES SOROZAT-DARABSZÁMÚ HÍRADÁSTECHNIKAI TERMÉKEK FEJLESZTÉSI LEHETŐSÉGEI SZERELŐ VONALAK ALKALMAZÁSÁVAL Az előadásokat korreferátumok és vita követi.
18. kedd, 15 ó.	Alk.	*Dr. Katona János* (HIKI) BESZÁMOLÓ AZ 1966. ÉVI MÜNCHENI MIKROELEKTRONIKA KIÁLLÍTÁSRÓL ÉS SZIMPOZIUMRÓL
27. csütörtök, 16 ó.	Át.	*Horváth László* (POSTA VEZÉRIG.), *Mazgon Sándor* (POSTAKÍSÉRLETI INTÉZET) AZ ADATÁTVITELI SZOLGÁLTATÁS BEVEZETÉSE MAGYARORSZÁGON

Félvezető eszközök vizsgálati módszerei Szimpozium

Budapest, 1967. április 25—28

A szimpoziumot a Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Tudományok Osztálya és a Híradástechnika Tudományos Egyesület közösen rendezi. A szimpozium előzetes programját az alábbiakban ismertetjük. Részletesebb felvilágosítással az Egyesület titkársága szolgál (Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon: 113-027.)

Április 25-én, kedden:

VALKÓ I. P.
Budapesti Műszaki Egyetem
Elektroncsövek és Félvezetők Tanszéke

Hazai kutatási eredmények a félvezetők struktúra vizsgálatában.

N. GORJUNOVA
Physical Chemical Institute, Leningrad

Új félvezető anyagok az elektronikában.

J. A. MORTON
Bell Laboratories, Murray Hill (USA)

A megbízhatóság rendszertechnikai megközelítése.

M. PETRESCU
Institutul Politechnic Bucuresti Technical University of Bucuresi

Mikroelektronikai eszközök topográfiai analízise.

Április 26-án szerdán:

SZÉP I.
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, Budapest

A mérés szerepe a félvezető eszközök technológiájának fejlődésében.

R. PAUL
Technical University Karl–Marx–Stadt

MOS tranzisztorok nagyfrekvenciás tulajdonságai.

TARNAY K.
Méréstechnikai Központi Kutató Laboratórium, Budapest

Térvezérléses tranzisztorok kapcsolóüzemének vizsgálata töltésparaméterek felhasználásával.

K. H. ZAININGER
RCA Laboratories, Princenton, N. J. (USA)

Fém és szigetelő határfelületi kapacitás feszültségfüggésének automatikus felrajzolása.

A. DIEHL
State Institute for Technical Research, Helsinki

Vékonyréteg tranzisztorok céljaira vákuumgőzölögtetéssel előállított félvezetők vizsgálata.

L. MÉRAY–HORVÁTH
RCA Laboratories, Princeton, N. J. (USA)

180 állású vékonyréteg áramkörös letapogató generátor előállítása és vizsgálata.

G. H. SCHWUTTKE
IBM Honewell Junction (USA)

Félvezetők strukturális hibáinak gyártás közbeni ellenőrzése.

PÖDÖR B.
Műszaki Fizikai Kutató Intézet, Budapest

A díszlokációk hatása az *n* típusú germánium kristályok elektromos tulajdonságaira.

SZILÁGYI S. M.–ROSTÁS J.
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, Budapest

Inhomogenitások hatása félvezető anyagok egyes paramétereinek mérésére.

GÁL I.
Távközlési Kutató Intézet, Budapest

Növekedési hibák tanulmányozása hasítással létrehozott Si egykristály-síkon.

GERGELY GY.–BAJOR GY.–SZEBENEI P.
Távközlési Kutató Intézet, Budapest

Szilícium kompenzációs fokának meghatározása.

GYULAI J.–MICHAILOVICS L.–RAUSCHER
Lumineszcencia és Félvezető Akadémiai Tanszék Kutató Csoport Szeged

Felületi rekombinációs vizsgálatok germánium kristályokon.

GÄRTNER P.–NAGY A.
Budapesti Műszaki Egyetem Elektroncsövek és Félvezetők Tanszéke, Budapest

Mesa-tranzisztorok gyors f_t mérése.

SZÉKELY V.
Budapesti Műszaki Egyetem Elektroncsövek és Félvezetők Tanszéke, Budapest

Nagyfrekvenciás tranzisztorok keresztmoduláció mérése kompenzációs módszerrel.

SIMONCSICS L.
Tungsram, Budapest

Gyors hőellenállás válogató berendezés.

B. SKLENAR
Popov Research Institute of Radio Communication, Praha

Készülékek félvezető eszközök tulajdonságainak mérésére.

V. SANDEROVA
Technical University, Praha

Szelén egyenirányítók kapacitásmérése.

LÁNG J.–KISPÉTER J.
József Attila Tudományegyetem, Szeged

Szelén egyenirányítók vizsgálata a kapacitásmérés módszerével.

J. KODES
Czechoslovak Technical University, Praha

Szelén egyenirányítók lavinaletörése.

R. S. MÜLLER
University of California, Berkeley (USA)

A letapogató elektronmikroszkóp alkalmazása félvezető anyagok és eszközök tanulmányozására.

TIHANYI J.
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, Budapest

A felületi folyamatok vizsgálata félvezető eszközökön fénysugaras letapogatás módszerével.

R. IGRAS – T. WARMINSKY
Polish Academy of Sciences Warsawa

Lithium felületi diffuziójának vizsgálata szilíciumban elektrontükör mikroszkóppal.

J. BETKO – M. MORVIC
Institute of Electrical Engineering SAS, Bratislava

p-n átmenetek mágneses térben.

O. FRANKE
VEB Funkwerk Erfurt

Együttfutási jelenség (Mitlauf-Effekt).

H. FLIETNER – N. KEMPE
Heinrich – Hertz – Institute of the Academy of Sciences Berlin (GDR)

Félvezető oszcillisztor rezgési módusai.

R. B. ADLER
Massachusetts Institute of Technology, Cambridge (USA)

Az elektronika oktatása a változások tükrében. Kerekasztal megbeszélés.

Április 27-én, csütörtökön:

I. THOMSON – E. L. G. WILKINSON
The English Electric Co. Ltd. Nelson Research Laboratories, Stafford (GB)

Nagyfelületi, nagy feszültségű Si n^+p átmenetek tönkremenetelt okozó letörése.

KOCSIS M.
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, Budapest

Félvezető eszközök belső struktúrahibáinak elektromos vizsgálati módszerei.

PÁSZTOR GY.
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, Budapest

Üzemszerű körülmények között alkalmazott tranzisztor struktúra meghatározási módszer.

NAGY L. – KORMÁNY T. – VARGA L. – VÉRTESY M.
Távközlés Kutató Intézet, Budapest

Anódos kezelés szilícium egykristályok szennyezőeloszlásának vizsgálatára.

BARTA T. – MOTÁL GY.
MTA – AKI, illetve EIVRT, Budapest

Igen vékony és magas felületi koncentrációjú diffúziós rétegek tulajdonságai.

BOGÁNCS J. – SZABÓ E. – QUITTNER P.
Központi Fizikai Kutató Intézet, Budapest

Félvezető gyártásra szolgáló szilícium szennyezéseinek sorozatelemzése roncsolásmentes neutronaktivációs analízissel.

VECSERNYÉS L.
Távközléskutató Intézet, Budapest

Félvezető szilícium fémszennyezői spektrokémiai meghatározásának problémái.

H. SUTCLIFFE
Royal College of Advanced Technology, Salford (GB)

Tranzisztorok flicker-zaj spektrumának mérése.

HIDAS GY. – AMBRÓZY A.
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, Budapest

Zajmérő berendezés hangfrekvenciás tranzisztorok mérésére.

U. BÜHN
Dresden

Tranzisztorok négypólus-paramétereinek automatikus mérése a VHF-UHF tartományban.

KOVÁCS F.
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, Budapest

Telítésben működő planar tranzisztorok árameloszlásának, valamint kollektor ellenállásának meghatározása.

HÁZMÁN I.
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, Budapest

Rétegtranzisztorok feszültségvisszahatási tényezőjének számítása.

P. BAUMANN
VEB Halbleiterwerk Abt. MTE, Frankfurt (GDR)

Mesa-tranzisztorok dinamikus tulajdonságainak értékelése.

NAGY S. – SZÁRAZ GY. – ROSTÁS TASSI M.
BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM, VEZETÉSNÉLKÜLI HÍRADÁSTECHNIKAI TANSZÉK

Néhány gyakorlati megjegyzés mesa-tranzisztorok visszahatási időállandójának (r_{bb}, c_{bc}) mérésével kapcsolatban.

Április 28-án pénteken:

J. GROSVALET
CSF, Puteaux (RF)

Félvezetők felületi tulajdonságainak mérési módszerei. Alkalmazás MOS-eszközökre és megbízhatóságra.

CSORNAY L.
Tungsram, Budapest

A tranzisztorok hiba-analízise.

H. REIMER
Technical University, Ilemenau (GDR)

Ge mesa-tranzisztorok paraméter-instabilitásainak értelmezése ciklikus hőmérsékleti vizsgálatok alapján.

C. COMBES
Centre de Recherches de la C. G. E. Marcoussis (RF)

Nagy megbízhatóságú tranzisztorok hődisszipációjának problémája.

N. FRÖHLICH
AEG Frankfurt am Main

Nagy teljesítményű félvezető eszközök viselkedése hő igénybevétel esetén.

KEMÉNY A.
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, Budapest

Félvezető teljesítmény egyenirányítók hőellenállásmérése és struktúrahibák összefüggése a mért értékekkel.

MÁRKUS J.
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, Budapest

Automatikus tranzisztor mérő és kiértékelő rendszer.

BRYSON J.
Fairchild Instrumentation, Palo Alto (USA)

Félvezető eszközök gyors automatikus vizsgálata.

KESSELYÁK P.
BHG, Budapest

Természetes nedves trópusi környezetben huzamosan raktározott félvezető gyártmányok megbízhatóság-csökkenésének tapasztalati törvényszerűségei.

AMBRÓZY A.
Budapesti Műszaki Egyetem Elektroncsövek és Félvezető Tanszék

Nagy teljesítményű tranzisztorok munkaponti adatainak impulzus mérése.

HÁZMÁN I.–MÁLNÁSI J.
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet, Budapest

Tranzisztorok nagyfrekvenciás teljesítmény erősítésének mérése automatikus kihangolással.

V. CVEKIC
Institute for Chemistry Technology and Metallurgy, Beograd

Alagút dióda válogató.

J. SMAHA–J. KARLOVSKA
Popof Research Institute of Radio Communications, Praha

Alagút diódák egyen- és váltóáramú paraméter mérésének egy problémája.

MOTÁL GY.–BOROS GYEVI J.
Tungsram, Budapest

Alagút diódák csúcsáramát befolyásoló tényezők.

E. KUZMA
Polish Academy of Scienciens Institute of Basic Technical Problems, Warsawa

Oszcillografos termisztor karakterisztika rajzoló mérőjelének vizsgálata.

E. STOLARSKI
Institute of Basic Technical Problems, Warsawa

Diódák sztatikus karakterisztikájának vizsgálata oszcilloszkóppal.

VÉRTESSY J.
Elektronikus Mérőkészülékek Gyára, Budapest

Félvezetők karakterisztikáinak vizsgálata.

A. ARENDT–M. ILLI–H. BENEKING
Technical University of Aaachen Institute of Semiconductors, Aachen

Diódák és tranzisztorok kapcsolótulajdonságai jelemzésének néhány kérdése.

L. HAVLIK
Popov Research Institute of Radio Communication, Praha

Félvezető eszközök kapcsoló tulajdonságainak mérése a nanosecundumos tartományban.

KÁLMÁN L.–SIMEK M.
Távközléskutató Intézet, Budapest

Varaktorok jóságtényezőjének mérése.

D. P. HOWSON
Department of Electronic and Electrical Eng. the University of Birmingham

A tértöltéses varaktorok és alkalmazása.

J. F. GIBBONS–W. J. KLEINFELDER
Stanford University (USA)

Az ion-beültetés kérdései és alkalmazásai félvezetőkben.

W. KAMPRATH–L. ELSTNER
VEB Halbleiterwerk Frankfurt–Stahnsdorf (GDR) (NDK)

Nagy ellenállású *p* típusú szilícium thermikusan keltett donorjainak vizsgálata.

SZEMLE

Összeállította: VÁSÁRHELYI PÁL

1967 közepére elkészül egy olyan új számítógépközpont prototípusa, mely képes lesz arra, hogy egyidejűleg 200 ügyfelet szolgáljon ki, adta hírül az English Electric Leo Marconi számítógépgyártó cég. *(Funktechnik, 11. sz. 1966. jún.)*

*

Az olyan elektromos vezetékeket, melyek tartósan 100—150 C°-os hőmérsékleti körülmények között kell hogy üzemeljenek, eddig csak a viszonylag drága szilikonkaucsukkal tudták szigetelni, ha hajlékonyságukat és rugalmasságukat biztosítani kívánták. A Farbenfabriken Bayer cég most „Levapren 450" néven új, az eddiginél olcsóbb műanyagot hozott forgalomba, mely tartósan bírja a maximálisan 120 C°-os hőmérsékletet, s rövid időre ennél sokkal magasabb hőmérséklet sem károsítja meg. Jól bírja az alacsony hőmérsékletet is: —20 C°-on még megőrzi rugalmasságát. *(Funktechnik, 13. sz. 1966. júl.)*

A baseli nemzetközi vásár alkalmával Melotron néven „zajzongorát" mutattak be. A berendezés stúdió-célokra szolgál, külalakjában pianínóhoz hasonlít, s az egyes billentyűk lenyomásával a legkülönbözőbb zajokat és zörejeket lehet előidézni. 1260 magnetofontekercset tartalmaz, melyek pl. 70 emlősállat, 42 madár hangját őrzik, gőz-, diesel-, és villanymozdonyok zaját 9—9 szalag tartalmazza, 18 telefon-, 70 repülőgép-, 13 ajtóhang szerepel a gyűjteményben. *(Funktechnik, 11. sz. 1966. jún.)*

*

Az iskolai televíziós oktatás hatékonyságát vizsgálva az NSZK-ban arra a megállapításra jutottak, hogy egy meghatározott témában tartott televíziós előadás során szerzett ismereteik 40—70%-át a diákok még egy év múlva is megőrizték. *(Funktechnik, 12. sz. 1966. jún.)*

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.373.42.029.6:621.316.729

Dr. Kása I.—B. Nagy A.:

Mikrohullámú oszcillátorok stabilizálása fázisszinkronizálással

HÍRADÁSTECHNIKA XVIII. (1967) 3. sz.

A mikrohullámú technikában méréstechnikai és hírközlési célokra számos esetben szükség van nagy frekvenciastabilitású és nagy spektrális tisztaságú színuszos jelekre. Ilyen célra fejlesztették ki a fázisszabályozáson alapuló frekvenciaszabályozó (APC) rendszereket. Az ilyen felépítésű mikrohullámú oszcillátorok kimenőfrekvenciája gyakorlatilag kristálystabilitású. A cikk az APC rendszerek megfogási tulajdonságait, a nagyfrekvenciás futási idő hatását és az aluláteresztő szűrő beiktatásának következményeit a működésüket leíró nonlineáris differenciálegyenletek alapján tárgyalja, a referens jel előállításának ismertetése után a kísérleti eredményeket ismerteti.

ETO 621.395.38:519.2:621.317.7

Varga A.:

Középsebességű adatátviteli csatorna statisztikus vizsgálata. I. rész

HÍRADÁSTECHNIKA XVIII. (1967) 3 sz.

A szerző egy berendezést ismertet, amely 600, illetve 1200 Baud sebességgel működő adatátviteli csatorna statisztikus hibavizsgálatát teszi lehetővé. A berendezés tartalmazza az álvéletlen elemi jelsorozat generátort, a hibajelképző áramkört, a hibajel rögzítését végző magnetofont és a logikai átalakító egységet, amely lehetővé teszi a hibák helyzetének gazdaságos áttevését nyolccsatornás lyukszalagra. A lyukszalagról elektronikus számítógép elvégezheti a CCITT által előírt kiértékeléseket.

ETO 538.567.4:621.376.001:621.372.5

Hennyey Z.—Kiss I.:

Modulátor áramkörök négypóluselméleti tárgyalása. II. rész

HÍRADÁSTECHNIKA XVIII. (1967) 3. sz.

A cikk két részből áll. Az első rész a lineáris hálózatelméletre épített elméleti apparátust, a második ennek gyakorlati alkalmazását mutatja be. Az elméleti rész annak felismerésével indul, hogy a modulátor a frekvenciatartományban lineáris négypólus, tehát a jól kidolgozott lineáris négypólus elméletnek alkalmazhatónak kell lennie. Az első rész a modulátorelmélet ilyen alapokra való felépítésének kísérletét jelenti.
A második rész az elméleti vizsgálatokból levont következtetésekkel kezdődik. Ezt követi egyes gyakorlati tervezési problémák megtárgyalása. Végül néhány megvalósított áramköri egységen végzett kísérletek és mérések eredményei vannak összefoglalva.

Обобщения

ДК 621.373.42.029.6:621.316.729

Д-р И. Каша—А. Б. Надь:

Стабилизация микроволновых осцилляторов фазовой синхронизацией

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII. (1967) № 3.

В микроволновой технике в многих случаях нуждаются с целью измерений и связи в синусоидальных сигналах высокой стабильности частоты и спектральной чистоты. Для этих целей разработаны системы регулировки частоты на основе фазовой регулировки (APC). Выходная частота таких микроволновых осцилляторов практически имеет стабильность кристалла. Излагаются свойства фиксации, влияние времени пробега в. ч. и следствия включения фильтра нижних частот по нелинейным дифференциальным уравнениям описывающим работу систем APC. После изложения генерации опорного сигнала описаны экспериментальные результаты.

ДК 621.395.38.519.2:621.317.7

А. Варга:

Статистическое испытание канала передачи данных средней скорости Часть I.

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII. (1967) № 3.

Описано устройство, обеспечивающее статистическое испытание ошибок канала передачи данных с скоростью 600 или 1200 бод. Устройство содержит генератор серии элементарных сигналов псевдослучайности, записывающий аппарат для сигналов ошибок и логический преобразователь, подходящий для экономного перемещения ошибок на восьмиканалную перфорированную ленту. Оценка по МККТТ осуществляется электронной вычислительной машиной.

ДК 538.567.4:621.376.001:621.372.5

З. Хеннеи—И. Киш:

Анализ модуляторных цепей по теории четырехполюсников Часть II.

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII. (1967) № 3.

Статья состоит из двух частей. Первая часть показывает теоретические средства по теории линейных цепей, а вторая часть — их практическое применение. Теоретическая часть исходит от того, что модулятор является линейным четырехполюсником в области его полосы частот, следовательно хорошо разработанная теория линейных четырехполюсников даст возможность применения в этом случае. Первая часть является опытом такого основания теории модулятора.
Вторая часть начинается выводами, установленными по теоретическим испытаниям. Затем следует изложение некоторых практических проблем проектирования. Наконец, обобщены результаты экспериментов и измерений нескольких осуществленных электрических блоков.

Zusammenfassungen

DK 621.373.42.029.6:621.316.729

Dr. I. Kása—A. B. Nagy:

Stabilisierung der Mikrowellenoszillatoren mit Phasensynchronisierung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) Nr 3.

In der Mikrowellentechnik sind Sinussignale von hoher Frequenzstabilität und grosser Spektralreinheit für messtechnische und fernmeldetechnische Zwecke in vielen Fällen notwendig. Zu diesem Zwecke wurden die auf dem Grund der Phasenregelung ausgeführten Frequenzreglersysteme (APC) entwickelt. Die Ausgangsfrequenz der in dieser Weise ausgeführten Mikrowellenoszillatoren hat praktisch Kristallstabilität. Der Artikel erörtert die Fixiereigenschaften der APC-Systeme, den Effekt der hochfrequenten Laufzeit und die Folgen des Einsatzes des Tiefpass-Filters, auf Grund der nichtlinearen Differentialgleichungen, die ihre Funktion beschreiben. Nach der Angabe der Erzeugung des Referenzsignals werden die Versuchsergebnisse mitgeteilt.

Summaries

UDC 621.373.42.029.6:621.316.729

Dr. I. Kása—A. B. Nagy:

Stabilisation of Microwave Oscillators by Phase Synchronization

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) № 3.

In the microwave engineering sinusoidal signals with high frequency stability and high spectral purity are necessary for the measuring technique and telecommunication in several cases. For this purpose frequency control systems based on phase control (APC) were developed. The output frequency of microwave oscillators of such design has practically crystal stability. The paper discusses the properties of fixation, the effect of the high frequency transit time, and the consequences of the introduction of the low-pass filter of APC-systems on the basis of non-linear differential equations describing their operation. After presenting the generation of the reference signal the experimental results are given.

DK 621.395.38:519.2:621.317.7

A. Varga:

Statistische Prüfung eines Datenübertragungskanals mittlerer Geschwindigkeit. I. Teil

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) Nr 3.

Der Verfasser erörtert eine Einrichtung, welche die statistische Fehlerprüfung eines Datenübertragungkanals der mit Geschwindigkeiten von 600 bzw. 1200 Baud funktioniert, ermöglicht. Die Einrichtung besteht aus einem Generator für pseudo-zufällige (stochastische) Signale, einem Stromkreis für Fehlererzeugung, einem Magnetofon für die Aufzeichnung der Fehlersignale und einer Einheit für die logische Umwandlung, welche die ökonomische Übertragung der Fehlerstellen auf ein Achtkanal-Lochband ermöglicht. Von dem Lochband kann eine elektronische Rechenmaschine die von dem CCITT vorgeschriebene Auswertungen durchführen.

DK 538.567.4:621.376.001:621.372.5

Z. Hennyey—I. Kiss:

Vierpoltheoretische Behandlungen der Modulatorstromkreise. II. Teil

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) Nr 3.

Der Artikel besteht aus zwei Teilen. Der erste Teil beschreibt die, auf die lineare Netztheorie aufgebauten theoretischen Grundlagen, der zweite Teil erörtert deren praktische Anwendung. Der theoretische Teil beginnt mit der Erkenntnis, dass der Modulator in dem Frequenzbereich einen linearischen Vierpol darstellt, infolgedessen soll der gut ausgearbeitete lineare Vierpoltheorie anwendbar sein. Dieser erste Teil stellt seinen Versuch dar, die Modulationstheorie auf solchem Grund aufzubauen. Der zweite Teil fängt mit den Folgerungen die theoretischen Untersuchungen an. Weiter folgt die Darstellung einzelner praktischen Planungsprobleme. Zuletzt werden einige auf realisierten Stromkreisen ausgeführten Experimente und Messergebnisse zusammengefasst.

UDC 621.395.38:519.2:621.317.7

A. Varga:

Statistical Test of a Data Transmission Channel of Medium Speed. Part I.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 3.

The author presents an equipment which enables the statistical error test of a data transmission channel operating with a speed of 600 or 1200 Baud respectively. The equipment consists of a random signal generator, error signal generating circuit, tape recorder for recording the error signals and a logical converter unit which make possible the economic transposition of the error locations on an eight-channel punched tape. From the punched tape an electronic computer can make the evaluation specified by CCITT.

UDC 538.567.4:621.376.001:621.372.5

Z. Hennyey—I. Kiss:

Fourpole Theory Discussion of Modulator Circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 3.

The paper consists of two parts. The first part presents the theoretical apparatus based on the linear network theory, the second presents its application in practice. The theoretical part begins with the statement, that the modulator is a linear fourpole in the frequency domain and consequently the well established linear fourpole theory has to be applicable. The first part is an experiment to build up the modulator theory on this basis. The second part begins with the conclusion drawn from the theoretical examinations. This is followed by the discussion of certain practical design problems. Finally the results of some experiments and measurements made on some realized circuit units are summarized.

Resumés

CDU 621.373.42.029.6:621.316.729

Dr. I. Kása—A. B. Nagy:

Stabilisation des oscillateurs â microondes par synchronisation de phase

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 3.

On a besoin des signaux sinusoidaux ayant une haute stabilité de fréquence et haute pureté spéctrale dans la technique des microondes pour des buts de mesure et télécommunication.
Les systèmes de régulation de fréquence basés sur la régulation de phase (APC) ont été développés pour ces buts. La fréquence de sortie des oscillateurs de ce type a la stabilité des cristaux.
L'article expose les propriétés de fixation, l'effet du temps de propagation H. F. et les conséquences de l'insertion du filtre passe-bas basé sur les équations différentielles caractérisantes les systèmes APC. Après la description du signal de réference quelques résultats expérimentaux sont donnés.

CDU 621.395.38:519.2:621.317.7

A. Varga:

Un éssai statistique d'une voie de transmission des données à moyenne vitesse. Partie I.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N°

Un appareil pour pouvoir faire l'essai statistique des erreurs d'une voie de transmission données fonctionnant avec une vitesse de 600 ou 1200 bauds est descrit. L'appareil comprend le générateur des séries des signaux élémentaires à pseudo-hasard, le circuit produisant les signaux d'erreur, l'enregistreur des signaux d'erreur et le convertisseur logique pour transposer économiquement les erreurs sur une bande perforée à huit voies. L'évaluation recommendée par CCITT peut être faite par une calculatrice éléctronique.

CDU 538.567.4:621.376.001:621.372.5

Z. Hennyey—I. Kiss:

Analyse des circuits modulateurs sur la base de la théorie quadripôle. Partie II.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 3.

L'article se compose de deux parties. La première partie expose les moyens théoriques basant sur la théorie des résaux linéaires, la deuxième l'utilisation en practique de celui-ci. La partie théorique commence avec la théorème que le modulateur est un quadripôle dans la bande passante, alors la théorie du quadripôle linéaire étudié a fond doit être appliquée. La première partie est un essai de fonder la théorie des modulateurs sur cette base.

La deuxième partie commence avec les conclusions établies sur la base des examens théoriques. Après suit la discussion de quelque problèmes pratiques de projet. Enfin les résultats de quelques essai et mesurages sur quelques échantillons de circuit réalisés sont donnés

Lapunk példányonként megvásárolható:

V., Váci utca 10 és

V., Bajcsy-Zsilinszky út 76

alatti Hírlapboltokban.

A ma tudománya—

A HOLNAP TECHNIKÁJA

Olvassa rendszeresen műszaki tudományos szaklapjainkat!
Mindig széleskörűen tájékoztat a szakterület helyzetéről, eseményeiről, újdonságairól

Bányászati Lapok
Bőr- és Cipőtechnika
Elektrotechnika
Energia és Atomtechnika
Élelmezési Ipar
Építőanyag
Épületgépészet
Az Erdő
Faipar
Finommechanika
Fizikai Szemle
Gép
Gépgyártástechnológia
Hidrológiai Közlöny
Híradástechnika
Ipari Energiagazdálkodás
Ipargazdaság
Járművek, Mezőgazdasági Gépek
Kép- és Hangtechnika
Kohászati Lapok
Közlekedéstudományi Szemle
Magyar Építőipar
Magyar Grafika
Magyar Kémiai Folyóirat
Magyar Kémikusok Lapja
Magyar Textiltechnika
Mélyépítéstudományi Szemle
Mérés és Automatika
Műanyag és Gumi
Műszaki Élet
Öntöde
Papíripar
Városépítés
Villamosság

FENTI KIADVÁNYAINK ELŐFIZETHETŐK

minden postahivatalban,
a Posta Központi Hírlap Iroda (József nádor tér 1.) csekkszámlájára vagy átutalással,
valamint a Technika Háza műszaki könyvboltjában (V., Szabadság tér 17.)

PÉLDÁNYONKÉNT KAPHATÓK:

V., Váci utca 10.
VI., Bajcsy-Zsilinszky út 76. szám alatti Hírlapboltokban,
ugyanitt az 1966-ban eddig megjelent példányok is beszerezhetők.

HIRDETÉSEKET FELVESZ A LAPKIADÓ VÁLLALAT HIRDETÉSI OSZTÁLYA,

VII., Lenin körút 9—11. I. em. 120. (222-251).

HÍRADÁSTECHNIKAI ANYAGOK GYÁRA

VÁC, ZRÍNYI UTCA 1

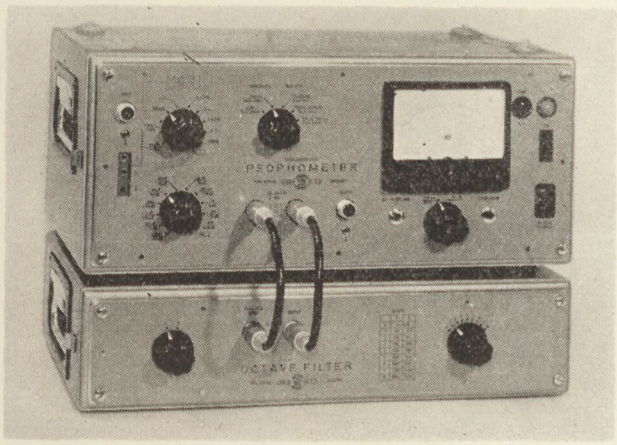
Ferrit lágymágneses alkatrészek: fazékmagok, árnyékoló serlegek, E-magok, U-magok, eltérő gyűrűk, antennarudak, menetes magok, ferrit rudak.

Transzformátor alkatrészek, lemezmaglapok, köpeny transzformátorokhoz és fojtótekercsekhez: tekercselt vágott vasmagok, csévetestek, hálózati-, valamint hangfrekvenciás transzformátorok és fojtótekercsek.

Fényscsőfojtók.

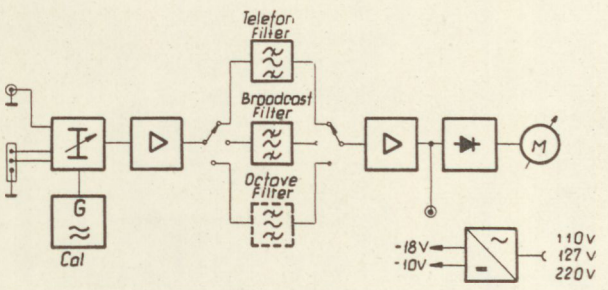
Nyomtatott áramköri huzalozású lemezek.

Töltött és töltet nélküli forrasztóónok.



Tranzisztoros PSOPHOMETER

Zajfeszültségek mérésére és analízisére szolgáló műszer, mely kielégíti a CCITT legújabb ajánlásait (1960. Róma). Ennek megfelelően kiválóan alkalmas műsortovábbító és telefonberendezések vizsgálatára.



MŰSZAKI ADATOK:

Frekvencia tartomány:	15 Hz — 20 kHz
Lineáris torzítás:	± 0.5 dB
Mérési tartomány	100 μV — 10 V
11 fokozatban:	— 80 db-től 20 dB
Legkisebb leolvasható feszültség:	20 μV

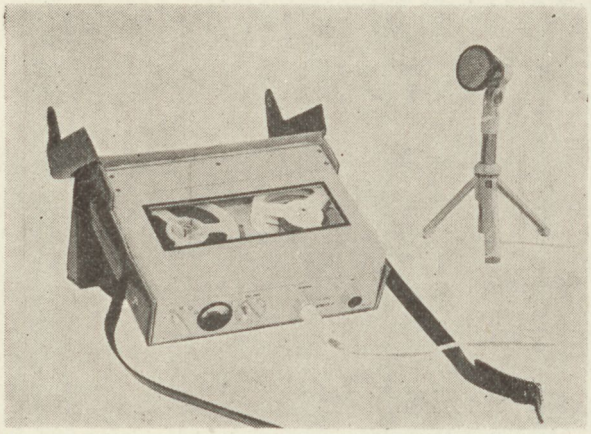
BEMENŐ IMPEDENCIÁK:

Szimmetrikus:	600 Ohm ± 2 %
	> 10 kOhm
Aszimmetrikus:	≧ 100 kOhm
Fogyasztás:	5 VA

Gyártja: ELEKTRONIKA

Budapest, VII., Klauzál u. 30.
Telefon: telefonkönyv 31 oldal

R-5



Az R-5 magnetofon stúdiók részére, riportfelvételek készítésére alkalmas, teljes csíkos készülék. Funkcióit riportercélok határozzák meg.

Főfunkciói: FELVÉTEL (törléssel, dinamika kompresszorral vagy nélkül) — LEJÁTSZÁS.

Szalagsebesség: 9,53 cm/mp ±2%.

Frekvenciatartomány: 60 Hz—10 kHz.

Behallgatás: fejhallgatóval vagy saját hangszóróval.

A készülék áramellátását 6 db 1,5 V-os Góliát rúdelem biztosítja. A készülékben levő erősítők 6 V-os stabilizált tápfeszültséggel működnek (beépített stabilizátorról), amely még abban az esetben is biztosítja a 6 V ±0,2 V-os telepfeszültséget, ha a telepegység feszültsége 7 V-ra esik vissza.

A készülék üzemeltetése, funkcióinak kiválasztása egyetlen forgatógomb működtetésével történik, az egyes állásokat egyezményes jelek jelzik.

A magnetofon üzemkész súlya telepekkel, hordtáskával és szalaggal 3,2 kg. A készülékhez használható szalagorsó max. 100 mm átmérőjű, normál közepű. A készülék —10 C° és +40 C° hőmérséklet határok között működik üzembiztosan.

Külön rendelésre pilotfejes kivitelben is készül. Filmkamerákhoz csatlakoztatva filmmel szinkron futófelvétel készíthető.

STM-200

Az STM-200 stúdiómagnetofon tranzisztorizált készülék, stúdiószintű hangfelvételek szalagos rögzítésére és lejátszására alkalmas.

Ebben a készülékben a legmodernebb és a teljesen új technikai megoldások egész sorát találjuk, minek folytán a készülék elektromos és mechanikus paraméterei az üzembiztonságot tekintve az elérhető legjobbakat nyújtja.

Minden erősítője teljesen tranzisztorizált.

A blokkrendszert — mely eddig az elektromos egységek beépítésénél nagyon jól bevált — a mechanikus egységekre is ki terjesztették. Mono- és stereokivitelben kerül gyártásra, automatikus szalagkiemeléssel. Teljes távvezérelhetőség. Automatikus szalagfeszítés-szabályozás. Folyamatos gyorstekercselés-szabályozás.

Szalagsebesség: 38,1 cm/mp és 19,05 cm/mp ±0,3%.

Lejátszási frekvenciamenet: 38,1 cm 30—16 000 Hz,
19,05 cm 40—14 000 Hz.

Teljesítményfelvétel: 160 W.

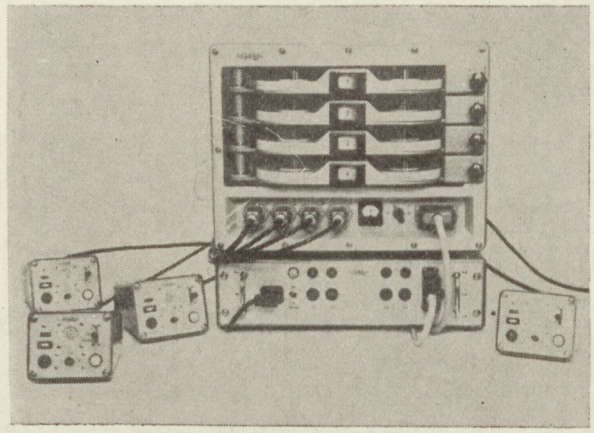
A készülék súlya futóművel, erősítővel 73 kg.

Méretek: 870×565×420 mm.

Állvánnyal: 870×565×920 mm.

Külön rendelésre stereokivitelben is készítjük.

M-5



Az M-5 négycsatornás magnetofon lehetővé teszi, hogy a négy csatornán egyidőben történjen a kívánt hangfrekvenciás jel — főleg beszéd — rögzítése.

Négy kezelőegységhez nyolc vevő csatlakoztatható és átkapcsolással egyszerre négy vevő jele rögzíthető. A kezelőegységek egyúttal mikrofonerősítők, beépített mikrofonnal.

Ha a felvétel mikrofonról történik, a kezelőegységhez csatlakozó vevők lekapcsolódnak.

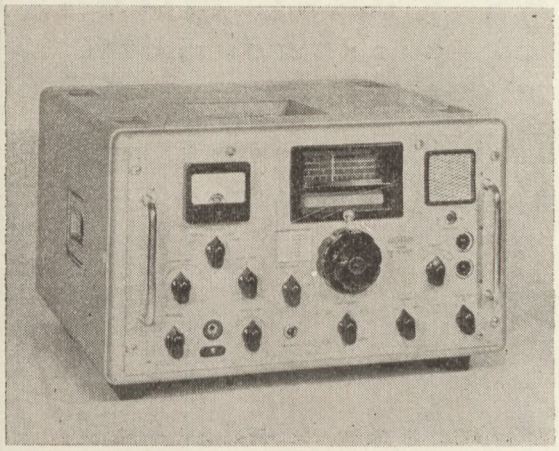
Mechanikai kivitele lehetővé teszi a szállíthatóságot és gépkocsiba való beépítését.

A készülékhez max. 130 mm átmérőjű orsók használhatók.

Szalagsebessége: 9,5 cm/mp ±3%.

A készülék teljesítményfelvétele: a hálózatból kb. 160 VA.

ML-400/F



Az ML-400/F típ. kommunikációs rövidhullámú vevőkészülék nagy érzékenységű, stabil, szelektív vevő.
Továbbfejlesztett változata az ML-400 típ. rövidhullámú kommunikációs vevőkészüléknek. 6 fix kristályhangolású és átkapcsolható folyamatos hangolásra 1,85—25 MHz-ig.

A kvarcvezérlésű állásban tetszőlegesen választhatunk a 6 db beépített kristályoszcillátor frekvenciája között.
Az egyes kvarckristályok könnyen cserélhetők a készülék kidobozolása nélkül is.

Felhasználható megfigyelőállomások, meteorológiai intézetek, távirati irodák részére, komplex összeállításokban rádióközpontok, diversity vevőberendezések vevőjeként.

UAE-63A

Az UAE-63A típ. antennaelosztó erősítő a legcélszerűbben a több vevőkészülékekkel rendelkező munkahelyeken, pl. vevőállomásokon vagy vevőközpontokban használható. Alkalmazásával antennák létesítési költsége, valamint helyszükséglete takarítható meg.

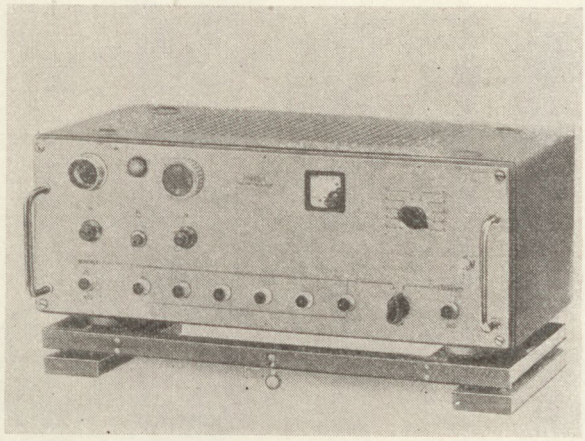
Kétféle üzemmódban működtethető:

1. *Antennaelosztó erősítő* üzemmódban lehetővé teszi több vevő egyidejű üzemeltetését egy antennáról a 20 . . . 100 MHz-es frekvenciatartományban.

   Alkalmazása: 6 db vevőkészülék csatlakoztatása egy elosztó erősítőre.
   Több elosztó erősítő kaszkád kapcsolása.

2. *Antennaerősítő* üzemmódban a vevőkészüléktől nagyobb távolságra felállított antenna és a vevő közötti kábel csillapítását kompenzálja ki.

   Alkalmazása: antennakábel csillapításának kiegyenlítése.
   Szélessávú erősítő mérési célokra.



MECHANIKAI LABORATORIUM BUDAPEST

MAGYAR KÁBEL MŰVEK

IGAZGATÓSÁG ÉS KÖZPONTI GYÁR

Budapest, XI., Budafoki út 60 • Telefon: 466-770, 266-670

ZOMÁNCHUZALGYÁR
Budapest, XI., Hunyadi J. út 1.
Telefon: 268-930

SZEGEDI KÁBELGYÁR
Szeged, Huszár út 1.

GYÁRTMÁNYOK:

Erősáramú szigetelt vezetékek
Jelző, mérő, működtető kábelek
Erősáramú kábelek 1—35 kV-ig
Alumínium és acél-alumínium szabadvezetékek
Tekercselő huzalok
Switch-kábelek
Gumitömlő-kábelek
Híradástechnikai vezetékek
Távkábelek
Távbeszélő kábelek
Hajókábelek
Szigetelt zománchuzalok
Mikroszeparátor lemezek
Zárt-acélkötelek
Hullámosított lemezek
Kábeldobok

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, valamint híradástechnikai transzformátorok

Előzetes megrendelés nélkül

azonnal

beszerezheti

HÍRADÁSTECHNIKAI

elektromos és elektromechanikai

ALKATRÉSZ

szüségletét a KKKV

1. sz. KÖZÜLETI BOLTJÁBAN

Budapest, VII., Hernád utca 9. Telefon: 225-810

GYORS KISZOLGÁLÁS!

Az áruátvétel bélyegzővel, készpénz-, csekkfizetéssel történik!

1891 75 KMM 1966

Magyar Kábel Művek

IGAZGATÓSÁG ÉS KÖZPONTI GYÁR

Budapest, XI., Budafoki út 60 • Telefon: 466-770, 266-670

ZOMÁNCHUZALGYÁR
Budapest, XI., Hunyadi J. út 1.
Telefon: 268-930

SZEGEDI KÁBELGYÁR
Szeged, Huszár út 1.

6 kV-os SZILIKONGUMI-SZIGETELÉSŰ HŐÁLLÓ VEZETÉK

E lap hasábjain korábban hírt adtunk a Magyar Kábel Művek által kifejlesztett, és a kereskedelemben kapható H hőosztályú szigetelésnél ellátott 1 kV-os üzemfeszültségre használható vezetékekről.

Az elmúlt időszak alatt — az ipar igényei alapján — kifejlesztésre került e hőálló vezetékeknek 6 kV-os üzemfeszültségig használható sorozata, hajlékony és tömör vezetővel egyaránt. E vezeték szigetelőanyaga flexibilis igénybevétel esetén az alábbi élettartammal rendelkezik:

+200 C°-on élettartama korlátlan,
+250 C°-on élettartama 2000 üzemóra,
+300 C°-on élettartama 100 üzemóra.

E vezeték az alkalmazott szigetelőanyag miatt kiváló trópusállósággal rendelkezik. Szerelése, illetve készülékekben való alkalmazása kényelmes. Önvulkanizáló ragasztóanyag felhasználásával légmentes tömítés érhető el a vezetékek szigetelőrétege és a készülék fém- vagy műanyag bevezetőnyílása között. Kereskedelemben a következő márkajelzésekkel kapható az önvulkanizáló ragasztóanyag:

Gyártó cég	A termék jelzése
Société Industrielle des Silicons (francia)	RTV 730
Rhone—Poulenc (francia)	CAF 4
Imperial Chemical Industries (angol)	Silcoset 151
Wacker—Chemie (nyugatnémet)	SK 1 SK 2 SK 3 SK 4 SK 5

E ragasztóanyag a levegő nedvességének hatására 30 perc alatt alaktartó kötést ad. Teljes kötési idő 24 óra.