OSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

XV. ÉVFOLYAM 8. SZÁM, 225—256 OLDAL
BUDAPEST, 1964. JÚLIUS HÓ 8

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

1964. július XV. évfolyam, 8. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. ÁCS ERNŐ: Hírközlési eljárások címet és tartalmat, valamint csak címet hordozó kódokkal 225
SZAKÁCS GYÖRGY—GAÁL LAJOS—NÉMETH JÁNOS: Mechanikus szűrők 235
BOGLÁR GYULA: Keskenysávú hatványszűrők méretezése 246
Szabadalmi Szemle 234, 254
Egyesületi rendezvények 245
Külföldi események 252
Hírek 254
Tartalmi összefoglalások 255
Обобщения 255
Zusammenfassungen 256
Summaries 256
Résumés 256

Szerkesztőség: BALOGH PÁL felelős szerkesztő, BOGLÁR GYULA, SÁRKÖZY GÉZA kandidátus, VÁRALJAI VILMOS, tudományos szerkesztők; SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, CSERTEG ISTVÁN, FLESCH ISTVÁN, RUPPENTHAL PÉTER, SZILÁRD ZOLTÁN, 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.

Szerkesztő bizottság: 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, KŐMÜVES 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 Műszaki Könyvkiadó, Budapest V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113—450. Felelős kiadó: SOLT SÁNDOR. A lap megjelent 1450 példányban. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központ Hírlapirodánál (Budapest V., József nádor tér 1. Telefon: 180—850) vagy bármely postahivatanál. Előfizetési díj: félévre 24 Ft, egész évre 48 Ft. Egyes szám ára: 4 Ft Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,065 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest 62.

64.5582 Egyetemi Nyomda, Budapest

HÍRADÁSTECHNIKA
A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

ÁCS ERNŐ
a műszaki tudományok doktora
Távközlési Kutató Intézet

Hírközlési eljárások cimet és tartalmat, valamint csak címet hordozó kódokkal*

ETO 621.376.5

Bevezetés

A nagytávolságú sokcsatornás összeköttetésekben általában nagyszámú ismétlő állomás, elágazás, moduláló és demoduláló áramkör van, ezekben zaj és torzítás keletkezik és a távolság növekedésével azok a hatások, melyek az átvitel minőségét (sőt pl. a beszéd érthetőségét is) károsan befolyásolhatják, fokozódnak. Ezért a figyelem egyre inkább olyan módszerek felé fordult, melyek az átviteli út hosszára nem érzékenyek. Erre a célra szolgálnak az ismert amplitúdó-kvantálási eljárások, így az impulzuskódmoduláció (PCM).

Tanulmányunk következő részében az impulzus kódmoduláció gyakorlatilag zajmentes és rendkívül kis torzítású átvitelt biztosíthat bizonyos, nem nehéz előfeltételek betartása esetén, hosszú átviteli úton, nagyszámú ismétlés és elágazás esetén is. Ez a nevezetes előnyös tulajdonság abban leli magyarázatát, hogy ha az információ továbbító kódokat — a rájuk rakódott zajok miatt — a felismerhetetlenség veszélye fenyegeti, fel lehet újítani őket. Tehát eleve el lehet mondani, hogy az impulzus kódmodulált rendszer gyakorlatilag tökéletesen zajmentessé tehető, amennyiben zaj szempontjából tökéletesnek nevezhetünk egy olyan összeköttetést, amelyben pl. nem is mindegyik (3 perces) beszélgetésben fordul elő egy-két kattanás hamis kódok keletkezése miatt. Az átviteli út állandó sustorgás-szerű zajt nem ad a továbbítandó anyaghoz.

Ami a torzításokat illeti, ezek is lecsökkenthetők gyakorlatilag elhanyagolható mértékre, csupán a mintavételnél alkalmazott lépcsőket kell megfelelően kicsinyre választani. Az a tény, hogy a kvantálási lépcsők száma véges — gyakorlatilag 64—128 között van — és nem végtelen, bizonyos fokú torzításra vezet, a csatornák egyenkénti kvantálása esetén azonban a kvantálási hiba jelszünetekben zavart (zajt) nem okoz.

Most foglalkozzunk kissé részletesebben az impulzus kódmodulációs rendszerek zaj és torzítási problémáival. Akkor keletkezik hamis kód a vevő bemenetén, ha a kódot képező impulzusok valamelyike a zaj miatt elmarad, vagy pedig fordítva, egy zaj beütést a vevő impulzusként érzékel. Ha a zaj normális valószínűségeloszlású, az impulzus nagyság és a zaj effektív értékének viszonyától függően nagyobb-kisebb valószínűséggel megtörténik, hogy egyes zaj beütések abszolút értékei elérik a fél impulzus nagyságát. Tételezzük fel, hogy ez az a kritikus állapot, ami már a kódban levő impulzus eltűnésére, vagy hamis impulzus keletkezésére vezet. Legyen X_0 a zaj megfigyelt és effektív értékének viszonya. Legyen $W(X_0)$ annak a valószínűsége, hogy a zaj amplitúdó valamely meghatározott X_0 értéket túllép, akkor erre a valószínűségre a következő kifejezést kapjuk

$$W(X_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x_0}^{\infty} E^{-\frac{x^2}{2}} dx \qquad (1)$$

Ha e valószínűségeket az impulzus amplitúdó /zaj effektív értéke szerint táblázatba foglaljuk, azt látjuk, hogy a jel-zaj viszonynak pl. 19,6 dB-ről 23 dB-re való javításával elérhetjük a hibavalószínűségnek 10^{-6} ról (ez máris elég kicsiny érték) 10^{-12}-re való csökkenését. Az 1. táblázatban a ε hibaszám jelenti azt, hogy a megfigyelés időtartama alatt átlagosan hány hamis impulzus, vagy ami ennek következménye, hány kattanás-recsegés jelentkezik. A hibaszámokat hételemes bináris kód feltételezésével határoztuk meg. Mivel másodpercenként 8 ezer mintavétel történik ez $7 \cdot 8000 = 56\,000$ bit/s, a $W(X_0)$ oszlopban foglalt valószínűségeket 56 000-rel szorozva kapjuk a kattanásokat egy időszakaszra (s, min., óra, nap, év) eső számát. Ha a jel-zaj viszony

1. táblázat

$\frac{\text{bináris ugrás}}{\text{zaj effektívért.}} = 2x_0$			Hibavalószínűség $W(x_0)$	Hibaszám: $\varepsilon = 56\,000\ W(x_0)$
$2X_0$	Np	dB		
4,65	1,54	13,4	10^{-2}	560/s
7,44	2,01	17,4	10^{-4}	5,6/s
9,51	2,25	19,6	10^{-6}	3,4/min
11,2	2,45	21,0	10^{-8}	2/h
12,7	2,54	22,1	10^{-10}	0,5/nap
14,1	2,64	23,0	10^{-12}	2/év

*A szerzőnek a Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Osztályának felolvasó ülésén, a Híradástechnikai Tudományos Egyesületben és a moszkvai, Popov Rádiótechnikai Műszaki—Tudományos Társaságban tartott előadásai alapján.

valamilyen előírt — pl. 23 dB — értékét egy-egy ismétlő szakaszra vonatkoztatjuk és igen hosszú átviteli utat tételezünk fel — pl. 1000 ismétlő állomással — ekkor a hibavalószínűség 10^{-12} értékről 10^{-9} értékre romlik ugyan, de még így is csak több óránként várható a továbbított közleményben egy-egy kattanás, egyébként az átvitel tökéletesen zajmentes, illetőleg nem tartalmaz több zajt, mint amennyi a PCM rendszeren kívüli szakaszokban az átviteli módszertől függetlenül egyébként is keletkezik.

Itt kell mindjárt megemlítenünk a PCM átvitel egy másik ugyancsak érdekes előnyös tulajdonságát, amely abban áll, hogy enyhe követelményeket támaszt a csatornaszűrőkkel szemben. Ugyanis kódmodulált rendszerben az egyik csatornából a másikba sem érthető, sem érthetetlen áthallás, vagyis zaj nem jut át, ha a két csatorna közötti csillapítás pl. 12 dB-nél nem kisebb, ami igen enyhe követelmény. Tudniillik a másik csatornából a vevőre jutó zaj ez esetben már nem normális eloszlású, hanem a szűrő minősége által meghatározott állandó szint, mely vágó fokozatokkal teljesen hatástalanítható. A szűrővel szemben támasztott követelményt azonban fokozni kell, ha a fading jelenséggel is kell számolnunk. Ugyanis megtörténehetik, hogy a zavart csatornában a saját jel szintje esik, míg a zavaró csatornáé nem.

Most pedig rátérünk a kvantálási torzítás tárgyalására.

Mint már említettük, ha nincs jeladás (jelszünetben vagyunk), akkor az átvitel gyakorlatilag zajtalan. A kvantálási torzítás fiziológiai hatásának megítéléséhez csak szubjektív kísérlet vezethet el bennünket.

Libois szubjektív kísérleteket végzett, éspedig úgy, hogy a közleményhez a táblázatban közölt százalékokban fehér zajt kevert. (Lásd a 2. táblázatot [2].) Az 5%-os torzítású átvitelt „nagyon jónak" jellemezi, ezzel a megállapítással egyet lehet érteni, ha figyelembe vesszük, hogy jó minőségű reprodukáló berendezésekben (magnetofon, gramofon stb.) néhány százalékos a torzítás, ezen belül az 5%-os is, még megengedhető, mert a reprodukció művészi kvalitását számottevően nem rontja.

W. R. Benett [3] kimutatja, hogy hatjegyű kódok és 8000 mintavételi ismétlési periódus esetén 4%-nak megfelelő (28 dB) torzítás érhető el, ha pedig 8 jegyű kódot alkalmazunk, a torzítás 42 dB (kb. 1%) lesz.

A hatjegyű bináris kód, mint ismeretes 64, a nyolcjegyű 256 egyenletes amplitúdó lépcsőt ad az átviendő információ 0 és maximális értéke között. (A maximumot pl. 12 dB-el veszik a jel effektív értéke fölött).

2. táblázat

A beszélgetés minősége	A torzítás és a beszédjel effektív értékének hozzávetőleges aránya
Türhető	15%
Jó	10%
Nagyon jó	5%

Most nem térünk ki a moduláció-kompresszió és expanzió alkalmazásával kapcsolatos fejtegetésekre, csupán arra utalunk, hogy ezt a lehetőséget is figyelembe véve, kb. 60—120 amplitúdó lépcsős átvitel telefon vonatkozásban igen jó minőségűnek tekintendő.

A fentieket összefoglalva, elméletileg minden esetre igazoltnak látszik (gyakorlatból levont tapasztalatok is erre utalnak), hogy minimális elővigyázattal méretezett PCM átvitel várhatólag mind a zaj, mind a torzítás szempontjából gyakorlatilag bármily nagyszámú ismétlő állomás és elágazás esetén istökéletes átvitelt biztosít.

Nem hallgathatjuk el azonban, hogy van a szabadtéri PCM átvitelnek egy jellegzetes követelménye, ti. az, hogy a vevő bemenetén a jel-zaj viszony semmiesetre sem eshetik 17 dB alá, mert akkor az átvitel letörik (lásd 1. táblázat) és a különleges jóságú rádió-összeköttetés esetén például 20 dB minimális jel-zaj viszony, és rádiószakaszonként 40 dB fadingtartalék (tehát összesen 60 dB fadingmentes jel-zaj viszony) szükséges. A mély fadinggel kapcsolatos problémák diversity rendszerek (pl. térbeli vagy frekvencia diversity) alkalmazásával csökkenthetők [4, 5].

Minden időosztásos (így a PCM) átvitellel kapcsolatban is föllépnek, főként kiterjedt hálózatok esetén, a szinkronizmus nehézségei és ezek nem lebecsülendők.

A nagyobb csatornaszám (több száz, vagy ezer) kialakításának különböző akadályai vannak. Az adó oldali mintavételi kapcsoló, a vevő oldali vonalkapcsoló oly mértékű együttfuttatása, mely biztosítaná nagy csatornaszámok egy idő keretben való összefogását, ez idő szerint még nem lehetséges. A szinkronozó jelek időbeli szórása miatt a mintavételi kapcsoló és a vonalkapcsoló két szinkronozó jel közti tökéletes együttfuttatása igen komoly probléma. Már 120 csatornás összeköttetés esetén is kb. 0,05 μs-os impulzusokból állnak a kódok és ezek oly módon való kapuzása a vétel helyén, hogy hamis kód ne keletkezzék, minimum 10 μs nagyságrendű kapuzási feladatokat ró a vevőre. Ugyanilyen egyenletesség kívánatos az adó oldali szinkronizáló impulzusok keltésében is.

Míg ez utóbbi aránylag egyszerűen megvalósítható, az előbbi — kiterjedt hálózatok esetén — elvileg és gyakorlatilag is megvalósíthatatlan, mert egy impulzusnak az útvonalon alkalmazott erősítőktől, atmoszferikus viszonyoktól, esetleg az adó vagy a vevő egymáshoz viszonyított mozgásától is függő futási időre van szükség. A futási idő nem befolyásolható, véletlenszerű pillanatnyi ingadozásai — különösen kiterjedt hálózatok esetén — a megkívánt μsec nagyságrendet jelentősen meghaladhatják.

Talán ez a fő oka annak, hogy a PCM rendszer most még nagyobb elterjedésnek nem örvend, pedig a szinkronizmus problémáitól eltekintve, az impulzustechnikai feladatok, nemcsak az elektroncsöves, de a félvezetős elektronikában is gyakorlatilag megoldottnak tekinthetők. Éppen ezért a hírközlés

további fejlődése szempontjából lényegesek azok a kódmodulációs eljárások, melyek az adó- és a vevőoldal szinkronizmusára nem, vagy csak kevéssé érzékenyek. A következőkben ezzel a problémával foglalkozunk.

Hírközlés címet és tartalmat hordozó kódokkal

Képzeljünk el egy időosztásos, sokcsatornás PCM átvitelt. Ha megfigyelnénk a csatornán az időben egymásután áthaladó kódokat, azokról két megállapítást tehetnénk. Az első, hogy e kódok mindegyike egy-egy amplitúdó értékről visz információt magával, a második pedig az lehet, hogy az időben egymás után következő kódok előre megállapított kimenethez tartoznak, vagyis elvileg egy másik jellemzőt is visznek magukkal, éspedig a kimenet megjelölését, címét.

Az időosztásos rendszerben az információs elem adott címre juttatása oly módon biztosítható, hogy a bemeneti csatornákat a mintavevő sorban egymásután letapogatja, majd a vevő (kimeneti oldal) vonalkapcsolója a letapogatás sorrendjében a mintákat a megfelelő egyes kimeneti csatornákra adja, vagyis az adó és a vevő oldalon működő elektronikus kapcsolók szinkron futása biztosítja az átvitelt. Adminisztrációs hasonlattal élve úgyis felfogható a dolog n csatornás átvitel esetén, mintha n egymásután észlelt adatot külön papírlapokra írnánk fel, ezeket sorba raknánk és a kimeneti oldalon ugyanilyen sorrendben szétosztanák őket, azaz az információkat címzés nélküli levelekkel továbbítanánk és a cím hiányát a sorrend biztosítaná. Ilyenfajta információ átvitel mindig azzal a veszéllyel jár, hogy ha akár a levelek összegyűjtésénél, akár azok szétosztásánál sorrendi hiba következik be, úgy az információ egy része helytelen címre jut. Ha az időosztásos rendszer eltér a szinkronizmustól, súlyos átviteli hiba keletkezik.

Lehetséges elvileg olyan, akár nagyságrendekkel is nagyobb csatornaszámú időosztásos átvitel, mely az adó és vevő rész szinkronizálását nem igényli, éspedig az esetben, ha az adóoldalon a k-ik bemenetről származó mintavételi kódhoz (r_k) még egy, az f-ik kimenet számának megfelelő kódot (p_f) is hozzáfűzünk.

Ez a kód — a címkód — a tetszőleges számú kimeneti kapcsolók közül csak azt az egyet fogja működtetni, amelyik erre a kódra van beállítva és így az amplitúdó-minta csakis az előírt kimenetre juthat.

Ezek szerint logikailag tartalom és cím határozna meg egy-egy kódszót:

$$i_{kf} = r_k + p_f \qquad (2)$$

ahol i_{kf} tetszőleges kódszót jelöl. (A következő vizsgálatot bináris kódok és azonos hosszúságú kódszavak esetére korlátozzuk. Feltételezzük, hogy valamennyi kódszó $r + p$ bitből áll).

$2^r - 1 = s$, ahol s a kvantálási lépcsők száma

$2^p - 1 = n$, ahol n az egy nyalábban összefogott csatornák száma.

Címet és tartalmat hordozó kódszavak alkalmazása a számítógéptechnikában ismert alapelv alkalmazását és továbbfejlesztését jelenti a sokcsatornás átvitel és a központtechnika problémáira.

A megadott összefüggésekből kiszámíthatók r és p értékei.

Ha $f \equiv k$ azaz a k-ik bemenet mindig a k-ik kimenettel van összekötve, a sokcsatornás időosztásos átvitellel, ha $f \not\equiv k$, azaz a k-adik bemenet tetszőleges kimenettel köthető össze, akkor az időosztásos elektronikus telefonközpont főfunkciójával állunk szemben.

A címet hordozó p_f bináris szótag hossza a sokcsatornás összeköttetés csatornaszámától függ. Vagyis pl. 1024 csatornás összeköttetés esetén 10 bináris számjeggyel határozható meg a cím. Ekkor $i = r + p = 8 + 10 = 18$ bináris számjegy határoz meg egy kódszót. Mivel a vételi oldalon a kódokat egymástól biztosan meg kell tudni különböztetni, egy további kódkezdő impulzusra is szükség van és ezért az 1024 csatornás — címet is magában foglaló — bináris kódszó 19 bináris számjegyből áll.

A szinkronizált rendszerhez képest az átviendő bitek száma $\frac{19}{8} = 2{,}4$ arányban megnőtt ugyan, de elmarad a szinkronizálás mai ismereteink szerint szinte megoldhatatlan problémája.

Nézzük a számszerű értékeket:

$$g_c = B \cdot n(r + p + 1) = 8000 \cdot 1024 \cdot 19 = 1{,}56 \cdot 10^8 \qquad (3)$$

bitet kell egy másodperc alatt átvinni (ahol B a mintavételi frekvencia Hz-ben). Egy-egy bit értékelésére, kódok elválasztására, stb. néhány nanosec. idő áll rendelkezésre. A jelenlegi elektroncsöves impulzustechnikai áramkörökkel el lehet ezeket a feladatokat végezni, de a félvezető elemek (tranzisztorok, alagútdiódák, diódák) annyira rohamosan fejlődnek, hogy belátható időn belül ezek is alkalmassá válnak a feladatok megoldására. Mindenesetre az impulzustechnika pillanatnyi fejlettsége csak a megvalósítható maximális csatornaszámot érinti, de a rendszer alkalmazhatóságát nem befolyásolja.

A címet és tartalmat hordozó kódok alkalmazása a szinkronizmus nehézségét elkerüli, de felveti az egyszerű PCM átvitelhez képest az átviteli csatornák sávszélességének növekedését.

Címet és tartalmat hordozó kódok esetén azonban egyszerű lehetőség van hatásos sávszűkítési eljárások alkalmazására. A szinkron és aszinkron eljárások sávszélesség követelményeinek az összehasonlításánál ezeket a lehetőségeket is tekintetbe kell venni.

A sávszűkítési lehetőségek vizsgálatával később foglalkozunk.

Csak címet hordozó kódok alkalmazása

Címet és tartalmat hordozó kódszavak alkalmazása az átviteli sáv kiszélesedésével jár. A sávigény csökkentésének triviális módja lenne a címet kódolva és az információt amplitúdó modulált impulzus formájában továbbítani. Ez esetben az aszinkron üzem biztosítva lenne, és az információs elem mintegy 6—7 bittel rövidülne ugyan, de az átvitel a PAM szintjén maradna és nem érné el a PCM jóságát. Egyébként sem könnyű olyan kódszavakkal

rendszert megvalósítani, mely PCM és PAM impulzusokból tevődik össze.

Más megoldás is lehetséges és a megoldás az amplitúdó kvantálással dolgozó eljárások zajvédelmét biztosítja anélkül, hogy az átviendő információ amplitúdójából vett mintát külön jellel átvinnők a csatornán.

Az ismeretes PCM átvitelnél az adás és vétel oldali kapcsolók szinkron működnek és e kapcsolókat összekötő csatornában pedig az amplitúdó minták kódjai futnak. Úgy is mondhatjuk, hogy a PCM átvitelben a be- és kimenetek páronkénti cím azonosságát a szinkronizmus biztosítja, míg az amplitúdók átvitelét a csatornán átvitt kód látja el.

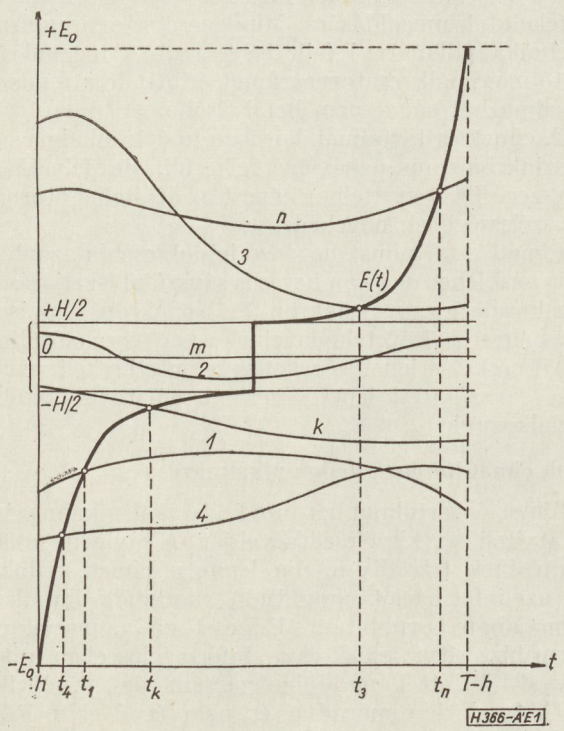
Logikailag lehetségesnek látszik a cím és amplitúdó kifejezések felcserélése: olyan hírközlő rendszer alkalmazása, melynél a be- és kimenetek páronkénti amplitúdó azonosságát a szinkronizmus biztosítja, míg a cím átvitelt a csatornán átvitt kód látja el.

Az imént mondottak részletesebb megvilágítása érdekében vonjunk párhuzamot a PCM és a most kifejtendő eljárás között. A PCM összeköttetésben minden amplitúdó kódhoz tartozik egy latens érték a kimenet számértéke, címe.

E latens érték az az időköz, mely a mintavételi periódus kezdete és mintavétel megtörténte között telt el. Egy n csatornás átvitel k-ik bemenetén vett mintához tehát

$$t_k = \frac{k}{n} \cdot T$$

idő tartozik, ahol T a mintavételi periódus idő pl. 125 μs. Ha minden mintavételi periódus kezdetén az adó szinkronizáló jelet bocsát ki, úgy t_k azt is jelenti, hogy a k-ik amplitúdó minta (kódja) mennyi idő múlva követi a szinkronizáló jelet. Ha a kimenet



1. ábra

(vevő) vonalkapcsolója a szinkronizálójelre megindul és a vonalakat egymásután kapcsolva a k-ikhoz éppen t_k idő múlva ér, akkor a minta, mint ismeretes, az előírt kimenetre jut.

Csak címet hordozó kódok átvitele esetén az egymásután átvitt kódok nem az amplitúdókat, hanem a kimenetek számértékét (címét) határozzák meg, ezért a kódokhoz rendelt latens értékeknek kell az átviendő hírányagot tartalmaznia. Tehát ez esetben is a k-ik bemenetről a k-ik kimenet felé tartó kódhoz tartozik egy t_k idő, mely most természetesen egy, a k-ik kimenetre juttatandó amplitúdót határoz meg. Ebből következik, hogy a „mintavétel" módja megváltozik a PCM-hez viszonyítva, ugyanis most nem az időosztásos átvitelnél megszokott 1, 2, 3...k...n lesz a letapogatott bemenetek sorrendje, hanem a sorrendet a bemeneteken pillanatnyilag éppen található $e_p < e_2 < e_k < e_h < e_y$ stb. feszültség értékek fogják meghatározni. (Az amplitúdókat — a kölcsönösen egyértelmű hozzárendelés érdekében — időben monoton törvény szerint tapogjatuk le.) A sorrend tehát: p, 2, k, n, y, lesz.

Egy k-adik bemenet a t_k időpontban kódot (címet) indít a kimenet felé, ha az m-edik bemenet e_k pillanatnyi feszültsége egy helyi generátor $E(t)$ pillanatnyi feszültségének előírt környezetébe esik vagyis:

$$E(t) = e_k \qquad (4)$$

és más bemenet ugyanennek a feltételnek nem tesz eleget. (Ha egyszerre m bemenet tesz eleget a (4) feltételnek, a legegyszerűbb eljárás az, hogy $m-1$ bemenet számára a címadást megtiltjuk).

$E(t)$ az idő periodikus függvénye. Az ismétlődés frekvenciája a mintavételi frekvenciával egyenlő. Egy-egy perióduson belül a lehetséges amplitúdóértékeket monoton növekvő sorrend szerint tapogatjuk le. A letapogatási periódus elején és végén h időtartamig a $E(t)$ értéket állandó szinten tartjuk:

$$E(t) = -E_0, \text{ ha } 0 \leqq t \leqq h$$
$$E(t) = E_0, \text{ ha } T - h \leqq t \leqq T.$$

E_0 valamivel nagyobb, mint a bemenetek maximális megengedett kivezérlése.

Az 1. ábrán 1, 3, 4, n, k, terhelt bemenetek feszültségi állapotát láthatjuk $(0, T)$ pontosabban a $(k, T-h)$ intervallumban. 2 és m terheletlen vonalak. A $t = 0$ időpontban a szinkronozó jel, a t_4, t_1, t_k, t_3 és t_n időpontokban címkódok indulnak a bemenetekről.

Felesleges koincidenciák kiküszöbölése céljából a nulla amplitúdó körüli $\pm H/2$ sávban címet nem küldünk. Az $E(t)$ függvényt tapasztalatilag úgy kel megkonstruálni, hogy a címküldés a $(0, T)$ idő szakaszban lehetőleg egyenletesen történjék, de ugyanakkor az átvitel ne legyen időbeli ingadozásokra túlérzékeny Ez nyilván a nagyobb és kisebb amplitúdók valószínűség eloszlásának az ismerete alapján lehetséges.

Ennek az eljárásnak tehát még az az érdekessége, hogy csak feszültség-komparálást alkalmaz. Éspedig a vizsgált bemenet és a helyi generátor pillanatnyi feszültségeit hasonlítja össze. A komparálás eredménye csupán egy kód indító parancs.

Végezetül a kimeneti oldalon a bemenetről szinkronizáltan újra előállítjuk az $E(t)$ függvényt. A megfelelő időpontokban a cimkódok által vezérelt kime-

neti kapcsolók a helyi generátort egymásután a vonalakra kapcsolják és a bemeneti híranyag átmásolódik a kimenetekre. Az átmásolt híranyag természetesen időben nem folytonos, hanem diszkrét feszültségértékekből áll. Ha eltekintünk a komparálás és a szinkronizálás hibáitól — melyek elvileg nullává, gyakorlatilag elhanyagolhatóvá tehetők —, akkor azt a megállapítást tehetjük, hogy a diszkrét értékek nem közelítőleg, hanem pontosan megegyeznek a bemeneti feszültség értékekkel.

Csak címkódok átvitele esetén a bementi oldalon az átviendő híranyagot az $e(t)$, a kimeneti demodulátorhoz érkező (időben diszkrét) feszültségértékeket az $F(t)$ függvény írja le és a komparálási frekvencia ν_0 (pl. 8000 Hz), úgy ν_0-szor másodpercenként a két függvény érték pontosan megegyezik egymással. A diszkrét értékek közötti szakaszokat a demodulátor képezi valamilyen interpolációs eljárással.

Legyen $\varphi(t)$ a demodulált jel. Az $F(t)$ függvény az időben diszkrét mintákat elvileg pontosan adja, csak a $\varphi(t)$ függvényben jelentkezik — egyrészt a mintavételi eljárástól, másrészt a demodulátor kivitelétől függő — torzítás.

A vevő bemenetére átmásolt jel impulzus amplitúdó modulált, de az egyes minták az 1. ábrán látható egyszerű esetben nem szabályos időközökben következnek egymásután. Ebben az esetben is azonban a bemenőjel elvileg tökéletes reprodukciója biztosítható, ha $T \leqq 1/2B$. Az, hogy valójában az 1. ábra szerinti szabálytalan időközökben, vagy a beszédjelek $t = 0$ időpontban rögzített értékeiről veszünk-e mintát, nem elvi, hanem a komparátor és a demodulátor kivitelével kapcsolatos probléma.

A komparálás — legalább elvileg — nulla hibával történehet, az átmásolt impulzusok nem kvantált mennyiségek és így kvantálási torzítás nincs. Viszont nem beszédmintát viszünk át, hanem csak címkódot, ennélfogva az átmásolt impulzus az átviteli úton nem vehet fel zajt.

A cím megfelelő védelme — megfelelő jel-zaj viszony esetén — egyszerűen biztosítható.

Előfordulhat azonban, hogy az átviendő közlemény fontossága miatt a címek fokozott védelmére van szükség. A vizsgált hírközlési eljárásnál erre kézenfekvő lehetőségek állnak rendelkezésre.

A címekkel kapcsolatos hibák helyes értékelése céljából először is tisztázzuk, hogy ezek a hibák kétféle zavart okozhatnak. Nevezetesen: a kódszó nem jut el a kívánt címre, illetve egyes címekre nem kívánt jelek érkeznek.

Az a tény, hogy a címkód meghibásodása következtében a cím nem jut el az ellenállomásra, csupán mintavesztést eredményez. Az így fellépő zavaró hatás feltehetően még több, egymás után következő minta kiesése esetén is jelentéktelen. Lényegesen súlyosabb zavart jelent az, ha egy címre idegen forrástól származó kódszavak érkeznek. Ezek ugyanis a kimeneten a hasznos jelnél lényegesen nagyobb, vagy éppen a jelszünetekben is fellépő zavart okoznak.

Annak a valószínűsége azonban, hogy egy kódszó hamis címre jut, nagyságrendekkel csökkenthető, ha a kódszavakat a szükségesnél több bitből állítjuk össze; redundanciát alkalmazunk. Megfelelő méretezéssel elérhető, hogy a címkódok hibája következtében csupán minta-kiesés lép fel, a címkódok hibája idegen csatornában hamis jelet gyakorlatilag nem okoz.

A cím védelmével kapcsolatos rövid kitérő után térjünk vissza a vizsgált hírközlési eljárás alapvető tulajdonságainak az elemzésére.

A vizsgált eljárás sajátsága, hogy tulajdonképpen helyzet modulált a rendszer, ugyanis a címkód helyzete a (O, T) időintervallumon belül attól a feszültség amplitúdótól függ, mellyel a bemenet a kód kibocsátásának pillanatában bírt. A lényeges különbség azonban az ismert rendszerekkel szemben abban van, hogy míg ezeknél n csatornás átvitel esetén a helyzet modulációra $\frac{T}{n}$, addig a csak címet átvivő rendszernél T idő áll rendelkezésre.

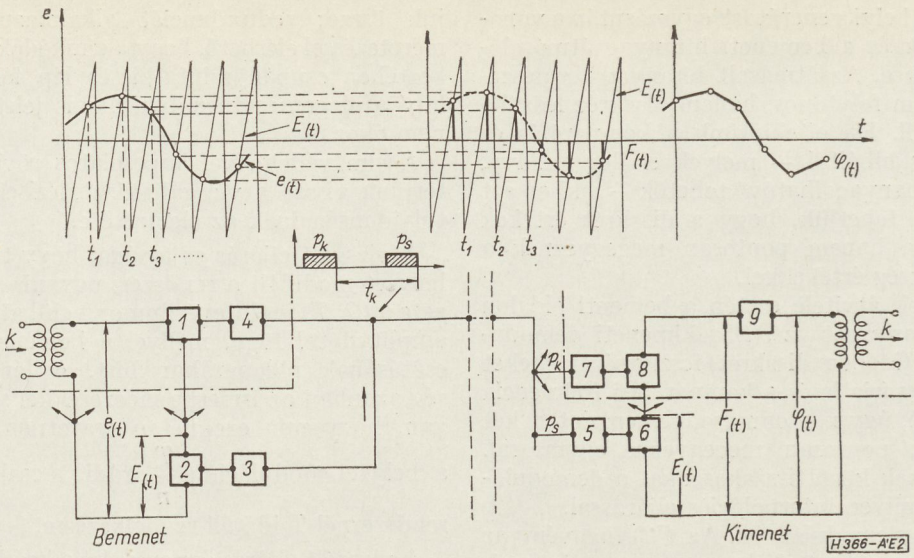
A vizsgált eljárás éppen ezért a beérkező címkódok helyzetének pontosságával szemben nem támaszt különleges igényeket.

Természetesen, ha ugyanabban az időpontban egyszerre több beszédcsatorna pillanatnyi feszültsége, esik a helyi generátor feszültségének a környezetébe, csak egyetlen forrásról lehet azonnal címet továbbítani. Ebben az esetben a többletcímeket vagy egyszerűen veszni hagyjuk, vagy a többletcímek késleltetett továbbítását is lehetővé tesszük. Lényeges hogy mindkét eljárás esetén a koincidencia nem okoz a jeszünetekben hibát. A fellépő torzítás — a rendszeradatok megfelelő megválasztásával — kiküszöbölhető.

Talán vegyük még azt is figyelembe, hogy csak a címkódok átvitele esetén elmarad a minden időosztásos rendszerben különben szükséges valamilyen impulzus modulátor és az analógdigitális konverter is.

Az átviteli elvet a 2. ábra alapján még egyszer tekintsük át. Az ábra felső részén látható az átviendő híranyag folytonos $f(t)$ függvényének átalakulása a komparálási értékeket tartalmazó $F(t)$, majd ennek a demodulátorban kiegészülése $\varphi(t)$ függvényekké. Az $E(t)$ függvényt egyszerűség kedvéért fűrészrezgésként tüntettük fel. (A holtidőket és a pontos letapogatási törvényt nem vettük figyelembe). Az ábra alsó részén látható a sokcsatornás átviteli berendezés k-ik csatornájának, valamint a közös áramköröknek a blokksémája. A k-ik csatorna szekunder tekercsének meleg pontja az *1* komparátorba van bekötve. Ugyanebbe van bekötve a *2* generátor, mely az $E(t)$ függvényt állítja elő. A *2* generátor minden komparálási periódus elején működésbe hozza a *3* címkód adót, mely P_s szinkronizáló kódot küldi át a *10* csatornán. Az $E(t) = e(t)$ időpontokban (t_1, t_2, t_3, stb.) az *1* komparátor működteti a *4* címkód adót, mely a k jelű bemenet részéről megadott P_k címkódot küldi át ugyancsak a *10* csatornán. A P_s és a P_k kódok kibocsátása között eltelt idő: t_k. A kimenetre érkező P_s kód működteti az *5* címkapcsolót és ez működésbe hozza a *6* $E(t)$ függvény generátort.

A P_k kód működteti a *8* cím kapcsolóo és az működésbe hozza a *8* kapcsolót, mely a 6 generátort a *9* demodulátor bemenetére kapcstlja. A demodulátor



2. ábra

bemenetére az $F(t)$ függvénnyel leírt amplitúdómodulált impulzussorozat, a demodulátor után ennek interpolációja, az időben folytonos $\varphi(t)$ függvény lép fel.

Sávszűkítési lehetőségek címet és tartalmat hordozó kódok átvitele esetén.

Mindenekelőtt leszögezhetjük, hogy a telefonközponton belül a sávszélességi probléma kevésbé kritikus, mert mikrohullámú vonatkozásban a külvilágtól el van zárva és így nem ütközik frekvenciakorlátozásokba. Tehát az alkalmazható sávszélesség — ha a megvalósítási lehetőségek megengedik — akár több GHz-et is kitehet. A sokcsatornás összeköttetésben azonban, ha ezt a módszert kívánjuk alkalmazni, a kódoló berendezések megvalósítási lehetőségein túlmenően is felvetődik a sávszélesség problémája. Mint ismeretes, az átviteli sávigény a kódot alkotó bináris számjegyek számával arányos. Vagyis pl. 19 bitből álló átvitelnél ideális esetben a multiplex rendszernél szokásos 4000 Hz sávszélesség 19-szerese szükséges egy-egy beszédcsatorna átvitelére.

Megjegyezzük, hogy PCM (ezen belül 8 bit hosszúságú kódszavak) alkalmazása esetén ugyanez a szorzószám nyolc, nagykapacitású FM-rendszereknél kettő-három értékű. Cím és tartalom együttes átviteléhez tehát sávszűkítési eljárások alkalmazása szükséges. Erre azonban ebben az esetben aránylag egyszerű lehetőségek állnak rendelkezésre.

Az alábbiakban három lehetőséget vázolunk.

Az egyes eljárások sávszűkítési tényezőjét jelölje α_1, α_2. (Több sávszűkítési eljárás együttes alkalmazása esetén — az itt vizsgált körülmények között — a sávszűkítési tényezők szorzatával számolhatunk)

1. Beszédcsatornák első, durva közelítésben 50%-ra vannak beszédre kihasználva, hiszen 50% hallgatási idő van. Továbbá a szavakat, sőt a hangokat is közök választják el és a szavak, hangok közé nem egyszer gondolkozási idő is be van iktatva. Ennélfogva elég jó — közelítő — becslésnek lehet venni, ha feltételezzük, hogy egy csatorna ilyen értelemben vett aktivitása az idő 1/4-ére korlátozódik: $\alpha_1 = 1/4$[2].

2. A jó érthetőség előfeltétele a formánsok átvitele. Ezeknek azonban a frekvenciaigényük nem minden esetbdn 3400 Hz. Gondoljunk a következő szóra „almafa": ebben a szóban az *f* kivételével egy közepes orgánumú férfi beszédében minden hangnak még 5-ik harmonikusa is 1500 Hz alatt van. Az *f* magasabb frekvenciaigényű, de a teljes szóhoz képest igen rövid ideig tart. Különböző nyelvekben a formánsok frekvencia és időszükséglete természetesen különböző, de talán megengedhető az átlagos beszéd frekvencia időátlaga számára az 1200 Hz körüli értéket adni: $\alpha_2 = 1/3$.

3. Pszichologiai adottság, hozzá vagyunk szokva, hogy csúcsforgalom idején a közlekedés, az áramszolgáltatás, a vásárlás stb. bizonyos nehézségekkel, zavarral, kényelmetlenséggel jár. El lehet képzelni, hogy a telefonösszekötetés, mely általában 3400 Hz sávszélesség átvitelét garantálja, csúcsforgalom esetén elviselhető mértékben leromlik. Tegyük fel, hogy egy nagy csatornaszámú hálózat úgy van méretezve, hogy $2/3$ terhelés esetén a 3400 Hz-et még átviszi, de az ennél nagyobb forgalomra csak sávcsökkentéssel tud reagálni.

Csupán az első két lehetőséget tekintetbe véve:

$$\alpha = \alpha_1 \cdot \alpha_2 = 1/12$$

Természetesen a feltételezéseken alapuló α fraktorokat elméleti és kísérleti vizsgálatok alá kell vetni.

Most vázoljuk röviden a sávszűkítést lehetővé tevő modulációs megoldásokat.

Az 1. esetben a beszédszünetek kihasználásának az az első előfeltétele, hogy hallgató vonalakról ne történjék mintavétel. Ez címet és tartalmat hordozó kódok alkalmazása esetén (de ugyanígy a csak címeket átvivő rendszerben is) lehetséges, mert a mintavételből kihagyott (átugrott) vonalak nem befolyásolják az átviendő anyag helyes címre jutását.

Ehhez — címet és tartalmat hordozó kódok alkalmazása esetén — szükséges kód-időtranszformátor alkalmazása. Ez a rövid időtaramú kótodkat az átlagos forgalomnak megfelelően megnyújtja. Lényegé-

ben olyan tulajdonságú impulzus-erősítő, amely a rajta áthaladó impulzusok, szünetek és ezzel a kódok időtartamát $\frac{1}{\alpha}$ arányban megnyújtja. Ez egyszerű áramköri feladat. A számítógéptechnikában ismert puffer-regisztert és olyan kiolvasó áramkört igényel, melynek kiolvasó frekvenciája α-szor kisebb, mint az eredeti kódimpulzus frekvenciája. A puffer-regiszternek alkalmasnak kell lennie bizonyos számú kód rövid ideig való tárolására is. A regiszter kódkapacitását valószínűség-számítás alapján, előírt információs veszteségre kell méretezni.

Az α_2 faktor (az átlagos sávszükséglet) realizálása a mintavevő átalakításával érhető el. Ez az átalakítás — például — abból állhat, hogy az áramkör csak akkor vesz mintát, mikor a jelfüggvény időszerinti első differenciálhányadosának abszolút értéke egy küszöb értékénél nagyobb. Ez annyiban hasonlít a delta-kód modulációhoz, hogy a jelfüggvény előírt változása esetén van csak információ továbbítás, a deltamoduláció esetével szemben azonban a továbbított jel nem egy lépcsőfok, hanem a teljes amplitúdó-minta.

Az ismertetett eljárás egyúttal megoldja az alacsony szintű jelek sűrűbb lépcsőzését, mert a nagy, vagy kicsiny amplitúdójú jelet egyformán bírálja el, ha a differenciálhányadosuk azonos.

Függelék

Címet és tartalmat hordozó kódok alkalmazási elvei elektronikus központok területén

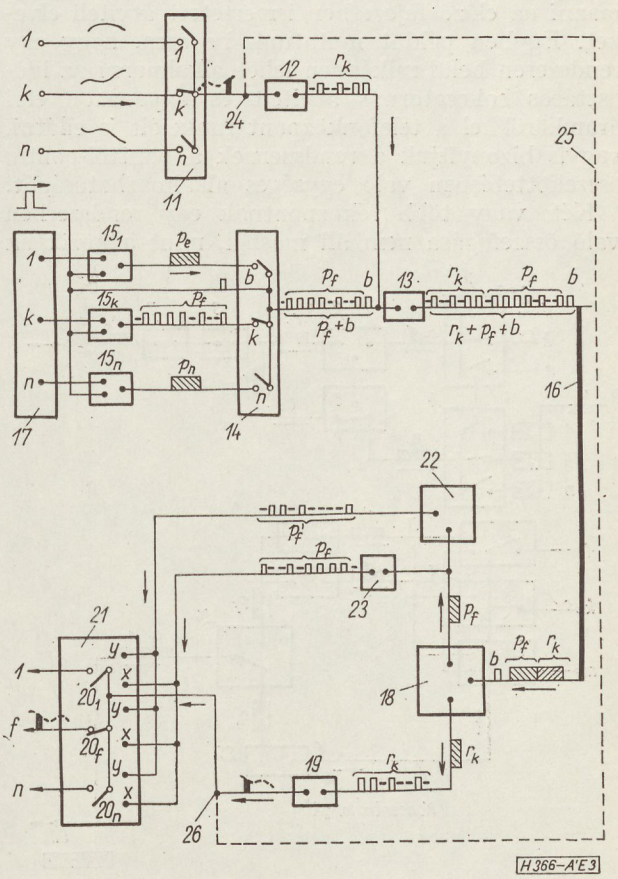
Az alábbiakban címet és tartalmat hordozó kódok alkalmazási lehetőségeit vizsgáljuk elektronikus központok beszédutainak felépítésénél.* A blokksémákon nem tüntetjük fel — könnyebb áttekinthetőség kedvéért — a szintén szükséges impulzusformáló, stb. áramköröket.

Először is azt tárgyaljuk, hogy miképpen lehet kialakítani olyan impulzussorozatot, amely a k-ik bemenet pillanatnyi feszültségét, valamint az f-ik kimenet számértékét egyértelműen jellemzi, továbbá azt hogyan kerül az amplitúdóminta az előírt kimenetre.

A 3. ábra n számú bemeneti csatornával ellátott központ elvi sémája. Ezen az első, a k-ik és n-edik csatornát tüntettük fel. E csatornákból származó jelek a *11* mintavevő kapcsolóra jutnak, amelynek az a feladata, hogy az $1 \ldots k \ldots n$ sorrendben az egyes bemeneteket rövid időre a *12* mintakódolóra kapcsolja. A k-ik bemeneten levő amplitúdó értékének megfelelően a *12* mintakódoló kialakítja a r_k kódot és ez innen a *13* kód-erősítőre jut. A *11* mintavételi kapcsolóval szinkron működik a *14* címkód-kapcsoló. A *14* címkód-kapcsoló a mintavétellel egyidejűleg kapcsolja a k-adik bemenethez tartozó 15_k címkódadó által előállított p_f címkódot, amely az f-edik kimenet működtetéséhez szükséges kombinációt tartalmazza. A hívott f-edik kimenetnek megfelelő kombinációt tartalmazó p_f címkód ugyancsak a *13* kód-erősítőre jut, amely az r_k és p_f kódokból ezek időben szorosan egymáshoz csatlakozó egyesített kódját állítja elő és azt a *16* hírközlő csatornán át a kimenő részbe továbbítja. A p_f címkód-kombinációt a központ bemenő részének *17* címkódvezérlő áramköre állítja be az összeköttetés létrehozásának kezdetén és a vezérlő az összeköttetés befejeztéig a kombinációnak megfelelő állásban marad. Valamennyi $15_1 \ldots 15_n$ címkódadó a *17* címkód-vezérlő áramkör által beállított hívójeleket egy perióduson, pl. 1/8000 másodpercen belül n-szer leadja, de csak a k-adik bemenethez tartozó címkódkombináció jut ki a *13* kóderősítőhöz, mert csak a k-ik címkód kapcsoló (14_k) van e pillanatban kapcsolási állásban. A kódszóban a p_f címkód az amplitúdókódot (tartalmat) megelőzi. Az időbeli késleltetésről a *12* mintakódoló gondoskodik. A címkódot célszerűen mindig megelőzi egy, a kódszó kezdetét jelző b impulzus, és a 15_k címkódadó csak ezután adja le a p_f kódnak megfelelő impulzussorozatot.

A kimeneti (vevő) oldal, amely — mint hangsúlyozni kívánjuk — a bemeneti oldaltól térben teljesen különválasztott is lehet és az összekötő *16* hírközlő csatornák mentén különböző átkódoló, illetőleg jeljavító áramkörök lehetnek elrendezve — felveszi a $b + p_f + r_k$ kódszót és biztosítja, hogy ebből az r_k amplitúdó minta a szükséges f kimenetre jusson.

Ez oly módon megy végbe, hogy a kódszó a *18* kódhasító áramkörre jut, amely egyrészt az r_k kódokat a *19* dekódoló áramkörbe juttatja és ezek az amplitúdó-mintával arányos eredeti jellé alakulnak vissza és így jutnak el a $20_1 \ldots 20_f \ldots 20_n$ kimeneti kapcsolók közösített pontjára. E kimeneti kapcsolók az azokat működtető *21* áramkörben vannak elhe-



3. ábra

* A csak címet átvivő rendszer alkalmazása telefonközpontban későbbi tanulmány tárgya lesz.

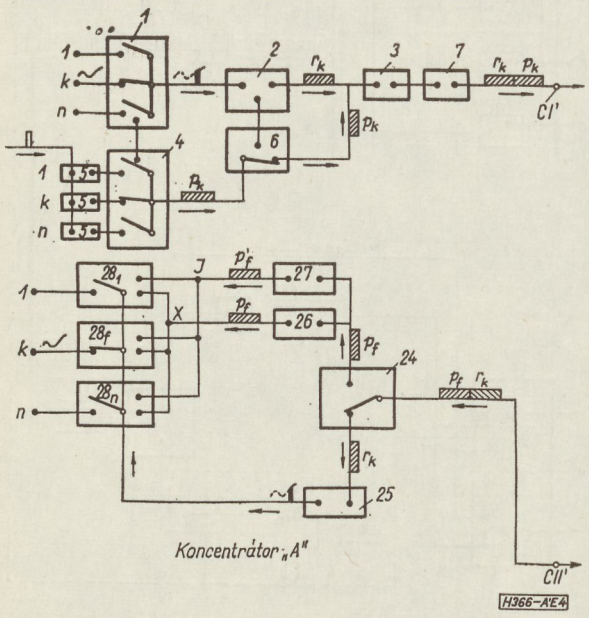
lyezve. A minta akkor jut ki az *f*-ik kimenetre, ha a 20_f kimeneti kapcsoló zár. A 20_f kapcsolót a p_f kód működteti a következő módon: a p_f kód valamennyi $20_1 \ldots . 20_f \ldots . 20_n$ kimeneti kapcsoló működtető szervének közösített x bemenetére kerül a kimeneti kapcsolókat működtető *21* áramkörben. Ezenkívül ugyanez a kód eljut a *22* komplementáló áramkörre, amely előállítja a p_f kódnak megfelelő p'_f komplementer kódot és azt a kimeneti kapcsolókat működtető *21* áramkör közösített y bemeneteire juttatja. A *23* késleltető áramkör gondoskodik a p_f és p'_f kódok szinkronizmusáról. A $20_1 \ldots . 20_f \ldots . 20_n$ kimeneti kapcsolók közül csak az fog kapcsolóállásba kerülni — példánkban az *f*-ik — amely a p_f és p'_f kódkombinációra van beállítva.

Amennyiben eltekintünk a minta kóddá alakításától, és ez egyszerűbb összeköttetéseknél lehetséges, az esetben a rajzon jelölt *24* pontot a *25* kábel vagy egyéb összekötő csatorna útján a *26* ponttal kötjük össze és így a mintát a *11* mintavevő kapcsolóról közvetlenül juttatjuk a $20_1 \ldots . 20_f \ldots . 20_n$ kimeneti kapcsolókra kódolás és dekódolás nélkül. Ebben az esetben elmarad a rajzon szereplő *12* mintakódoló áramkör, a *13* kóderősítő áramkör, a *18* kódhasító áramkör és a *19* dekódoló áramkör és a p_f címkód az információ kezdetet jelző *b* impulzussal együtt közvetlenül jut a *16* összekötő csatornán át a *23* késleltető és a *22* komplementáló áramkörre.

Az eljárás alkalmazása koncentrátoros rendszerben

Az elektronikus telefonközpontok modern irányzata a koncentrátoros rendszer. Erre fogjuk alkalmazni az előző fejezetben ismertetett átviteli elveket. Egyben példát mutatunk be arra, hogy egy rendszeren belül miképpen lehet alkalmazni az időosztásos sokcsatornás átvitelt és ugyanazon elvi áramkörökkel a telefonközpont funkcióit is ellátni, vagyis bizonyítjuk a rendszernek a ponttól-pontig összeköttetésben való egységes alkalmazhatóságát.

Két vagy több főközpontnak egy rendszerben való összefogása nem áll másból, mint a közöttük létesített címkódos-aszinkron időosztásos sokcsatornás átvitelből. Ez igaz akkor is, ha a rendszerhez tartozó központok egyike-másika térbelileg igen messze van egymástól — akár különböző kontinenseken is lehetnek.



4. ábra

Hogy az ismertetést számszerű adatokkal is alátámaszthassuk, tárgyaljunk egy olyan rendszert, mely $Z = 100$ koncentrátorból áll. Minden egyes koncentrátor $n = 240$ előfizetői vonalat láthat el. A forgalomra kössük ki, hogy minden egyes koncentrátor $m = 24$ egyidejű összeköttetést tud biztosítani.

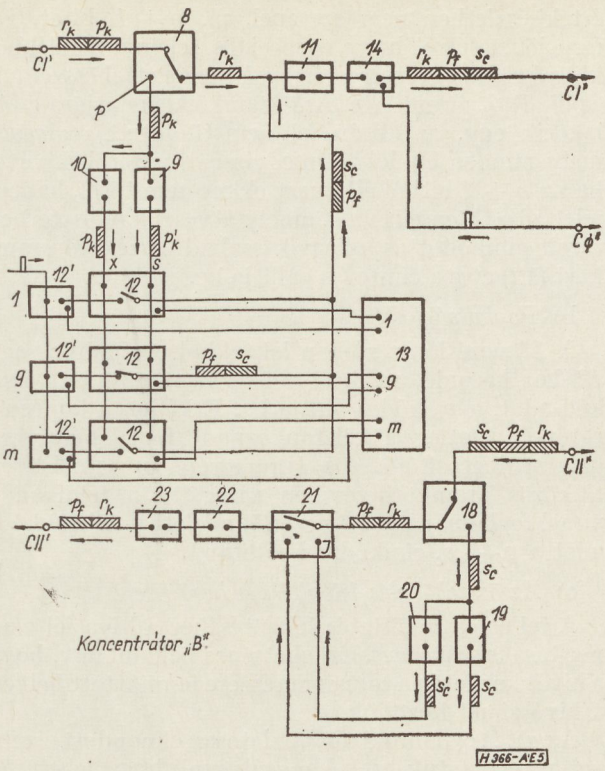
*

Tegyük fel, hogy a *c*-ik ($1 \leqslant c \leqslant 100$) koncentrátor *k*-ik ($1 \leqslant k \leqslant 240$) előfizetői vonala ugyancsak a *c*-ik koncentrátor *f*-ik előfizetői vonalával van kapcsolatban. Ismertetni fogjuk a beszédutak létrejöttének, valamint az információ (beszédáramok) átvitelének módját.

Az *1* mintavételi kapcsoló (4. ábra) a *k*-ik bemenetről vett mintát a *2* mintakódolóra kapcsolja. Az innen kilépő r_k amplitúdókód a — néhány kód befogadására alkalmas — *3* regiszterbe jut. Az *1* mintavételi kapcsolóval szinkron működik a *4* címkód kapcsoló, amely az 5_k címkód adó által előállított p_k címkódot a *6* kapcsolón keresztül ugyancsak a *3* regiszterbe juttatja. A *6* kapcsoló csak akkor biztosítja a címkód útját a *3* regiszterbe, ha a *2* kódolóra minta jut. Ha a vonal hallgat, azaz nincs információ, értelmetlen lenne a címkódot — információ nélkül — kiküldeni. A *6* kapcsoló biztosítja a már tárgyalt $\alpha_1 = 1/4$ tényezővel megadott sávszélességcsökkentést.

A *3* regiszterből a $r_k + p_k$ kódok a *7* kód-időtranszformátoron át főközpontba vezető kábel *CI'* bemenetére jutnak. A *3* és *7* áramkörök szerepe a következő: A koncentrátorból egy letapogatási periódusban $\left(T_0 = \frac{1}{8000}\,\mathrm{s}\right)$ $\alpha_1 = 1/4$ esetén $24 \cdot 1/4 = 6$ kód megy átlagosan a főközpontba (24 egyidejűleg foglalt vonal közül csak 6 beszél, a többi hallgat). Tehát ha egy kódra átlagosan $T = T_0/6$ s időt számítunk, akkor egyúttal a legkisebb sávszélességet igényeljük az átvitelhez. Viszont előfordulhat, hogy a 240 vonal közül két egymás mellett levő beszél. Ha nem akarjuk, hogy információ vesszen el, akkor a *2* kódolónak és az *5* címkód adónak együttesen $T = T_0/240$ másodpercnél nem szabad hosszabb ideig tartó kódot előállítaniok. A probléma megoldása az, hogy itt nem részletezendő valószínűség-számítási eljárással méretezett pl. öt kódot tárolni képes regiszternek $T_n = T_0/240$ idő alatt kell a kódokat elraktározni és a kód-idő transzformátornak ebből $T = T_0/6$ idő alatt — impulzusokat és szüneteket egyformán megnyújtva — a kábelre kiadni. Számítógép hasonlattal élve, mivel $T/T_n = 40$, a regiszterből való kiolvasás sebessége 40-szer kisebb, mint a beírásé volt. Ezért adtuk a *7* áramkörnek — talán nem a legszerencsésebben — a kód-idő transzformátor nevet.

Minden koncentrátornak van a főközpontban egy saját áramköre, jelöljük ezt *B*-vel (belső), míg a tulajdonképpeni koncentrátort *A*-val (külső), vagyis koncentrátor-*B* és koncentrátor-*A* szavakkal. Az



5. ábra

$r_k + p_k$ kód a CI' csatlakozón jut be a koncentrátor B-be (5. ábra). Itt a *8* kódhasító a p_k címkódot a *9* komplementer előállító és *10* késleltető (szinkronizáló) áramkörök felé irányítja, míg az r_k amplitúdó kód a *11* regiszterbe jut.

A koncentrátor B-nek van $m = 24$ kalasszikus értelemben vett összekötő áramköre (*12* és *12'* áramkörök), valamint *13* vezérlője. A *13* vezérlő a k-ik vonalon levő (4. ábra) hívó fél szándékának megfelelően a g-ik ($1 \leqq g \leqq 24$) szabad összekötő áramkör $12'_g$ címkód adóját beállítja a c-ik koncentrátorban levő f-ik címre és ez a $p_f + s_c$ címkódot fogja előállítani. A *13* vezérlő ezen felül a 12_g kapcsolót beállítja p_k és p'_k címkódokra. A p_k és p'_k kódok működtetik a 12_g kapcsolót és a $12'_g$ címkód adót és a $p_f + s_c$ kód ugyancsak a *11* regiszterbe jut. A *14* kód-idő transzformátort végül is $r_k + p_f + s_c$ kód hagyja el és CI'' csatlakozón a főközpont közös szervébe (kóddivizor) jut. A 6. ábrán levő *15* áramkörnek a szerepe, hogy a koncentrátorokból jövő kódokat sorban egymás után a *16* erősítőre kapcsolja és ily módon a központhoz tartozó összes koncentrátorokból származó kódok időben egymás után jelennek meg a *16* erősítő kimeneti részén. Miután egy koncentrátorból T_0 letapogatási időn belül 6 kód keletkezik, $Z = 100$ koncentrátor esetén, tehát T_0 idő alatt 600 kódot kell a *15* kapcsolóval elszállítani.

Ezt pl. úgy lehet a legegyszerűbben megvalósítani, hogy a *15* kapcsoló letapogatási periódusát $T_0/6$-nak vesszük, azaz a kapcsoló T_0 idő alatt 6-szor tapogatja végig az $1 \ldots C \ldots Z$ bemeneteket.

A *15* kapcsolóval szinkron fut az az impulzus, mely a *14* áramkör (5. ábra) segítségével a *11* regiszterben tárolt kódot kioldja. A kioldó impulzust a *17* kapcsoló kapcsolja a $C\varnothing'' C\varnothing''$ csatlakozókon keresztül a *14* áramkörre.

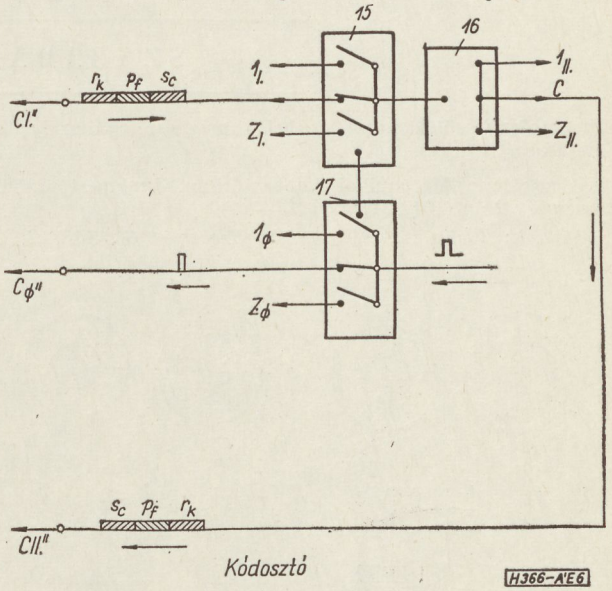
A *16* erősítő kimenetén egymásután megjelenő kódok valamennyi koncentrátor II jelű bemenetére egyidejűleg jutnak el. De csak az a kód megy tovább, amelyiknek első címkódja (s_c) megfelel a koncentrátor számának (C). A *18* kódhasító (*5.* ábra) leválasztja az s_c kódot és a *19*, *20* áramkörökön átjutó s_c és s'_c kódok működtetik *21* kódkapcsolót és a $p_f + r_k$ kód a *21* kapcsolón és *22* regiszteren, valamint *23* kód-idő transzformátoron keresztül a CII' kábel csatlakozón keresztül elhagyja a főközpontot. A koncentrátor A CII' bemenetére futó kód (4. ábra) a *24* kódhasító áramkörre jut. Az r_k kód a *25* dekódoló áramkörben a k bemeneten vett mintával arányos amplitúdójú impulzussá alakul. A p_f címkód a *26* és a *27* áramkörökön keresztül működteti a 28_f kapcsolót és az impulzus az f-ik kimenetre kerül.

Most néhány számszerű adatot adunk meg a koncentrátorrendszerre vonatkozóan.

1. Álljon az r_k amlitúdó-kód 7, a p_f címkód 8, a vezérjel 1, összesen $7 + 8 + 1 = 16$ bitből. A forgalom legyen 6 kódszó idő-keretenként. Tehát a koncentrátort a főközponttal összekötő kábelnek $g_c = 6 \times 8000 \times 16 \cong 770\,000$ bit/s információsebességet kell átvinnie, azaz egy bit időtartama 1,3 μs. A papírszigetelésű postai kábel ($\varnothing = 0{,}6$ mm) alkalmas 0,4 μs-es impulzusok átvitelére, ha 1,5—2 km-enként erősítést alkalmazunk. A koncentrátor forgalmát (oda-vissza) 2 érpáron le lehet bonyolítani. (A hívás, csengetés, foglaltság, stb. problémájára még visszatérünk).

2. Az az információsebesség, amelyet a *2* kódolónak (4. ábra) és az *5* címkód adónak kell nyújtania: $g_c = 240 \times 8000 \times 16 = 3{,}1 \cdot 10^7$ bit/s azaz egy bit időtartama: 32/ns

3. A koncentrátor-B-ben igényelt információsebesség egyrészt a *11* és a *14* áramkörökben, másrészt a *18*, *19*, *20*, *21*, *22* áramkörökben jelentkezik. $r_k = 7$, $p_f = 8$, $s_c = 7$ bit esetén a kódszó — a vezérjellel együtt — $7 + 8 + 7 + 1 = 23$ bitből áll. Mivel a központ forgalma 600 kód T_0 idő alatt



6. ábra

$(100 \times 6 = 600)$ az információsebesség $g_c = 600 \times \times 8000 \times 23 = 1{,}1 \cdot 10^8$ bit/s, azaz egy bit időtartama: 9 ns

4. Vizsgáljuk egy 500 koncentrátort magába foglaló főközpont adatait ($500 \times 240 = 120\,000$ előfizetői vonal). $r_k = 7$, $p_f = 8$, $s_c = 9$ bit esetben a kódszó — a vezérjellel együtt — $7 + 8 + 9 + 1 = 25$ bitből áll. Ekkor $g_o = 600 \times 5 \times 8000 \times 25 = 6 \cdot 10^8$ bit/s, azaz egy bit időtartama 1,66 ns.

A koncentrátor-*A* adatai ez esetben is ugyanazok, mint az 1. és 2. esetben. Ezek a számok arról tájékoztatnak bennünket, hogy 100 koncentrátoros központ esetén ($100 \times 240 = 24\,000$ előfizetői vonal) olyan impulzustechnikai áramkörök, melyek 10 ns időtartamú impulzusokat képesek előállítani és egymástól megkülönböztetni, alkalmasak 24 000 vonalas központok forgalmának a biztosítására. Ha pedig az áramkörök 1 ns időtartamú impulzusokkal képesek működni, akkor 120 000 vonalas főközpontok is képezhetők.

5. A koncentrátorok (4. ábra) az *5* és *28* jelű áramkörök, valamint a rajzon fel nem tüntetett vonalszerelvények beszerelésével néhány vonalszámtól 240-ig bővíthetők anélkül, hogy a közös áramköri részeken valamit is kellene változtatni. A főközpontot néhány koncentrátor-számtól 100-ig lehet bővíteni anélkül, hogy közös áramköri részeket meg kellene változtatni. Amennyiben az eredetileg 100 koncentrátorra méretezett főközpont kicsinek bizonyul, a 6. ábrán levő valamennyi, az 5. ábrán pedig a *11* és *CI''* a *23* és *CII''* közé eső áramköröket kell megváltoztatni. Mivel a koncentrátor-*B* áramkörök csak néhány funkcionális vezetékkel vannak bekötve, bővítés esetén ezeknek az áramköröknek kisebb forgalmú helyeken való felhasználása egyszerűbbnek látszik és inkább új, teljes áramköröket célszerű felszerelni.

6. Néhány szolgáltatással foglalkozzunk még vázlatosan:

a) *Hívás*

A *k*-ik előfizető hívni akar. Olyan címkódot küldi a koncentrátor-*B*-be, amilyen a normális üzem értékkészletben nem szerepel, pl. $p + 1$ bitet. Ez úgy jöhet létre, hogy a speciális telefonkészülékből kijövő rövid egyszeri jel hat a *k* bemenettel összemultiplikált 5_k áramkörre. A *8* áramkör *P* pontjára csatlakozik egy, az ábrán fel nem tüntetett regiszter, mely minden címkódot megvizsgál és töröl, kivéve, ha az $p + 1$ bitből áll, mert ekkor nem töröl, hanem jelet ad a *13* vezérlőnek, amely átveszi a regiszterben tárolt címkódot és az egyik szabad összekötő áramkört (12) erre a címre (p_k) állítja be.

b) *Foglaltság*

A *13* vezérlő az *a)*-ban leírtakkal egyidejűleg egy *12'*-hez hasonló, az 5. ábrán fel nem tüntetett címkód-adót, a p_k kódra állítja be. E kódok a koncentrátor-*B*, esetleg a telefonközpont foglaltsági vizsgálatot biztosító közös áramkörére jutnak. Ebben a közös áramköri részben vizsgálta a felhívandó vonal foglaltságát a *13* vezérlő, mielőtt a *12'* címkódadót a $p_f + s_c$ címkódra beállítaná.

c) *Az összeköttetés felépítése a hívó felé*

A teljes összeköttetés felépítéséhez a hívó fél azonosítása is szükséges. Ez lehetséges például úgy, hogy a hívás kezdetén a tartalom részére fenntartott helyen a hívó címét közöljük.

Az *a)*...*c)* pontokban vázlatosan elmondott elvekkel azt kívántuk csak hangsúlyozni, hogy lehetőség van az egyes szolgáltatásoknak a főközpontba való behozására, ezáltal a koncentrátor-*A* áramkörei és a vezérlés egyszerűsödnek.

IRODALOM

[1] *Hölzler — Holzwarth:* Az impulzusmoduláció elmélete és gyakorlata

[2] *L. I. Libois:* Mikrohullámú összeköttetések és modulációs rendszerek

[3] *W. R. Benett:* Spectra of Quantized signals. The Bell System Technical Journal, 1948 július.

[4] *S. H. Van Wambeck, A. H. Ross:* Performance of Diversity Receiving Systems, Proc. I. R. E., 1951. márc.

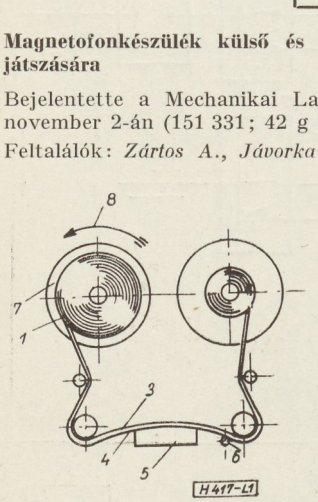
[5] *J. Z. Miller, L. A. Byon:* A Microwave Propagation Test, Proc I. R. E., 1950 június

SZABADALMI SZEMLE

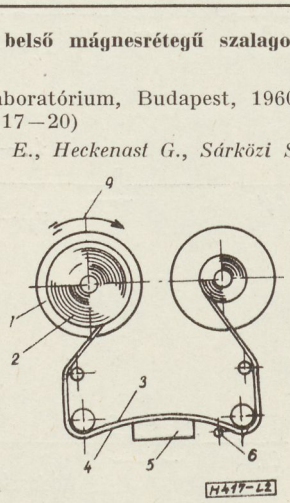
Magnetofonkészülék külső és belső mágnesrétegű szalagok játszására

Bejelentette a Mechanikai Laboratórium, Budapest, 1960. november 2-án (151 331; 42 g 17—20)

Feltalálók: *Zártos A., Jávorka E., Heckenast G., Sárközi S.*



1. ábra



2. ábra

A nemzetközi műsorcsere megkívánja, hogy a rádióstúdiók mind belső, mind külső mágnesrétegű tekercseket le tudjanak játszani. A stúdiókban jelenleg két különböző magnetofont használnak; egyet a külső, egyet a belső mágnesrétegű tekercsekhez. A találmány értelmében a kétféle tekercs közös készüléken játszható le. A találmány azt a feladatot oldja meg, hogy a szalag (*3*) aktív oldala (*4*) érintkezzék a fejekkel (*5*) és a szalagtovábbító tengellyel (*6*). Az 1. ábra a külső mágnesrétegű tekercs, a 2. ábra pedig a belső mágnesrétegű tekercs elhelyezését mutatja a feszítőtányéron (*7*). Az eljárás megvalósításához a bal oldali vagy mindkét tekercset fordítva kell elhelyezni a gépen, s a motort a szükségnek megfelelő irányban kell járatni. A jelenleg használatos fékrendszerek helyett tárcsánként két-két irányérzéketlen kialakítású pofásféket kell alkalmazni olyan szerkezeti kivitelben, melynél a fékezés a szalag haladási irányától függővé válik. Leálláskor a lecsévélődő orsón két fék működik, a felcsévélőn pedig egy. Az orsó, illetve tekercs 180°-os megfordítása szükségessé teszi, hogy egyidejűleg a rugós szalagfeszítő karnál megváltozzon a rugóhúzás értelme is. A találmány szerinti készülék ezt a követelményt is kielégíti a szalagra tárolt információ minőségének lerontása nélkül (1. és 2. ábra).

DR. SZAKÁCS GYÖRGY
a műszaki tudományok kandidátusa
Vasipari Kutató Intézet

GAÁL LAJOS és NÉMETH JÁNOS
Gamma Művek

Mechanikus szűrők

ETO 621.372.54:534.284

Az utóbbi időben elterjedt korszerű modulációs rendszerek (egyoldalsávos adás, keskenysávú FM) a készülékek sávszűrőivel szemben rendkívül szigorú követelményeket támasztanak. Ezen követelményeket a szokásos KF sávban (kb. 450 KHz) a klasszikus LC szűrőkkel, ezek nagy veszteségei miatt nem lehet teljesíteni. Bár a kristályszűrőkkel ezen követelmények messzemenően kielégíthetők, azonban költséges voltuk és viszonylag nagy méretük miatt nem szívesen alkalmazzák azokat. A probléma megoldására irányuló kutatások eredményeképpen az elmúlt években a híradástechnika egy új szűrőfajtával, a mechanikai rezonátorokból felépített sávszűrőkkel gazdagodott.

Alapelvek

A mechanikus és elektromos rendszerek analógiája már régóta ismert. A súrlódási erővel csillapított, periodikus erővel gerjesztett rezgő tömegpont differenciál egyenlete:

$$m\frac{d^2x}{dt^2} + R\frac{dx}{dt} + Dx = Pe^{j\omega t}$$

és a periodikus feszültséggel gerjesztett soros elektromos rezgőkör differenciál egyenlete:

$$L\frac{d^2Q}{dt^2} + R\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{C} = Ue^{j\omega t}$$

amely látható analógiát mutat. A két egyenlet formai hasonlósága a két fizikai folyamat hasonlóságán alapul. Ezt, amint az elektroakusztikában szokás, célszerűen fel is lehet használni, a mechanikai rezgőrendszerek elektromos megfelelőjének szerkesztésére [1].

A mechanikus szűrők elve az előzőben említett analógián alapszik. Hasonló analógia áll fenn az elektromos tápvonal hullámegyenlete és egydimenziós mechanikai rendszerek hullámegyenlete között. Az analógia elektromos és mechanikus mennyiségek között kétféle lehet, attól függően, hogy az erő a feszültségnek (P-U analógia) vagy az áramnak (P-I analógia) felel meg. A gyakorlatban inkább a P-U analógia használatos. Ebben az esetben a tömegnek az induktivitás, az elaszticitásnak a kapacitás, a súrlódási ellenállásnak az ellenállás felel meg. A mechanikus szűrőben használatos rezonátorok elektromos megfelelői rezonáns elektromos tápvonal szakaszoknak, a csatoló elemek nem rezonáns elektromos tápvonal szakaszoknak felelnek meg. Ezek elosztott paraméterű rendszerek, de a rezonancia környezetében helyettesíthetők koncentrált paraméterű rendszerrel, elektromos rezgőkörrel.

Példaként rajzoljunk fel egy $\frac{\lambda}{2}$ hosszúságú rezonátort és elektromos megfelelőjét (1. ábra). A mechanikus rezgőrendszerben mért ultrahang terjedési sebesség a rezonátorként használatos fémanyagok esetén $v = 4{,}7 \cdot 10^3$ m/sec. Ha pl. 470 KHz frekvenciára akarunk készíteni egy félhullám hosszúságú rezonátort

$$\lambda = \frac{4{,}7 \cdot 10^3}{4{,}7 \cdot 10^5} = 10^{-2}\,\text{m} = 10\ \text{mm}$$ és a rezonátor hosszúsága: $\frac{\lambda}{2} = 5$ mm,

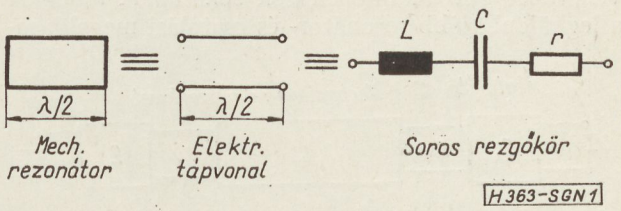
tehát egy könnyen megvalósítható méret adódiik. A viszonylag kis terjedési sebességek lehetővé teszik megfelelő méretű rezonátor előállítását. A másik és legdöntőbb előny a viszonylag kis belső súrlódás veszteség, amely az equivalens elektromos kör nagy Q-jában jelentkezik. Ez az érték meghaladja a $Q = 2 \cdot 10^4$ értéket is.

A fentiekből kitűnik, hogy milyen elgondolások vezették a kutatókat a mechanikai rezonátorok alkalmazásához. A mechanikai rezonátorok formájában rendelkezésünkre állanak kisméretű, nagy jóságú rezgőkörök, amelyek megfelelő csatolásával olyan elektromos szűrőket tudunk készíteni, ami L-C körökkel lehetetlen.

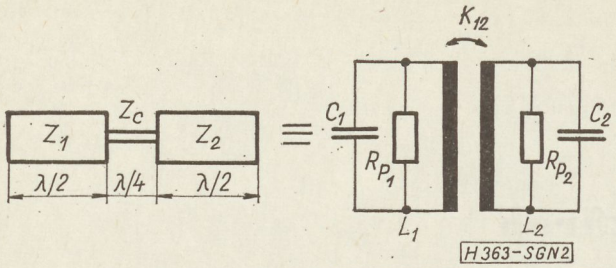
A rezonátorok közötti csatolást $\frac{\lambda}{2}$-nél kisebb hosszúságú csatoló elemekkel realizálják. A csatolási tényező arányos a csatolt rezonátorok és csatolóelemek hullámellenállás viszonyával (2. ábra). A 2. ábrán látható $\frac{\lambda}{4}$ hosszúságú csatoló elemmel csatolt mechanikai rezonátorok közötti csatolási tényező:

$$K = \frac{Z_c}{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}}$$

ahol Z_c a csatolóvezeték hullámellenállása, Z_1, Z_2 a rezonátorok hullámellenállása. A hullámellenállás adott méretek és anyag esetén az elektromos-mecha-



1. ábra. Félhullámhosszúságú mechanikus rezonátor elektromos megfelelői



2. ábra. Mechanikus csatolt kör elektromos megfelelője

nikus analógia alapján számolható. Az előzőek szerint tehát megfelelően csatolt mechanikus rezonátorok analógiája az elektromos sávszűrő. Ilyen szűrőtípussal az áteresztési tartományban mind maximális laposságú, mind Csebisev-típusú szűrő megvalósítható. Gyakorlatban a meredekebb zárókarakterisztika érdekében a Csebisev-típusú mechanikus szűrőket részesítik előnyben. A számítás első fázisa elektromos szűrő megtervezése, a szokásos módszer szerint. A második fázis equivalenciák alapján a megfelelő mechanikus rezonátorok és csatoló elemek méretezése [2, 3, 4].

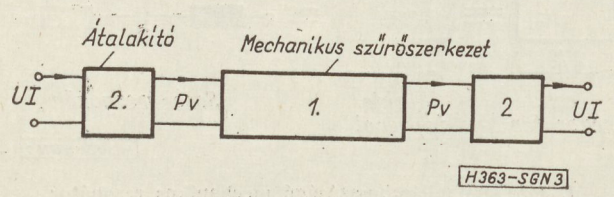
Fémrezonátorok esetén a kiadódó kis méretek miatt 1 MHz-nél nagyobb frekvenciára mechanikus szűrőket nem terveznek, ezt a határt a rezonátorelemek csillapításnövekedése is megszabja. Mivel korszerű mechanikus szűrőben a szelektálást kizárólag a mechanikus elemek végzik (rezonátorok és csatoló elemek), melyekben az energia csak mechanikai energia formájában van jelen, szükségszerű, hogy a szűrőlánc bemenetére adott elektromos energiát mechanikus energiává, illetve a szűrőlánc kimenetén jelentkező mechanikai energiát elektromos energiává alakítsuk át. Ezt a feladatot az elektromechanikus átalakító végzi el. Az előbbiek alapján felrajzolhatjuk a mechanikus szűrő blokksémáját (3. ábra). A szűrő két fajta fő részből áll:

1. Mechanikus szűrőszerkezet (rezonátorok + csatolóelemek);
2. Elektromechanikus átalakítók.

Mechanikus szűrőszerkezetek

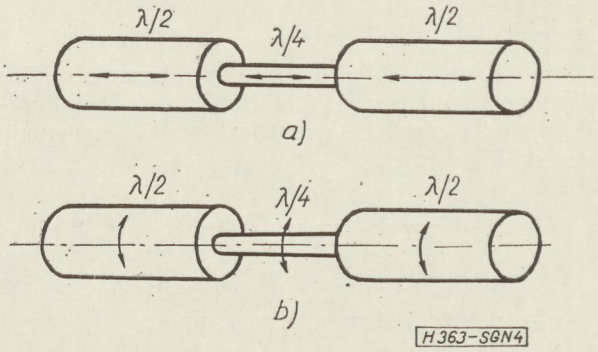
A mechanikus szűrőkonstrukciók az átalakítóktól eltekintve az alkalmazott rezonátortípusokban és a csatolás-módokban térnek el egymástól [5, 6, 7]. E két tényező együttesen meghatározza a szűrőszerkezettel elérhető átviteli karakterisztika minőségét, a szűrőszerkezet méretét, mechanikai stabilitását és nem utolsósorban gyárthatóságát, adott sávközépfrekvencia esetén.

Ha végigtekintünk a mechanikus szűrőszerkezetekre vonatkozó szabadalmi leírások sokaságán, amelyek a legkülönbözőbb rezonátor- és csatolási megoldásokat ajánlják és ezzel párhuzamosan megnézzük a gyártott és forgalomba hozott szűrőtípusokat, megállapíthatjuk, hogy a legdöntőbb tényezőnek, egy konstrukció életképességének eldöntésekor a gyárthatóság és a mechanikai stabilitás bizonyult. Így a szokásos egyik KF tartományban (400—500 KHz) négy konstrukció terjedt el legjobban.



3. ábra. Mechanikus szűrő blokksémája

Az első típus rezonátorként hengeres fémrudakat használ. Ezeket a fémrudakat tengely-szimmetrikusan a rúd anyagából kimunkált csatolócsapok kötik össze. Az így egy egységet alkotó rezonátorokból és csatolóelemekből álló szűrőtest longitudinális (4*a* ábra) vagy torziós rezgést is végezhet a meghajtástól függően (4*b* ábra). A rezonátorok hosszúsága $\frac{\lambda}{2}$, ahol λ a rezonátor anyagában mért ultrahang terjedési sebességéből és a kívánt rezonanciafrekvenciából számolt hullámhossz. A csatolócsapok hosszúsága $\frac{\lambda}{4}$ vagy $\frac{\lambda}{8}$. A szűrő sávszélessége longitudinálisan rezgő rezonátorok esetén a csatoló csap és rezonátorátmérő négyzetének viszonyával, torziósan rezgő rezonátorok esetén az átmérők negyedik hatványának viszonyával arányos.



4. ábra. Rúdrezonátoros csapcsatolású mechanikus szűrőtest *a)* longitudinálisan rezgő, *b)* torziósan rezgő

Ha longitudinális rezgést végző rudakból relatív keskenysávú szűrőt akarunk készíteni, olyan kis csatolócsap-átmérők adódnak, melyek nem biztosítják a szűrőtest szilárdságát. Pl. $5^0/_{00}$ relatív sávszélesség esetén az átmérőviszony 1:14, amely 3 mm rezonátorátmérőnél megvalósíthatatlan. Ezért longitudinálisan rezgő rezonátoroknál $\frac{\lambda}{4}$ csatolás csak relatív szélessávú szűrőknél használatos. A tervezők ezért a tápvonalaknál szokásos módszer szerint csatolóelemként $^3/_4\ \lambda$ hosszúságú impedancia transzformátort alkalmaztak (5. ábra). Ez a csatolásmód lehetővé teszi mechanikailag stabil, relatív keskenysávú szűrőszerkezet építését, mivel a csatolási tényező a következő összefüggésnek megfelelően csökken:

$$K = \frac{Z_a Z_c}{Z_b \sqrt{Z_1 Z_2}},$$

viszont a szűrőtest hossza jelentősen, mintegy 40%-kal megnő.

Relatív keskenysávú szűrő céljára ennél a konstrukciónál a torziós rezgést végző szűrőszerkezet ked-

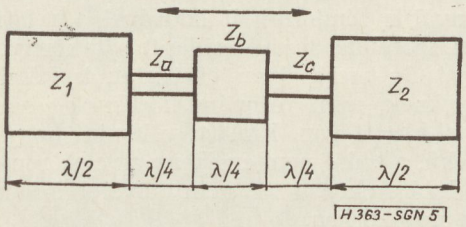
vezőbb, mert $\frac{\lambda}{4}$ hosszúságú csatolócsapok esetén is megfelelő átmérőviszonyok adódnak. Gyártásnál rúdanyagból indulnak ki. Esztergálással és köszörüléssel alakítják ki a szűrőszerkezetet. A rezonátorok és csatolóelemek méreteit $\pm$ 1 μ pontossággal kell betartani. Az anyaginhomogenitás és méreteltérések miatt a szűrőszerkezet minden egyes rezonátorát a kívánt rezonanciafrekvenciára kell behangolni. Ez elég körülményes művelet, mert fokozatosan több csatolt kört tartalmazó rendszert kell hangolni.

A második típus rezonátorként tengely irányban kifúrt, hengeres fémrudakat használ. A rezonátorokat palástjukra hegesztett fémhuzalok kötik össze (6. ábra). Ez a szűrőkonstrukció az ún. „létra" típusú mechanikus szűrő. A rezonátorok torziós rezgést végeznek, hosszúságuk $\frac{\lambda}{2}$. A csatolóhuzalok hosszúsága $\frac{\lambda}{4}$ és azok longitudinális rezgést végeznek.

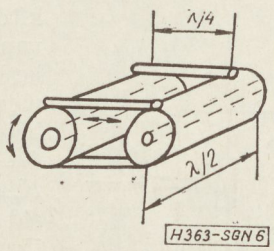
A szűrő gyártása körülményes, mivel a megfelelő csatolási tényezőt részben a furatátmérővel kell beállítani. Rázásbiztos szűrőnél a szűrőtest kikötése a nem rezgő alkatrészekhez nehezen megoldható feladat.

A harmadik szűrőtípusban rezonátorként $\frac{\lambda}{2}$ hosszúságú, longitudinálisan rezgő fémlemezeket alkalmaznak. A lemezeket longitudinálisan rezgő fémhuzalok kötik össze. A csatolóhuzalok hosszúsága $\frac{\lambda}{4}$ vagy $\frac{\lambda}{8}$ (7. ábra). A szűrő sávszélessége a csatolóhuzalok méreteitől és azok felerősítési helyétől függ. A rezonátorok geometriai pontosságának tartása elég nehéz. Ez a szűrőszerkezet lapos kivitelt tesz lehetővé.

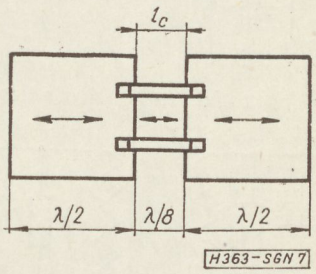
A negyedik szűrőtípus rezonátorai fémtárcsák. A tárcsa típusú szűrőt a 8. ábrán láthatjuk. A rezonátorokat peremükre hegesztett fémhuzalok kötik össze, melyek aktív hosszúsága $\frac{\lambda}{4}$ vagy $\frac{\lambda}{8}$ és kombinált hajlító — longitudinális rezgést végeznek. A rezonátorok membránként rezegnek, egy vagy két csomókörös módusban (9. ábra). A rezonátorok rezonancia frekvenciája a tárcsavastagság és -átmérő négyzetének viszonyától, valamint a módustól és a rezonátoranyagban mért ultrahang terjedési sebességétől függ. A szűrő sávszélességét a csatolóhuzal hossza és keresztmetszete határozza meg. A szűrőszerkezet mechanikailag stabil, tömör, kisméretű. A tárcsarezonátorok méretét $\pm$ 1 μ pontossággal kell tartani.



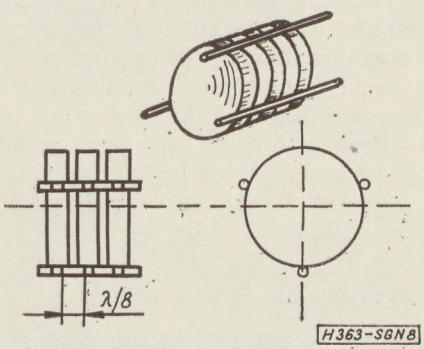
5. ábra. Rúdrezonátoros ¾ γ hosszúságú csatolócsapos szűrőtest



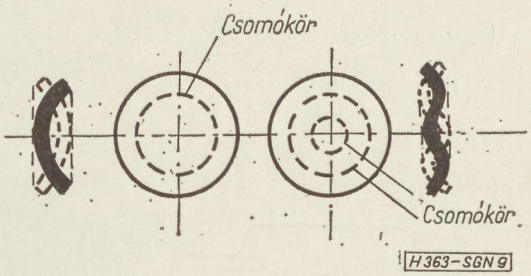
6. ábra. „Létra" típusú szűrőtest



7. ábra. Longitudinális rezgésű lemezekből felépített huzalcsatolású szűrőtest.



8. ábra. Tárcsarezonátorokból felépített huzalcsatolású szűrőtest



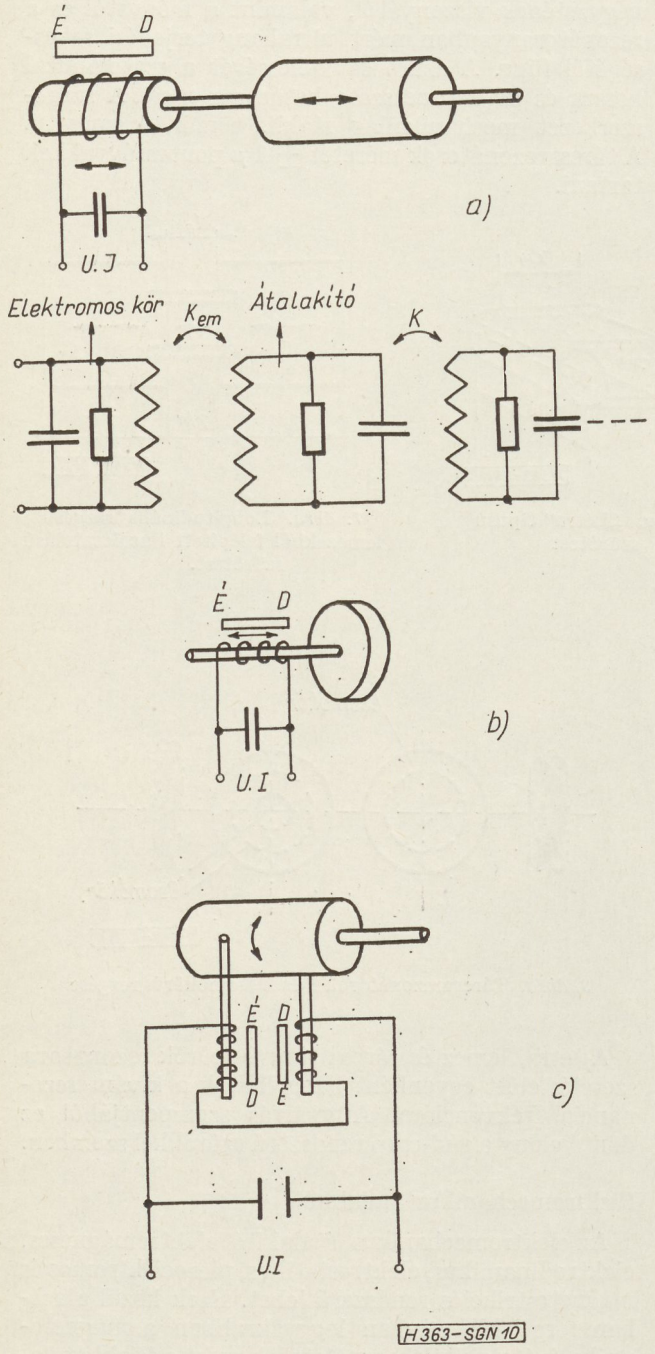
9. ábra. Tárcsarezonátorok 1 és 2 csomókörös rezgése

A létra, lemez és tárcsa típusú szűrők rezonátora szerelés előtt egyenként hangolhatók a kívánt rezonancia frekvenciára. A gyártás szempontjából ez döntő előny a rúd-csap rendszerű szűrőkkel szemben.

Elektromechanikus átalakítók

Az elektromechanikus átalakító elektromágneses, elektrodinamikus, elektrostatikus, piezoelektromos és magnetostrikciós rendszerű lehet. Ezek közül a szóban forgó KF sávban leggyakrabban a magnetostrikciós átalakítók használatosak, mert a többi átalakítórendszerrel szemben a következő döntő előnyökkel rendelkeznek: Kiváló illeszthetőség — úgy az elektromos, mint a mechanikus oldalhoz —, alacsony hőfoktényező, jó hatásfok.

Magnetostrikciós átalakítóként általában nikkelt, ötvözeteit és ferriteket alkalmaznak. Longitudinális rezgésű ferritátalakító látható a 10*a* ábrán. Itt a ferrit hossza $\lambda/2$, tehát félhullámú longitudinális rezonátorként viselkedik. A gerjesztést adó elektromos kör az átviteli sáv közepére hangolt. A magnetostrikciós átalakító négyzetes karakterisztikája miatt mágnesezés szükséges, amit permanens mágnes biztosít. A 10*b* ábra egy tárcsarezonátort és fémhuzal átalakítót mutat be, amely a tárcsa közepére van hegesztve. Huzalos átalakítóval megvalósított torziós rezgésű rezonátor gerjesztési módja látható a 10*c* ábrán. Az elektromechanikus átalakító elektromos helyettesítő kapcsolását a 10*b* ábra mutatja, ahol a K_{em} a magnetostrikciós átalakító és az elektromos kör közötti csatolási tényező, míg K az átalakító és az első fémrezonátor közötti csatolási tényező. Az utóbbi értékét a szűrőlánc egyéb paraméterei határozzák meg. K_{em} értéke — amely a szűrő átviteli csillapítását döntő módon befolyásolja — az átalakító anyagától függ.



10. *ábra.* Különböző magnetostrikciós átalakítók *a)* longitudinálisan rezgő rezonátor meghajtása magnetostrikciós ferrittel *b)* tárcsarezonátor meghajtása magnetostrikciós fémhuzallal *c)* torziósan rezgő fémrezonátor meghajtása magnetostrikciós fémhuzallal

Ferrit és fém átalakítók között a szűrőkben való alkalmazás tekintetében lényeges különbség van. Míg ferritátalakítóknál az elektromechanikus csatolási tényező értéke 10—20% között mozog, addig fémátalakítóknál ez az érték 2—6 %. Ennek oka főként az, hogy az örvényáram veszteségek miatt a fémátalakító csak egészen vékony, kb. 0,05 mm ∅-jű huzal lehet. Ez a tény egyrészt hátrányos, mert a kis csatolási tényező miatt a szűrő átviteli csillapítása nagyobb — kb. 6—10 dB —, mint a ferritátalakítóval rendelkező szűrőé, ahol ez 2—4 dB körül van. Ezenkívül a fémhuzal átalakítóval a relatív keskenysávú szűrőlánc lezáró csillapítását könnyen megvalósíthatjuk, mert olyan ötvözetek is készíthetők, melyeknek, mint rezonáns köröknek jósága $Q = 20 — 50$ között van. Emiatt, valamint hogy a K_{em} kis értékű, a szűrő nem érzékeny az elektromos oldal felőli lezárásokra, azaz nem követel szigorú illesztést az áramkörben.

Ferritátalakítónál a ferrit mechanikus jósága $Q \cong 1000$, ami olyan magas érték, mellyel egyedül a szűrő lezáróimpedanciáját nem lehet megvalósítani. Itt viszont a K_{em} nagy értéke teszi lehetővé, hogy az elektromos körből a csillapítást a ferritbe, mint rezgőkörbe transzformáljuk át. Ily módon az elektromos kör terhelésével a szűrőlánc mechanikai lezárócsillapítása megvalósítható. Ugyanakkor az elektromos kör csillapítását adó ellenállásértéket az áramkörbe való illesztéskor feltétlenül be kell tartani, ellenkező esetben az átviteli sávban a csillapításingadozás megnövekszik [8, 9, 10, 11].

Parazita frekvenciák

Mechanikai rezonátorok alkalmazásánál a számított rezonancia-frekvencia mellett mellékrezonanciák is felléphetnek. Ezek az ún. parazita frekvenciák, melyek fellépte nagyon zavaró, ugyanis a szűrő átviteli sávja mellett nemkívánatos átviteli sávok is jelentkezhetnek, kedvezőtlen esetben az eredetinél alig kisebb átviteli csillapítással. Ezen jelenség ellen nehéz védekezni, mivel számítással alig lehet követni. Támpontul az a felismerés szolgálhat, hogy a különböző rezgésmódusú rezonánsfrekvenciák a geometriai méretektől különbözőképpen függnek. A hengeres $\frac{2}{\lambda}$ hosszúságú longitudinális rezgésmódusú rezonátor frekvenciája a hosszméret lineáris függvénye, az átmérőtől pedig csak kismértékben függ. A parazitarezgésként előforduló hajlítórezgések rezonánsfrekvenciája lineárisan változik a rúd átmérőjével, míg négyzetesen a rúd hosszával. Így megfelelő l/d viszony megválasztásával a parazita frekvencia az

áteresztési sávtól távoltartható. Továbbá az átmérő és hossz kismértékű variálásával a kívánt rezonánsfrekvencia helybenmaradása mellett a parazitafrekvenciák nem egy helyen jelentkeznek a zárótartományban, hanem szétszóródva, így nem tudnak egymással csatolásba kerülni, hamis átviteli sáv nem alakulhat ki. A 11. ábrán látható szűrőkarakterisztikán olyan parazita frekvenciák megjelenése figyelhető meg, amelyek az áteresztősávtól viszonylag távol esnek és egymással nincsenek csatolásban.

További védekezési lehetőség olyan csatolásmód megválasztása, melynél nem alakulhat ki a csatolás által közvetített erőnek olyan komponense. amely nemkívánatos rezgési módust gerjeszthet.

Ezen elvet fel lehet használni pl. a tárcsarezonátoroknál. Tárcsarezonátor különböző módusokhoz tartozó rezonánsfrekvenciáit mutatja a 12. ábra, ahol a használatos rezgésmódusnál a csomóátmérők száma zéró, míg a csomókörök száma kettő. Megfigyelhető, hogy a parazitafrekvenciák zöme a különböző számú csomóátmérős rezgésmódból adódik. Ha itt a csatolóvezetéket a tárcsák középpontjához rögzítjük, illetve a további csatolóvezetékeket a tárcsák peremére — a kerületen egyenletesen elosztva oly módon, hogy azok páratlan számúak legyenek — ezzel elérhető, hogy a csomó átmérős rezgési mód nem tud kialakulni. KF szűrők esetén általában elegendő, ha a parazita frekvenciák az áteresztési sávtól a sávszélesség 5—10-szeresének megfelelő távolságban vannak és szintjük — 40 dB alatt van. Egyébként a sáv közelében jelentkező hamis átviteleket — 60 dB alá kell szorítani.

Anyagok

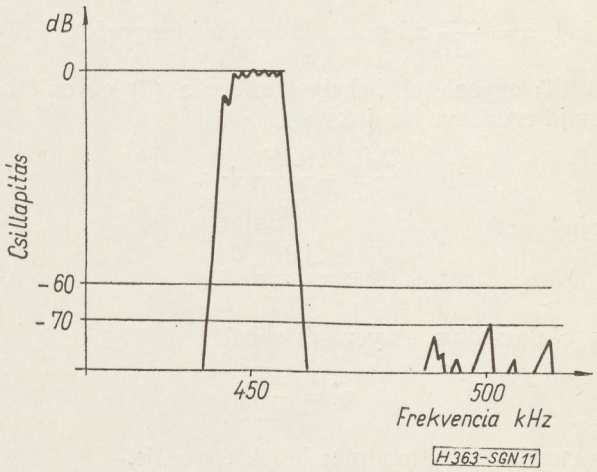
A korszerű mechanikus szűrőktől megkövetelik, hogy sáváteresztő karakterisztikájuk adott hőmérsékleti határokon belül (pl. —40 C°— + 70 C°) gyakorlatilag változatlan maradjon. Ez a követelmény megkívánja, hogy a rezonátorok rezonancia frekvenciája — az adott határokon belül — akülső hőmérséklet befolyásától messzemenően független legyen.

Az $f = 9{,}81 \cdot 10^3 \frac{n}{2l}\sqrt{\frac{E}{\varrho}}$ összefüggésből, amely egy rúd longitudinális rezonancia frekvenciáját, adja, ahol

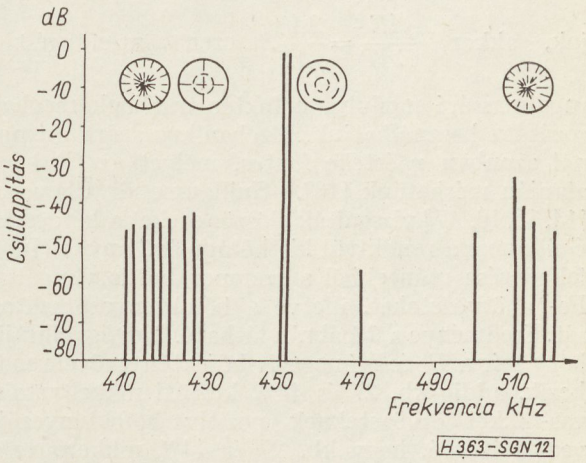
f = rezonanciafrekvencia (Hz)
n = harmonikus szám
l = rezonátor hosszúsága (cm)
E = rugalmassági modulus (kg/mm²)
ϱ = fajsúly (g/cm³)

láthatjuk, hogy a rugalmassági tényezőnek a hőmérséklettől messzemenően függetlennek kell lenni ahhoz, hogy a rezonanciafrekvencia értéke ne változzon meg. A tiszta fémek hőfokfüggésének vizsgálatánál [12] megállapítható, hogy a rugalmassági tényező hőfokfüggését kifejező $\frac{\Delta E}{E \Delta T}$ kifejezés — $(1—10) \cdot 10^{-4} \left[\frac{1}{C°}\right]$ olyan nagyságú érték, amely tiszta fémes anyagok alkalmazását nagy hőfokstabilitású szűrők céljaira alkalmatlannál teszi.

Az ötvözetek rugalmassági tényezője a legtöbb gyakorlati célra alkalmazott anyagnál a hőmérséklet változással kissé változik. A legtöbb ötvözet esetében a rugalmassági tényezőnek hőmérsékleti együtthatója szintén negatív. Ez azt jelenti, hogy a rugalmassági együttható a hőmérséklet emelkedésével csökken.



11. ábra. Mechanikus szűrő átviteli karakterisztikája és parazita frekvenciák



12. ábra. Tárcsarezonátor különböző módusú rezonáns frekvenciái

A rugalmassági tényező negatív irányú változása esetén csökken az anyagok rugalmassága, ugyanakkor pozitív hőkiterjedésű együtthatójuk rugalmasságukat fokozza. A két együttható összegét hőelasztikus együtthatónak nevezzük. Mivel a rezonátorok frekvencia együtthatója a hőelasztikus együtthatóval egyenesen arányos, szűrő szerkezetek ideális anyagának azt az ötvözetet tekinthetjük, amelynek a megkívánt hőmérsékleti határokon belül a hőelasztikus tényezője zéró. Az összefüggések ezek után a következőképpen fejezhetők ki: Az első összefüggést E szerint rendezve kapjuk:

$$E = c \cdot \varrho \cdot l^2 f^2 \qquad (2)$$

A rugalmassági egyenlet logaritmikus differenciálásával a hőfoktényezőre kapjuk:

$$\frac{\Delta E}{E \Delta T} = \frac{\Delta \varrho}{\varrho \Delta T} + \frac{2\Delta l}{l \Delta T} + \frac{2\Delta f}{f \Delta T} \qquad (3)$$

A $\varrho = \frac{G}{V}$ kifejezés segítségével a $\frac{\Delta\varrho}{\varrho\Delta T}$ tagot átalakítjuk és kapjuk

$$\frac{\Delta\varrho}{\varrho\Delta T} = -\frac{\Delta V}{V\Delta T} = -3\alpha = -3\frac{\Delta l}{l\Delta T} \qquad (4)$$

ahol $\alpha = \frac{\Delta l}{l\Delta T}$ a lineáris hőtágulási tényező.

A (4) egyenletet behelyettesítve a (3) egyenletbe, majd rendezve kapjuk

$$\frac{2\Delta f}{f\Delta T} = \frac{\Delta E}{E\Delta T} + \alpha$$

ahol

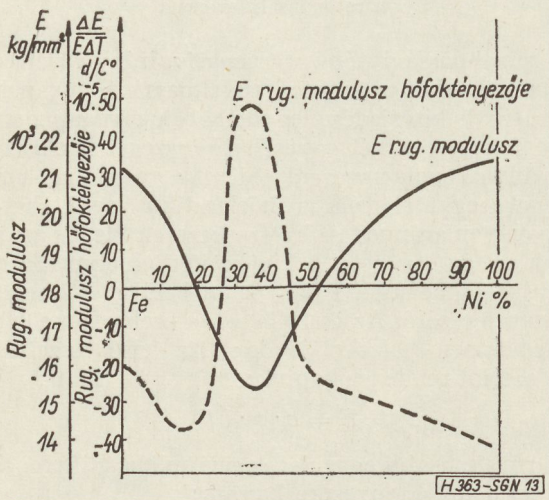
$$\eta = \frac{\Delta E}{E\Delta T} + \alpha \qquad (5)$$

a hőelasztikus tényező és ebből

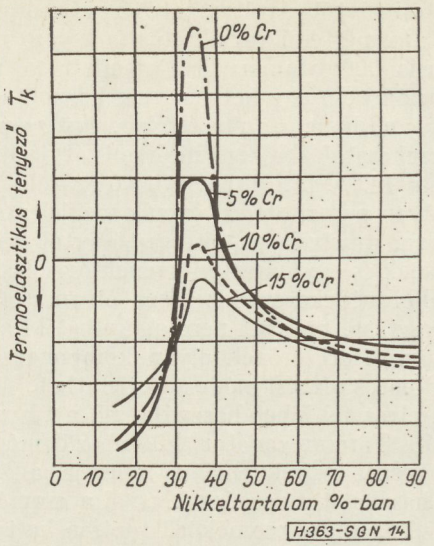
$$\eta' = \frac{\Delta E}{E\Delta T}$$

a rugalmassági modulus hőfokténye zője.

Ha α értékét $\frac{\Delta E}{E\Delta T}$ értékével szemben elhanyagoljuk, akkor $\frac{\Delta E}{E\Delta T} = \frac{2\Delta f}{f\Delta T}$, ezen összefüggést a rugalmassági modulus hőfokténye zőjének meghatározására használhatjuk. Mechanikus szűrő anyagainál azonban η értéke fontos, melyet az (5) képlet alapján mérhetünk [13]. Guillaume és Chevenard [14, 15, 16, 17] vizsgálták először ezeket a kérdéseket. Guillaume a rendkívül kis hőtágulású anyag (Invar) felfedezése után ebből a szempontból is vizsgálta a Fe-Ni ötvözeteket, illetve a hőfokténye ző változását. Eredménye a 13. ábrán látható. Megfigyelhetjük, hogy míg a *Fe* és *Ni* negatív hőfokténye zővel rendelkezik, addig kb. 27 és 44% közötti nikkeltartalmú vas-nikkel ötvözeteknek pozitív hőfokténye zőjük van. Látható, hogy kb. 27 és 44% nikkeltartalom esetén az együttható értéke zéró. Ugyanakkor a görbe



13. ábra. Az *E* rugalmassági modulusz és hőfokténye zőjének változása Fe-Ni ötvözetnél a Ni tartalom függvényében (Guillaume)



14. ábra. Az *E* rugalmassági modulusz hőfokténye zőjének változása Fe-Ni ötvözetnél a Cr tartalomtól függően (P. Chevenard)

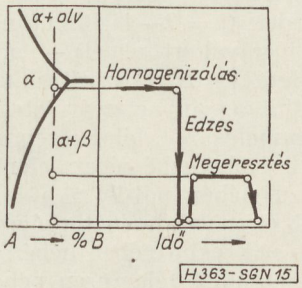
meredek futásából az is megállapítható, hogy a megfelelő összetételt nagyon pontosan kell tartani, mert az összetétel kismértékű megváltozása viszonylag nagy eltérést okoz a hőfokténye ző értékében. A pontos összetétel biztosítása fémkohászati szempontból nehéz probléma, ezért jelentősen könnyítené az ötvözet előállítását, ha a görbe maximum pontját az abszcisszára lehetne hozni. A *Fe-Ni-Cr* hármas rendszerre való áttéréssel [18, 19, 20] 10—15% Cr tartalommal a 14. ábra szerint az említett lehetőség megvalósítható és az ilyen ötvözet már nem olyan kényes a Ni-tartalom változására. Ezen tulajdonsága miatt az ötvözet az Elinvar nevet kapta. Természetesen a Cr-on kívül más alkalmas ötvözőt is adagolhatunk. Ezt az ötvözetet elsősorban az óraiparban hajszálrugók céljaira használták, azonban a Ni-tartalom növelésével kb. 40%-ig az *E* értéke és az anyag keménysége csökkent, ami miatt a rugók bizonytalanul deformálódhatnak.

W-Mo-Va stb. adagolással a keménységet növelték, azonban a jelzett komponensek mennyiségét az korlátozta, hogy befolyásolták a hőfokténye ző értékét. Olyan ötvözetet kellett tehát találni, amelyből már kis mennyiség jelentős keménységnövekedést okoz.

A kiválásos keményedés (vagy szegregációs nemesítés) felfedezése [21, 22] a Cu és Ni ötvözeteknél, amelyet csekély mennyiségű Be ötvözővel értek el, lényeges előrehaladást jelentett, ezen a téren.

Szegregációsan olyan ötvözetek nemesíthetők, amelyek nagy hőmérsékleten homogének, közönséges hőmérsékleten pedig heterogének. Azért, hogy valamely nemesíthető ötvözetben a szegregáció, az ötvözött fémnek szilárd oldott állapotból való kiválása végbemehessen, az ötvöző fémet először oldatba kell vinni, vagyis az ötvözetet homogenizálni kell. Ezért az ötvözetet kellően nagy hőmérsékleten hosszú ideig izzítjuk, utána gyorsan lehűtjük, edzzzük, hogy a szilárd oldatban levő ötvöző ne tudjon kiválni. Az így homogénné tett ötvözete ezután meg kell ereszteni olyan hőmérsékleten, ame-

lyen az ötvözet már heterogén, tehát a kiválás megtörténhet. A hőkezelésnek ezen hőmérséklet-idő diagrammját a 15. ábrán az egyensúlyi diagrammal együtt tüntettük fel [23]. A megeresztés, illetve kiválás bonyolult kristályosodási folyamat, amely az alapanyagnak tekinthető szilárd oldat rácsának erős, rugalmas torzulását is okozza.

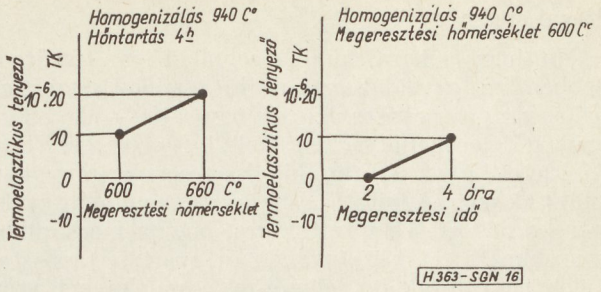


15. ábra. Szegregációs nemesítés hőmérséklet-idő diagramja (Verő)

Mechnaikus szűrő céljaira alkalmas, hőmérséklettől közel független rugalmassági moduluszú, azaz $T_k \cong 0$ tulajdonságú anyagokat egyrészt „Thermelast 4009" és „Thermelast 5409" néven a Vacuumschmelze Hanau-i gyára, valamint „Ni-Span C" néven a H. A. Wilson Union, New-Jersey-i gyára hoz forgalomba. A „Thermelast 4009" kb. 40% Ni tartalmú vas-nikkel ötvözet kb. 9% Mo tartalommal. T_k-ja függ a megmunkálástól és végső kezeléssel a kívánt értékre beállítható, keménysége HV 130—300 kg/mm², amely nagyobb mechnaikai igénybevételekre nem felel meg. Ezért dolgozták ki az említett „Thermelast 5409" típusú ötvözetet, amelykevés Be hozzáadásával már kiválásosan keményedő ötvözet az előzőhöz hasonló T_k-val, de keménysége nagyobb $HV = 320$—400 kg/mm².

A „Ni-Span C"-nek, valamivel nagyobb a nikkel tartalma — 42% körül — azonkívül ez a vas-nikkel ötvözet molibdén és berillium helyett kb. 7,5% Cr-t és Ti-t tartalmaz, legfeljebb 0,03% C-vel. A gyártó vállalat (—45 C°)—(+ 65 C°) között legfeljebb 0,1%. E modulus változást garantál. Aschmoneit E. K. szerint [24] a $T_k \cong 0$ érték csak (—20 C°) — (+ 80 C°) közötti hőmérséklettartományban áll be. A „Ni-Span C" anyag keménysége a technológiától függően 125—395 kg/mm², homogenizált állapotban általában negatív hőfoktényezővel rendelkezik, melyet a megeresztés folyamán 0 értékre lehet beállítani. A megeresztés folyamán úgy a hőmérséklet, mint a hőntartási idő befolyásolja a T_k értéket, tehát lehetőségük van az összetételben jelentkező kisebb eltérést hőkezeléssel ellensúlyozni. A 16. ábrán látható „Ni-Span C" anyagnál a megeresztési hőmérsékletnek és hőntartási időnek befolyása a T_k értékére [25].

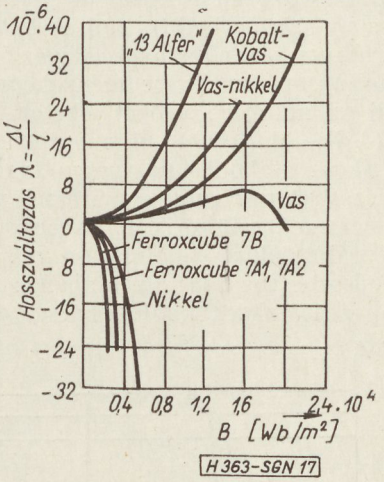
Az átalakítónál egyes anyagok azon tulajdonságát használják fel, hogy mágneses térben hosszúságukat megváltozhatják. Ezt a jelenséget, illetve azt a belső erőt, amely a mágneses tér hatására fellép és a méretváltozást okozza, magnetostrikciónak nevezzük. A hosszváltozást a tér irányától független, csak az anyagtól, a tér erősségétől, az előmágnesezéstől és a hőmérséklettől függ [26, 27].



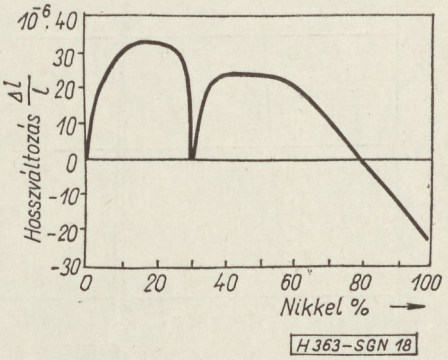
16. ábra. A megeresztési hőmérséklet és idő befolyása adott összetételű Ni-Span C anyag hőfoktényezőjére [24]

Magnetostrikciós célra fémeket és ötvözeteket vagy ferriteket alkalmaznak (Pl. nikkel, nikkelötvözetek, „Alfer" (13% Al — többi Fe), Permendur 49% Fe- 49% Co — 2% V, Ni-Zn és Ni-Co ferritek stb). A 17. ábra néhány anyag magnetostrikciós hosszváltozását mutatja a térerősség függvényében.

Ha az átalakító részt is ugyanabból az anyagból akarjuk készíteni, mint a rezonátort, akkor annak a kellő hőfok tényező mellett megfelelő magnetostrikciós hatásfokkal is kell rendelkeznie. A 18. ábrán a magnetostrikciós hosszváltozás értéke látható Fe-Ni ötvözeteknél a Ni % függvényében. Eszerint a „Thermelast" és „Ni-Span C" típusú anyagoknál a 40%, ill. 42% Ni tartalom mellett a relatív hosszváltozás $\lambda > 20 \cdot 10^{-6}$ nagyságrendű, ami a legtöbb esetben kieelégítő.



17. ábra. Különböző anyagok magnetostrikciója (Burgt)



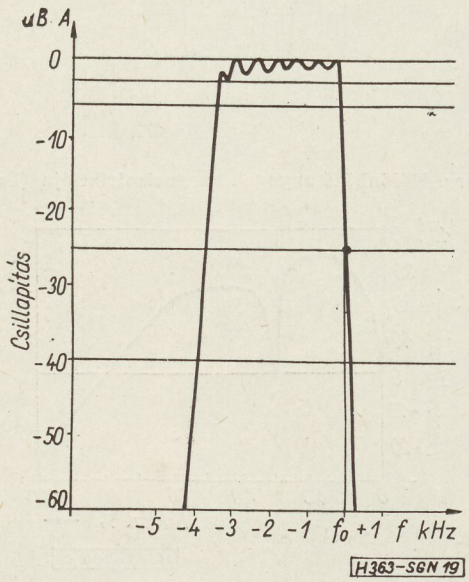
8. ábra. Fe-Ni ötvözetek magnetostrikciója a Ni tartalom változásával (Bozorth)

Hazai eredmények

Minthogy a hazai híradástechnikai ipar legsürgősebben az egyoldalsávos rádió összeköttetésekhez szükséges, a szokásos KF sávban (400—500 KHz) működő mechanikus szűrőket igényelte, ezért a kísérletek ilyen szűrők kifejlesztésének irányában indultak meg. A kutatás és fejlesztés az elmúlt években kezdődött. Tekintettel arra, hogy a mechanikus szűrőkhöz megfelelő anyagok és gyártási tapasztalatok nem álltak rendelkezésre, a munka két úton indult meg. Egyrészt a megfelelő anyagokat kellett előállítani, másrészt a szűrő gyártásával kapcsolatos problémákat kellett megoldani.

A szűrő tervezés megkezdéséhez megfelelő rezonátor és átalakító anyagra volt szükségünk. Az elektromechanikus átalakító megválasztásánál a bevezetőben részletezett okok miatt egyértelműen a magnetostrikciós átalakító mellett döntöttünk.

Bár az aránylag magas frekvencia miatt a magnetostrikciós ferrit mint átalakító jobb eredménnyel kecsegtetett, azonban az átalakítórendszer bonyolultabb volta miatt első lépésként fémes átalakítóval kezdtük meg kísérleteinket. A fémes átalakítóval szemben támasztott követelmények igen sokrétűek. A működési frekvencián az átalakítóban fellépő vasveszteségek, a magnetostrikciós skin effektus miatt az átalakító keresztmetszete csak néhány ezred mm² lehet, viszont a szűrő kis átviteli csillapítása megköveteli a nagy magnetostrikciós hatásfokot amellett, hogy az átalakító Q-ját a szűrő megfelelő lezárása miatt alacsony színten kell tartani. A kutatómunka során sikerült egy olyan anyagot és gyártástechnológiát kidolgozni, melynek eredményeképpen 6—10 dB átviteli csillapítású szűrőket lehetett előállítani megfelelő (3 dB-nál kisebb) hullámossággal. A fémes magnetostrikciós átalakítóknak nagyobb relatív sávszélességű (>2%) mechanikus szűrőknél való alkalmazása nehézségekbe ütközik. Ilyen célra a magnetostrikciós ferritátalakító alkalmazása célszerűbbnek látszik. A fejlesztés további szakaszában ezért magnetostrikciós ferritátalakítók kifejlesztését tűztük ki célúl. A szűrő rezonátor anyagával szemben támasztott követelmény egyrészt az, hogy a rezonátor frekvenciájának hőfokfüggése megfelelő legyen ($T_k = \Delta f/f\Delta T \leqq 10^{-5}[\frac{1}{C°}]$), másrészt a rezonátorok mechanikus jósága Q „mech" $\leqq 10^4$ értékét érjen el. Míg az utóbbi követelmény a használatos ötvözeteknél aránylag könnyen elérhető — (a hazai anyagból előállított rezonátorok közepes Q-ja $1{,}5 — 2 \cdot 10^4$, melyet a kezdeti $Q = 2—4 \cdot 10^3$ után a megfelelő gyártástechnológiával értünk el) —, addig a hőfoktényezőnek a fenti érték alá szorítása úgy az ötvözet összetétele, mint az anyag gyártástechnológiája és hőkezelése szempontjából, főleg a reprodukálhatóság tekintetében komoly nehézséget jelent. A kísérleti anyagaink közül néhánynál $T_k \leqq 5 \cdot 10^6$ [1/C°] értéket is sikerült elérni, de a biztonságos előállítás és reprodukálhatóság tekintetében nehézségek vannak. Jelenlegi kísérleteinket főleg ezen nehézségek kiküszöbölése érdekében folytatjuk.



19. ábra. Egyoldalsávos alkalmazási célra előállított mechanikus szűrő átviteli karakterisztikája

A mechanikus szűrő kísérleti gyártásánál problémát jelent még a rezonátorok kívánt pontosságú és nagytömegű előállítása. A nehézségek szemléltetésére célszerű konkrétan a következő tűrést megvizsgálni. Relatív keskenysávú (< 1%) szűrőről lévén szó, azért, hogy a csatolási tényező szórását kis színten, valamint a szűrő átviteli sávjának helyét a specifikált értéknek megfelelően tarthassuk szükséges, hogy a szűrőt alkotó egyes rezonátorok frekvenciahibája kisebb legyen mint ± 20 Hz. Ez a frekvenciapontosság abszolút értékben kisebb mint 10^{-4}. Ilyen pontossági követelmények miatt feltélen előnyben kell részesíteni azokat a szűrőkonstrukciókat, amelyeknél az egyes rezonátorok külön-külön a szűrőbe építés előtt behangolhatók. A mechanikus-szűrő rezonátorjellemzőinek — rezonancia frekvencia, jóság, hullámellenállás — mérésére különleges mérőberendezéseket kellett kifejleszteni.

A 19. ábrán látható egyoldalsávos alkalmazási célra kísérleti gyártásban nagyobb számban előállított mechanikus szűrők egyikének karakterisztikája. A 20. ábrán ugyanezen szűrő kiviteli formája látható.
A szűrő főbb jellmező adatai a következők:

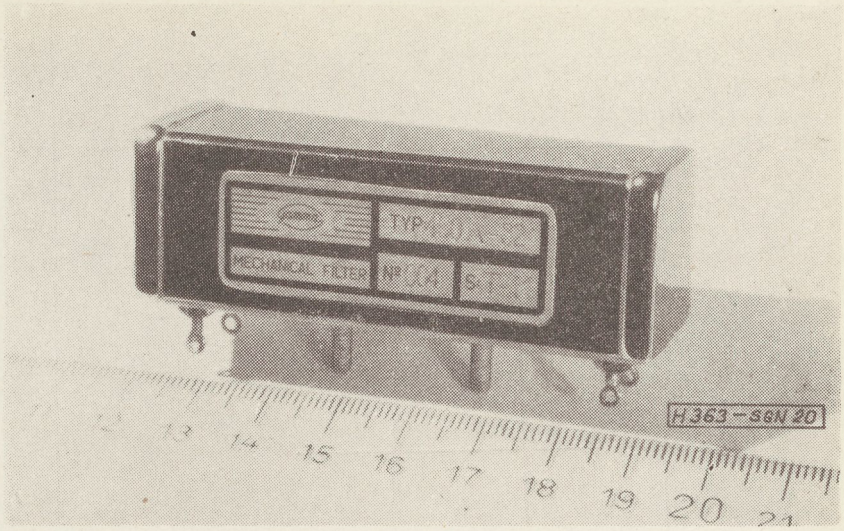
Sáv helye: 400 — 500 KHz
Sáv helyének pontossága a vívő frekvenciára nézve: ± 50 Hz (20 C°-on)
6 dB-es csillapításnál mért sávszélesség: = 3,2 kHz
60 dB-es csillapításnál mért sávszélesség: $\leqq$ 4,8 kHz

Formatényező: $S = \frac{\Delta f B_{60dB}}{\Delta f B_{6dB}} \leqq 1{,}5$

Átviteli csillapítás: $A \leqq 10$ dB
Csillapításingadozás az áteresztősávban: $\Delta A \leqq 3$ dB

Be- és kimenő ellenállás: $R =$ 3 kOhm, vagy $R =$ 18 kOhm

Maximális bemenő feszültség:
$R =$ 3 kOhm esetén max.$U_{be} = 6\ V_{eff}$
$R =$ 18 kOhm esetén max$U_{be} = 25\ V_{eff}$



20. ábra. Gamma Műveknél egyoldalsávos alkalmazási célra előállított mechanikus szűrő

Maximális egyenáram a szűrő be-, ill. kimenetén:

$R = 3$ kOhm esetén	max $I_e = 10$ mA
Működési hőfoktartomány:	(—40 C°) — (+ 60 C°)
Hőfoktényező	$T_k = 0{,}5 \cdot 10^{-5} — 1{,}5 \cdot 10^{-5} \left(\frac{1}{C°}\right)$
Rázásállóság:	max 5 g
Súly:	75 g
Méret:	75 × 22 × 22 mm

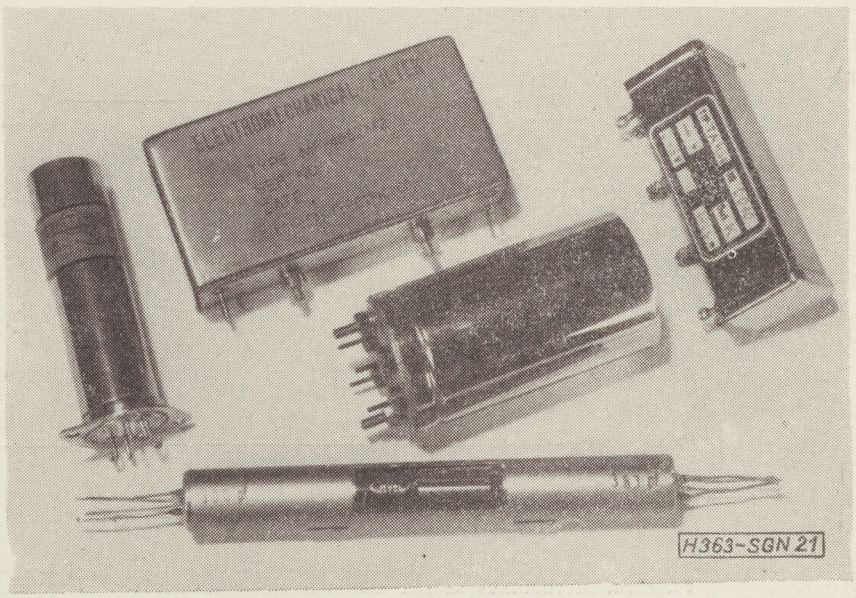
A 21. ábrán néhány hasonló specifikációjú külföldi, illetve az előző specifikációs adatoknak megfelelő Gamma Műveknél előállított mechanikus szűrő látható. Ez a szűrőtípus 7 aktív fémrezonátort tartalmaz. A rezonátorszám növelésével az S formatényező tovább javítható. Irodalmi adatok alapján a rezonátorok számát kb. 12-ig érdemes növelni, e fölött az S tényező már lényegesen nem csökkenthető a véges rezonátor Q miatt. A 22. ábrán hazai előállítású 12 rezonátoros mechanikus szűrő karakterisztika látható, melynek formatényezője $S = 1{,}2$.

Az előzőkben ismertetett hazai előállítású mechanikus szűrőt, alaptípusnak tekinthetjük. A kísérleti gyártásnál nyert tapasztalatok és a rendelkezésre álló anyagok lehetővé teszik hasonló specifikációjú, de más sávszélességű mechanikus szűrő kifejlesztését is, a felmerülő igényeknek megfeleően.

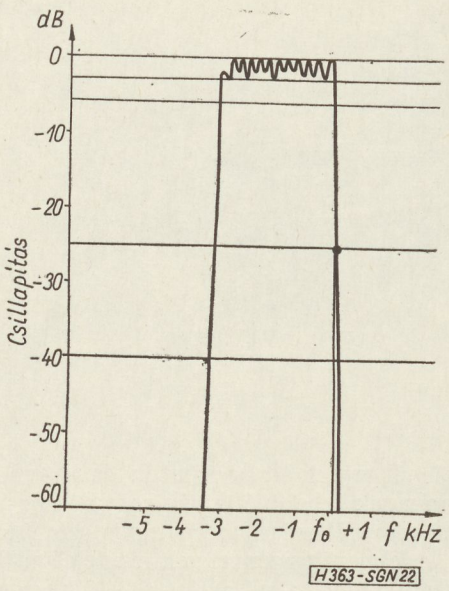
Mechanikus szűrők áramkörben való alkalmazásánál a szűrők természetéből kifolyólag a következő néhány szempontot figyelembe kell venni:

A szűrő áteresztési sávjának helyét és nagyságát a mechanikai rezonátorok és csatoló elemek határozzák meg, ezért a szűrő utólag már nem hangolható. Amennyiben a sávszelesség változtatása szükséges, ez csak különböző sávszélességű szűrők átkapcsolásával oldható meg. Annak ellenére, hogy egyes kvarcszűrők sávszélessége változtatható, különböző sávszélességű mechanikus szűrőkből összeállított átkapcsolható egység mérete és ára alatta van a kvarcszűrő méretének és árának.

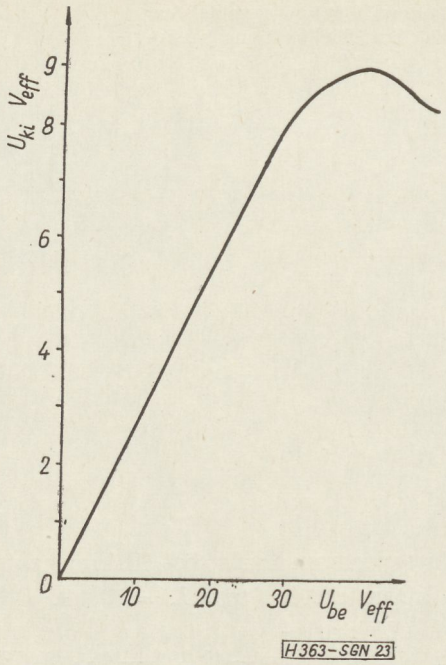
A tranzisztoros áramkörben a magnetostrikciós meghajtású mechanikus szűrő sokkal előnyösebben alkalmazható, mint a kvarcszűrő, mert kis bemenő ellenállású szűrő is készíthető és így kvarcszűrőknél jelentkező illesztési problémák elmaradnak.



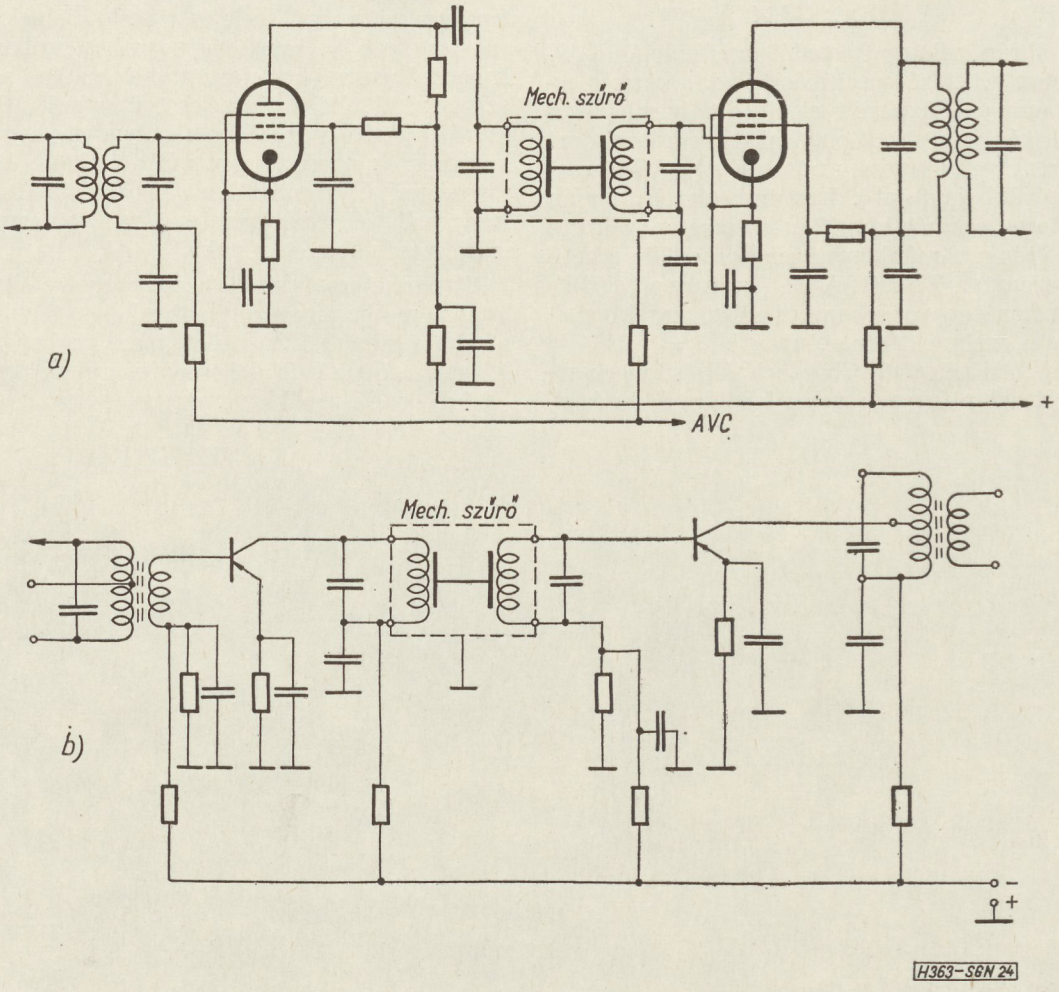
21. ábra. Különböző külföldi és Gamma gyártású mechanikus szűrők



22. ábra. 12 rezonátoros mechanikus szűrő karakterisztikája



23. ábra. Mechanikus szűrő $U_{be}U_{ki}$ karakterisztikája



24. ábra. Mechanikus szűrők alkalmazása elektroncsöves és tranzisztoros KF fokozatokban

A szűrőre előírt be- és kimenő oldali lezáró impedanciát az elektromos áramkörhöz való illesztéskor lehetőleg be kell tartani. A szűrő konstrukciója az előírt értéktől való eltérést bizonyos mértékben megengedi, de akkor az átviteli sáv hullámossága megnövekszik. Pl. ha a szűrőt lezáró illesztőellenállás értéke helyett egy nagyságrenddel nagyobb vagy kisebb ellenállást alkalmazunk, akkor a hullámosság 1—2 dB-el vál tozik.

A mechanikus szűrőnél a maximális átvihető váltófeszültséget kizárólag az átalakító linearitása szabja meg. A bemenő és kimenő feszültség függvényét a 23. ábra mutatja. Megfigyelhető, hogy 8 V_{eff} bemenő feszültség fölött a szűrő már nem tekinthető lineárisnak, tehát ennél nagyobb feszültségre alkalmazni nem célszerű.

Minthogy az alkalmazott magnetostrikciós átalakító a legjobb hatásfok érdekében egy adott előmágnesezést követel meg, ezért a szűrőt külső zavaró mágnes terektől (pl. hálózati transzformátor, hangszóró stb) lehetőleg távol kell helyezni. Hasonló módon zavaró mágneses teret állít elő a szűrő tekercsén keresztülfolyó egyenáram is, aminek értéke 10 mA-nál nagyobb nem lehet. Amennyiben az alkalmazásnál az elektroncső anódárama ennél nagyobb, akkor ezt az áramot le kell a szűrőről választani. A 24. ábrán mind elektroncsöves, mind tranzisztorokkal megoldott mechanikus szűrős KF erősítő fokozatokat mutatunk be.

IRODALOM

1. *Valkó, Z. P.:* Az elektroakusztika alapjai Akad. Kiadó Bp. 1963.
2. *Henze, E.:* Bandfilter rom Tschebyscheffschen Typ mit beliebig vielen Kreisen. Arch. elektro Übertr. Bd. 9. (1955) Nr 3.
3. *E. Trzeba:* Elektromechanische Vierpole als Kopplungsfilter. Hochfrequenztechnik u. Elektroakustik 1960. H. 3.
4. *M. Börner, E. Kettel, H. Ohnsorge:* Mechanische Filter für die Nachrichtentechnik. Telefunken Zeitung 1958. Juni. Heft. 120.
5. *Hethaway, J. C. and Babcock D. F.:* Survey of mechanical filters and their applications. Proc. IRE Bd. 7. 1957. No 1.
6. *S. Timoshenko:* Vibration Problems in Engineering D. Van Nostrand Comp. INC. Canada
7. *H. D. Pieper:* Mechanische Filter. Telefunken Zeitung Jg. 32. 1959. Heft 126.
8. *Carl W. Diethelm:* Ferrite als magnetostriktive Resonatoren und deren Anwendung als Elemente elektrischen Filter. Techn. Mitt. PTT (Bern) 29. (1951) S 281—297.
9. *W. B. Roberts and L. L. Burns:* Mechanical filters for radio frequencies. RCA Review Vol 10.1949 Sept. S. 348—365.
10. *E. G. Richardson:* Technical Aspects of Sound. Vol II. Elsevier Publishing Comp. London 1957.
11. *N. D. Boszüj:* Elektricseszkije filtrü. Gosztehnoizdat USz SzR Kiev, 1959.
12. *W. Köster:* Die Temperaturabhängigkeit des Elastizi tätsmoduls reine Metalle. Zeitschrift für Metallkunde Bd. 39. 1949. Heft 1 S. 1—9.
13. Institut dr. Förster Bedienungsanweisung für den Elastomat.
14. *G. E. Guillaume:* Recherches Metroloqu gues sur les aciers an Nikkel, Paris, 1927.
15. *G. E. Guilleme:* C. R. 171 p. 83 and 1039, 1920.
16. *P. Chevenard:* CR 171, p. 93. 1920.
17. *P. Chevenard:* Rev. Metallurgie 25, 14—34, 1928.
18. *J. W. Sands:* Invar-Elinvar and Related Iron-Nickel Alloys II Metalsand Alloys 1932 Juli p. 159—165.
19. *G. Krüger:* Neuere Untersuchungen über thermokomponsierende Sprialfedern. Schweizer Archiv 1959. aug. S. 299—307.
20. *Dr. A. Hentsch:* Metallische Werkstoffe mit temperaturunabhängeigen elastischen Eigenschaften. Elektric 1963 H 11 S 368-369.
21. *G. Masing und W. Pocher:* Wissenschaftliche Veröffentlichungen auf dem Siemens-Konsern Vol 2. 1932. p. 93.
22. *N. B. Pilling-A. M. Talbot:* Dispersion Hardening Alloys of Nickel and Iron-Nickel-Titanium. American Society for Metals 1940 p. 231—261.
23. *Verő József:* Általános Metallográfia II. Akadémiai Kiadó 1956.
24. *E. U. Aschmoneit:* Mechanische Filter für elektrische Schwingungen. Nickel Berichte 1962. jul. 207—213
25. U. S. A. Patent 2,266.482.
26. *C. M. Burgt:* Ferroxcube-Werkstoffe für Piezomagnetische Schwinger. Philips Technische Rundschau 1957. Mai
27. *R. M. Bozorth:* Ferromagtizm. D. van. Nostran Comp. New-York (1953).

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET RENDEZVÉNYEI

1964. január 1—június 30.

SOLYMOSI JÁNOS: Hatásgráfok alkalmazása lineáris hálózatok szintézisére (január 17.)
SCHMIDT JÁNOS: Távbeszélőközpontok optimális környezeti viszonyai (január 21.)
NAGY ENDRE: Profilrendezéssel kapcsolatos tapasztalatok a Telefongyárban (január 24.)
ERICH GELDNER (SIEMES UND HALSKE, München): Tranzisztorizált áramátalakító (január 29.)
ERICH GELDNER (SIEMENS UND HALSKE, München): A tranzisztor mint kapcsolóelem (január 31.)
Dr. PAPP JÁNOS: Lágy mágneses anyagok hőkezelési módszerei (február 4.)
MAZGON SÁNDOR: Adatátvitel, a rendszertechnika egyik alkalmazása (február 26.)
BELÁNYI JÓZSEF: Változó volumenű termelés tervezése matematikai módszerekkel (február 27.)
BUDAI LAJOS és TÓTH ANDRÁS: A telefonipar és a telefonközpontok helyzete Jugoszláviában (február 28.)
DR. ÁCS ERNŐ: Az aszinkron cimkódos információátvitel főbb problémái (március 11.)
VILLÁNYI OTTÓ: A televízió képadó berendezés főbb problémái (március 13.)
HERBERT JANOSCH (STETTNER UND CO, Nürnberg): A korszerű kerámia kondenzátorok fejlesztése az NSZK-ban március 16.
DR. RIEDLE (WACKER CHEMIE GMBH): Szilikonok alkalmazása az elektronikai iparban (március 18.)
SZABÓ ENDRE: Hangfrekvenciás ferritek dezakkomodációjának vizsgálata (március 24.)
ANKÉT A SZAKMÉRNÖKKÉPZÉSRŐL (március 25.)
KOLLER LÁSZLÓ, VÖLGYI JÁNOS: TV szerviz műszerek (április 17.
SZŰCS TIBOR: Százezer lágyforrasztott kötés huzalanalizisének eredménye (április 20.)
DÉKÁNY LÁSZLÓNÉ: Kontaktusok környezeti hatásra fellépő hibajelentése (április 22.)
STEFFENS OSZKÁR: Drótrugós jelfogó tervezési elvei (április 24.
VÁRKONYI ANDRÁS: A híradastechnikai kerámiák felületi állapotáról (április 27.)
IVÁN LAJOS: Külföldi hírközlő rendszerek közgazdasági elemzése (május 6.)
FREYGANG (Telefunken, Ulm): Változó kapacitású diódák május 19.
FUJI (Toshiba, Tokió): Tranzisztoros szaggatók TOSHIBA tranzisztorokkal (május 20.)
CARL EBELING (Telefunken, Ulm): A Telefunken építőelemek állapota (május 20.)
LANGER (Siemens und Halske, München): A tranzisztorizált tunerek problémái (május 21.)
DAMES (Siemens und Halske, München): Kondenzátor, ellenállás és ferrit újdonságok (május 22.)
AXEL OLSEN (Storno, Koppenhága): Az egyidejű rádió-telefonhálózat koordinációs problémái (május 25.)
HONTI OTTÓ, SULYOK JÓZSEF: Kitételi állomások szerepe a híradástechnikai gyártmányok klímaállóságának vizsgálatában (május 27.)
HORVÁTH GYULA: A távbeszélőközpontok fejlődése és osztályozása (május 28.)
NIKLÉCZY GYÖRGY: Gazdasági elemzések (május 29.)
DR. PATHÓ LÁSZLÓ: A „KÁLISZ" problémái (június 1.)
I. SHARP (E. M. I. Electronics LTD): A fotosokszorozó csövek terén elért legújabb eredmények (június 15.)
GORDOS GÉZA, DR. TARNAY KÁLMÁNNÉ: Beszédutánzó zajgenerátor átviteli csatornák vizsgálatára (június 17.)
SCHRANK LÁSZLÓ: Konstrukciós megoldások Tungsram félvezető típusválasztékkal (június 22.)

BOGLÁR GYULA
Beloiannisz Híradástechnikai Gyár

Keskenysávú hatványszűrők méretezése

ETO 621. 372. 542.2

A leggyakrabban alkalmazott sávszűrők relatíve kis sávszélességűek. A rádió vétel- és adástechnikában, az átviteltechnikai berendezések vivőellátásában, a szelektív mérőműszerekben alkalmazott sávszűrők általában keskenysávú sávszűrőknek tekinthetők.

A keskenysávú sávszűrők önálló tárgyalásmódja az irodalomból ismert [1]. Az alábbiak indokolják a különleges tárgyalásmódot:

1. A keskenysávú szűrő azonos típusú elemeinek aránya esetleg olyan szélsőséges, hogy azt realizálni nem lehet. A hálózat típusának kiválasztásánál a realizálhatóságot elsődlegesen kell szem előtt tartani.

2. Keskenysávú szűrőket sokszor szélsőséges értékű lezáró ellenállások között kell működtetni. A lezáró ellenállások gyakran nem eléggé pontosan realizálhatók. Példaként megemlítjük, hogy elektroncsöves áramkörökben a keskenysávú sávszűrők 10—100 kΩ nagyságrendű lezárások között működnek, egyes impulzustechnikai alkalmazásoknál viszont kb. 10 Ω-os generátorra csatlakoznak.

3. Számítástechnikai nehézségek is felmerülnek, ha a keskenysávú szűrőket a szokásos szűrőszámítási képletekkel méretezzük, mert ezeknél a két határfrekvencia hányadosa olyan közel van 1-hez, hogy 3—4 jegyű végeredmény eléréséhez 6—10 jegyű közbenső számolás szükséges. Megfelelő közelítő képletek alkalmazásával a számolási munka nagymértékben egyszerűsödik.

A keskenysávú sávszűrők céljára a hatványszűrő típusú, csatolt rezgőkörös létrakapcsolások alkalmazása sok előnnyel jár. A hatványszűrők tulajdonságait egy előző cikk [2] felsorolta, ezek közül a relatíve igen kedvező toleranciaérzékenységet és a jó berezgési tulajdonságokat kell kiemelni. A csatolt rezgőkörös láncok fő előnye az egyszerű realizálhatóság, mert a veszteségek szempontjából döntő elemek, például a tekercsek mind egy nagyságrendbe esnek, sőt azonos értékűekké is tehetők. Az ilyen típusú szűrőknek a gyárthatósága is igen kedvező.

Különösen ki kell emelni, hogy a mechanikus csatolt rezgőrendszerek elektromos egyenértékű helyettesítő kapcsolásai csatolt rezgőkörös láncok, így az elektromechanikus hatványszűrők is az alábbiakban ismertetendő módon tervezhetők.

A csatolt rezgőkörös hatványszűrők egyes típusainak tervezése ismert [3, 4]. A továbbiakban az irodalomban található levezetésektől eltérő módon származtatjuk képjeteinket, így a közelítések jósága is megítélhető, és a tervezéshez segédtáblázatokat közlünk.

A jelen cikk a már említett [B] folytatása, az abban közölt elvek és adatok megismétlésétől eltekintünk

Ekvivalenciák

A csatolt rezgőkörös láncok azonos típusú soros rezonáns vagy parallel rezonáns rezgőkörökből épülnek fel, melyeket kapacitással vagy induktivitással csatolunk. Ebből következik, hogy a csatolt rezgőkörös láncnak négyféle típusa van.

A csatolt rezgőkörös láncok mint hullámszűrők is tervezhetők. Ebben az esetben a lánc azonos típusú hullámszűrő tagok láncbakapcsolásából áll. Ezek mindegyike T vagy π oldali impedanciamenetet mutat mindkét oldalon és egyetlen hullámpólust valósít meg zérus vagy végtelen frekvencián. Az 1. táblázat a kapcsolási elemek pontos és közelítő képleteit adja meg. A rezonáns körök az alsó vagy a felső elméleti határfrekvenciára hangolandók a táblázat szerint. A csatolóelemekkel együtt a rezonancia (ω_r) közelítőleg a sávközépen van:

$$\omega_r = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 \pm \delta^2/2}} \cong \omega_0 \left(1 \pm \frac{\delta^2}{4}\right) \qquad (1)$$

ha

$$\sigma \ll 1 \qquad (2)$$

Az 1. táblázatban szereplő sávszűrőtagokból két egyformát sorbakötve, 8 elemből álló négypólust kapunk, mely két hullámpólust valósít meg zérus vagy végtelen frekvencián. Mivel a keskenysávú szűrő szempontjából a zérus és végtelen frekvencia szinte azonos távolságra van és mindkét extrém frekvencián az ütközések egy-egy fél üzemi csillapításpólust hoznak létre, miáltal az üzemi csillapítás mind a zérus, mind a végtelen frekvencián végtelenné válik, az így nyert hálózat közelítőleg egyenértékű egy sávszűrő alaptaggal. Az egyenértékűség hibája az 1. ábrán látható, mely a kapacitíven csatolt három antirezonáns körből álló hullámszűrő és egy hullámszűrő alaptag átalakítását mutatja X-taggá. Az itt megadott módon az átalakítás a többi 3 típusra is elvégezhető, és abszolút értéket tekintve azonos relatív eltérésekre vezet. Mint látható, az X-tagban az elemértékek relatív különbsége maximálisan $\frac{\delta^2}{2}$, ez már $\delta = \frac{1}{10}$ esetén 0,5%, ami gyakorlatilag elhanyagolható.

A sávszűrő alaptag két illeszkedő, azonos hullámszűrő féltagra bontható, a közelítő keskenysávú rezgőkörös lánc két azonos kétrezgőkörösre. A közelítő ekvivalencia a féltag és a kétrezgőkörös csatolt láncra is fennáll attól eltekintve, hogy a fél alaptag antimetrikus, ami azonban a reflexió tekintetében mennyiségi különbséget nem jelent, mert

$$\left|\frac{1 - Z_T}{1 + Z_T}\right| = \left|\frac{1 - Z_\pi}{1 + Z_\pi}\right| = p \qquad (3)$$

és

$$Z_T = \frac{1}{Z_\pi}, \qquad (4)$$

ahol Z_T a T oldali, Z_π a π oldali hullámimpedancia.

Felbontási tétel

Az n-ed fokú normált hatványszűrő m-edik elemét r_m-el jelölve [2]

$$r_m = 2\sin(2m-1)\frac{\pi}{2n}. \quad (5)$$

(5) periodicitásából következik, ha n páratlan, akkor

$$r_m = r_{n-m+1}, \quad (6)$$

ha n páros, akkor

$$r_m = r_{n-m}, \quad (7)$$

tehát a láncban az elemek a szűrő felére tükörszimmetrikusan azonos értékűek.

Ha n páratlan

$$r_{\frac{n+1}{2}} = 2 \quad (8)$$

(6), (7) és (8)-ból következik, hogy az n-ed fokú hatványszűrő lánc $n-1$, egységnyi hullámellenállású, de különböző határfrekvenciájú féltagra bontható fel. A féltagokat legcélszerűbb az s sávszélességi tényezővel jellemezni, mely a normált alulátereresztő féltag határfrekvenciája.

Az u-adik féltag elemeit, l_u-val és c_u-val, sávszélességi tényezőjét s_u-val jelöljük. A következő összefüggések állanak fenn:

$$\frac{l_u}{c_u} = 1, \quad (9)$$

$$l_u \cdot c_u = s_u^{-2} \quad (10)$$

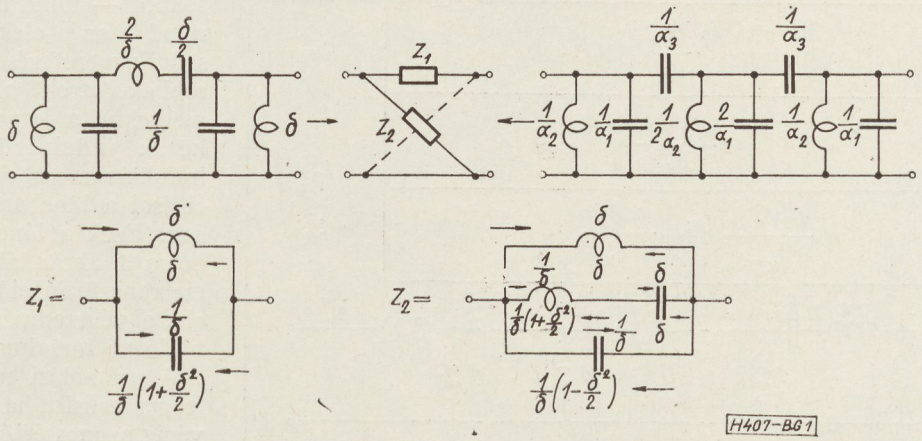
1. táblázat

Hullámsilla-pítás	Hullámellenállás	
	Π	T
	α_3; α_1 α_2 α_2 α_1; ω_2 ω_2	α_2 α_1 α_1 α_2; α_3; ω_2 ω_2
	$\frac{1}{\alpha_3}$; $\frac{1}{\alpha_2}$ $\frac{1}{\alpha_1}$ $\frac{1}{\alpha_1}$ $\frac{1}{\alpha_2}$; ω_1 ω_1	$\frac{1}{\alpha_1}$ $\frac{1}{\alpha_2}$ $\frac{1}{\alpha_2}$ $\frac{1}{\alpha_1}$; $\frac{1}{\alpha_3}$; ω_1 ω_1

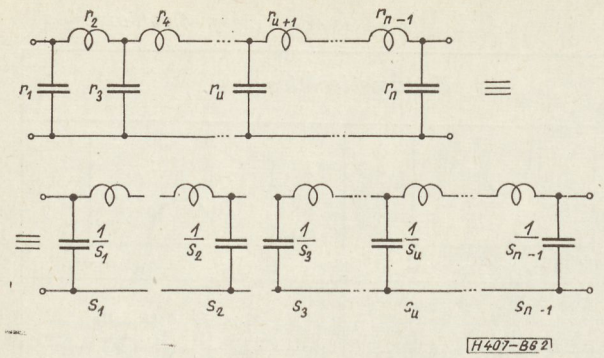
$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ $\quad B = \sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2}}$ $\quad \delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$

$L_N = \frac{R_0}{\omega_0}$ $\quad C_N = \frac{1}{R_0 \omega_0}$ $\quad L_i = \alpha_i L_N$ $\quad C_i = \alpha_i C_N$

	Pontos képletek	Közelítő képletek		
		Elsőfokú	Másodfokú	Harmadfokú
α_1	$B^{-1} - B$	δ	δ	δ
α_2	$\frac{B^2}{B^{-1} - B}$	$\frac{1-\delta}{\delta}$	$\frac{1-\delta}{\delta} + \frac{\delta}{2}$	$\frac{1-\delta}{\delta} + \frac{\delta}{2}\left(1 - \frac{\delta}{4}\right)$
α_3	$\frac{B + B^{-1}}{2}$	1	1	$1 + \frac{\delta^2}{8}$
A közelítés pontossága <0,5 %, ha δ		$\leq \frac{1}{10}$	$\leq \frac{1}{5}$	$< 0{,}895$



1. ábra



2. ábra

A sávszélességi tényezőre (5), (6), (7) alapján ismert trigonometrikus összefüggések felhasználásával az alábbi képlet vezethető le:

$$s_u = \operatorname{cosec} \frac{u}{n}\pi \cdot \cos \frac{\pi}{2n} \tag{11}$$

A teljesség kedvéért megjegyezzük, hogy a fentiekhez hasonló módon Csebicsev-szűrők is felbonthatók hullámszűrőféltagokra, de ezek különböző hullámellenállásúak is és ezért csak két paraméterrel jellemezhetők, melyek azonban az egész láncot tekintve nem függetlenek egymástól.

A hatványszűrő jelleg kialakulása szempontjából közömbös, hogy a hálózaton belül az ütközések **T** jellegű vagy π jellegű impedanciák között jönnek-e létre, mert (3)-hoz hasonlóan

$$\left|\frac{Z_{1T} - Z_{2T}}{Z_{1T} + Z_{2T}}\right| = \left|\frac{Z_{1\pi} - Z_{2\pi}}{Z_{1\pi} + Z_{2\pi}}\right|, \tag{12}$$

ahol

$$Z_{iT} = \frac{1}{Z_{i\pi}}. \tag{13}$$

Sávszűrők esetén a (12) által jellemzett tulajdonságot fel lehet használni arra, hogy a hatvány-sávszűrőt csatolt rezgőkörös lánccá alakítsuk át, ha a sávszélesség relatíve kicsi.

Csatolt rezgőkörös hatványszűrők

A hatványszűrőből a csatolt rezgőkörös láncot úgy nyerhetjük, ha a hatványszűrőt különböző sávszélességi tényezővel jellemzett hullámszűrő féltagokra, ezeket csatolt rezgőkörökre alakítjuk át, majd összevonjuk őket. Ezen átalakítást megkönnyítjük, ha a szűrő relatív sávszélességét (δ)

$$\delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \tag{14}$$

az u. féltagban a

$$\delta_u = s_u \cdot \delta \tag{15}$$

transzformált sávszélességgel helyettesítjük és figyelembe vesszük, hogy

$$r_u = \frac{1}{s_{u-1}} + \frac{1}{s_u} \tag{16}$$

ahol r_u a hatványszűrő u-adik eleme [2] szerinti értékkel (2. ábra). (16)-ból következik, hogy

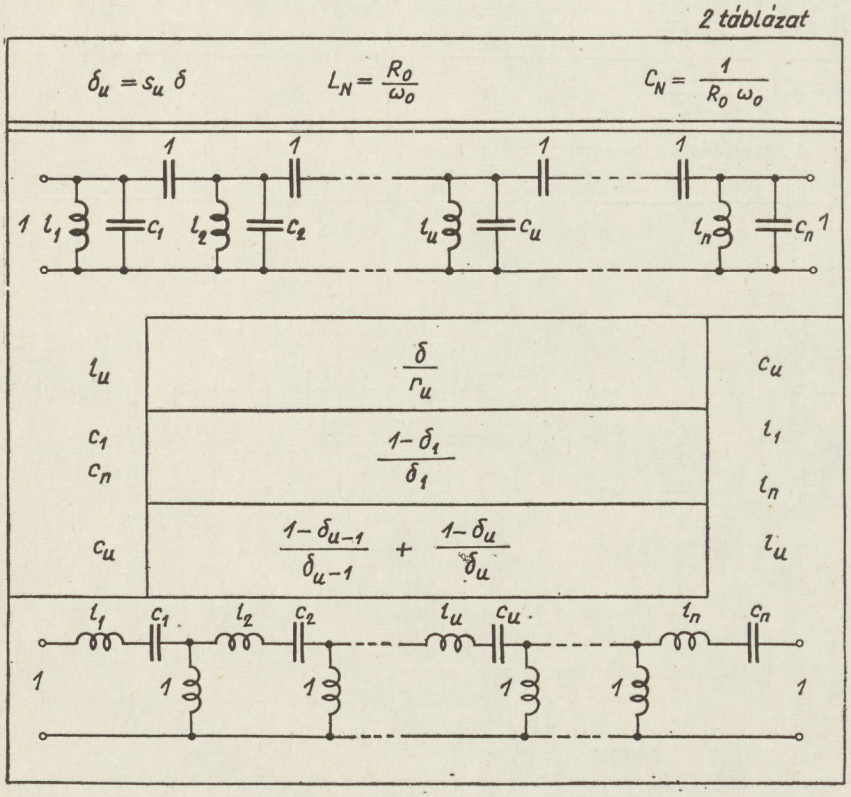
$$s_1 \cdot r_1 = 1. \tag{17}$$

Mivel a csatolt láncokat általában csak $\delta < \frac{1}{10}$ sávszélességnél alkalmazzuk, az 1. táblázat szerinti elsőfokú közelítés gyakorlatilag mindig megfelel. Nagyobb sávszélességnél a frekvencia szimmetrikus sávszűrők alkalmazása célszerűbb, megfelelő impedancia transzformációk igénybevételével. Az említett módon nyert csatolt körös láncok csatolóelemei a láncban végig azonosak.

A relatív elemértékeket a 2. és 3. táblázat tünteti fel. A gyakorlatban előforduló megvalósításoknál — mind az *LC* szűrők, mind az elektromechanikus szűrők méretezésénél — előnyösebbek azok a szűrőláncok, melyeknél a kapacitívan csatolt körök induktivitásai vagy az induktivan csatolt körök kapacitásai a láncban végig azonosak. Ezek a láncok a előbbiekből a 3. ábrán látható impedanciatranszformációval állíthatók elő, a végeredményt a 4. és 5. táblázat tartalmazza.

A számolási munkát nagyon leegyszerűsíti, ha csak a láncban végig azonos értékű elemet és a csatolóelemeket számítjuk ki

2 táblázat



közvetlenül és a többi elemet (1) alapján határozzuk meg. Az első rezonanciafrekvenciát ω_{r1}-el, az u.-at ω_{ru}-val jelölve a képletek a következők:

$$\omega_{r1} = \omega_0\left(1 \mp \frac{\delta_1^2}{4}\right) \quad (18a)$$

$$\omega_{ru} = \omega_0\left(1 \mp \frac{\delta_{u-1} \cdot \delta_u}{4}\right) \quad (18b)$$

A minusz előjel alsó pólust, a plusz előjel felső pólust megvalósító láncra vonatkozik.

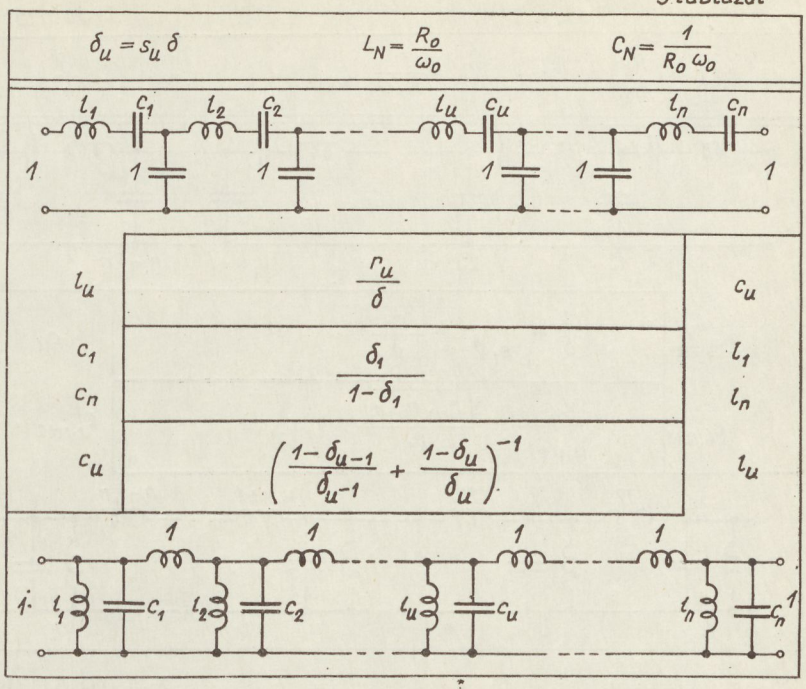
A (18a) és (18b) képleteknél az irodalom a másodrendűen kis korrekciót elhanyagolja, de ez nem mindig helyes, mert az elhanyagolás hibáját az abszolút sávszélességre vonatkoztatva az elhanyagolás elsőrendű.

A rezonáns körök behangolásánál a korrekció elhanyagolása a sávnak a pólussal ellentétes irányú elcsúszását okozza, ami éppen hozzáadódik a futási idő aszimmetriából előálló veszteségek okozta sávelcsúszáshoz.

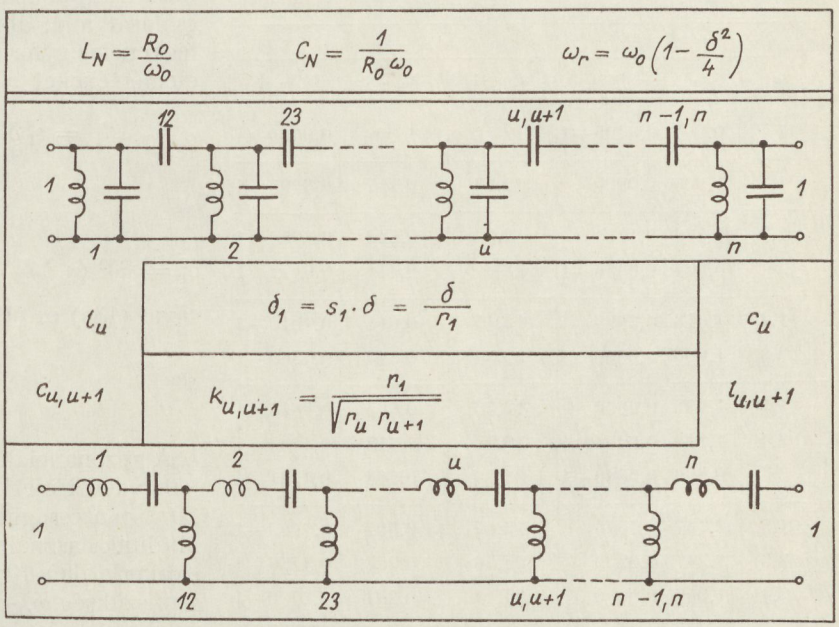
A 6. táblázat a számadatokat tartalmazza 8. fokig. A jelöléseket a 2., 3., 4. és 5. táblázat értelmezi.

Előfordul, hogy antimetrikus típusú kapcsolásra van szükség. Ilyen esetben az első sávszélességi tényezőhöz tartozó tagot frekvenciaaszimmetrikusan valósítjuk meg [2] szerint és csak a maradék részt alakítjuk át csatolt körös lánccá. Az eljárás gyakorlati kivitelét a 2. példa mutatja.

3 táblázat



4. táblázat



Példák

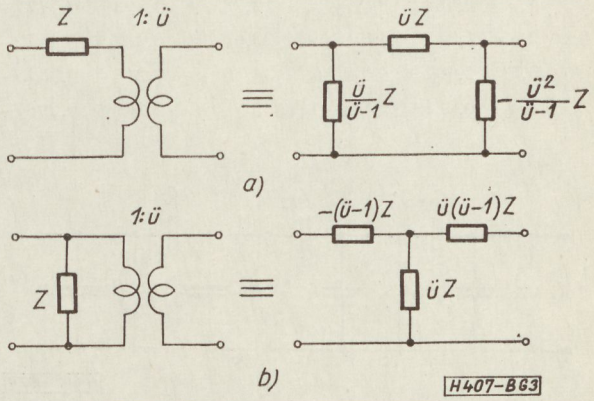
1. Példa

Keskeny sávszűrő, melynél $\delta_z = 0{,}136$ ralatív sávszélességű zárótartományhatároknál a szűrő diszkriminációs csillapítása (a_d)

$$a_d = a_{\ddot{u}} - a_0 \geqq 4{,}0\ \mathrm{Np},$$

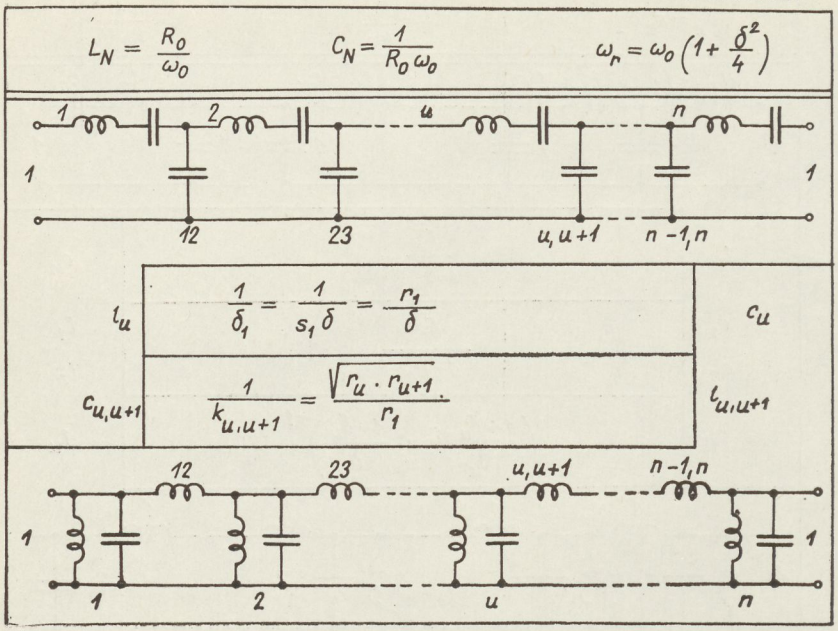
alapcsillapítása $a_0 < 0{,}5$ Np, a tekercsjósága $Q_L \geqq 270$,

a kondenzátor veszteségszöge $\mathrm{tg}\,\delta_c = \frac{1}{Q_c} \leqq 3{,}10^{-4}$.



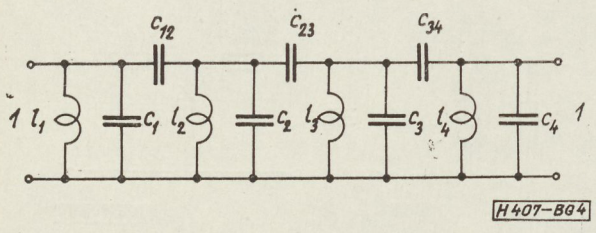
3. ábra

5. táblázat



6. táblázat

n	s			k		
	u	s_u	lg s_u	$u, u+1$	$k_{u,u+1}$	lg $k_{u,u+1}$
2	1	0,707	0,8495−1	12	1,000	$0_1$0000
3	1,2	1,000	0,0000	12,23	0,707	0,8495−1
4	1,3	1,306	0,1161	12,34	0,644	0,8086−1
	2	0,924	0,9656−1	23	0,414	0,6172−1
5	1,4	1,618	0,2090	12,45	0,618	0,7910−1
	2,3	1,000	0,0000	23,34	0,344	0,5360−1
	1,5	1,932	0,2860	12,56	0,605	0,7818−1
6	2,4	1,115	0,0474	23,45	0,313	0,4958−1
	3	0,966	0,9849−1	34	0,268	0,4281−1
	1,6	2,247	0,3516	12,67	0,597	0,7763−1
7	2,5	1,247	0,0959	23,56	0,297	0,4726−1
	3,4	1,000	0,0000	34,45	0,234	0,3700−1
	1,7	2,562	0,4087	12,78	0,593	0,7727−1
8	2,6	1,387	0,1421	23,67	0,287	0,4579−1
	3,5	1,062	0,0260	34,56	0,216	0,3345−1
	4	0,981	0,9916−1	45	0,199	0,2987−1



4. ábra

Az átlagos Q a rezgőkörben

$$Q = \frac{Q_L Q_C}{Q_L + Q_C} \geqq 250$$

[2] 3. táblázat szerint a $a_{ü} \cong 4{,}5$ Np $n \div 4 - 5$ fok számú lánccal kielégíthető. $n = 4$-el próbálkozunk. [2] 4. táblázatból $n = 4$ és $a_{ü} = 4{,}5$ Np-hez $\Omega = 3{,}08$ tartozik, amiből

$$\delta = \frac{\delta_z}{\Omega} = 0{,}041.$$

Mivel [2] 3. táblázat szerint $\tau_0 = 2{,}61$, így

$$a_0 \cong 0{,}26 \text{ Np}$$

Tehát az $n = 4$ fokszámot a [2] 3. táblázat szerint is jól választottuk. A [2] 2. táblázat segítségével a korrigált sávszélesség $\delta = 0{,}04641$. Kapacitív csatolású antirezonáns körökkel kívánjuk szűrőnket megvalósítani. A szűrő kapcsolását a 4. ábra mutatja. Az összes tekercsek legyenek egyforma induktivitásúak (4. táblázat), az elemértékeket a 6. táblázatból vesszük.

$$l_1 = s_1 \delta = 1{,}306 \cdot 0{,}04641 = 0{,}06063$$

$$c_{12} = c_{34} = 0{,}644$$

$$c_{23} = 0{,}414$$

$\delta_1^2 = s_1^2 \delta^2$ és $\delta_1 \delta_2 = s_1 s_2 \delta^2$ összefüggések felhasználásával (18a) és (18b) képletek szerint

$$\omega_{r1} = 0{,}9990810$$

$$\omega_{r2} = 0{,}9993502$$

A rezonanciák beállításhoz szükséges frekvenciákat a fenti esetben 4 jegyű logaritmussal számolva 10^{-7} pontossággal határozhattuk meg, ez mutatja az általunk használt méretezési módszer előnyét. Mivel gyakorlatilag 10^{-5}-nél nagyobb pontosságra ritkán van szükség, ω_{r1}-et és ω_{r2}-tőt logarléccel is számolhatjuk, ami a következő eredményekre vezet:

$$\omega_{r1} = 0{,}99908$$

$$\omega_{r2} = 0{,}99935$$

Továbbá

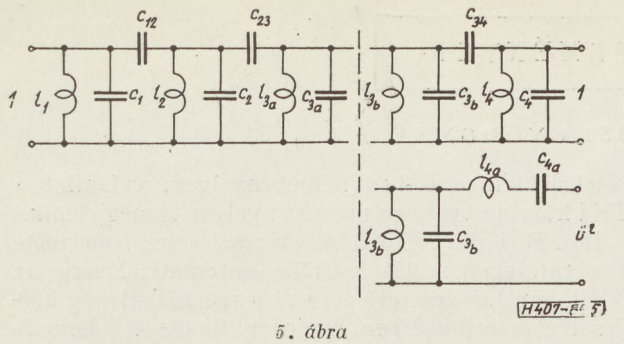
$$c_1 = c_4 = \frac{1}{\omega_{r1}^2 l_1} - c_{12} = 15{,}87$$

$$c_2 = c_3 = \frac{1}{\omega_{r2}^2 l_1} - \left(c_{12} + c_{23}\right) = 15{,}44$$

Ezzel a szűrő normált elemértékeit meghatároztuk.

2. Példa

Az 1. példa szerinti szűrő antimetrikus típusra is átalakítható.



5. ábra

Az 5. ábra szerint az utolsó tagot, melynek sávszélességi tényezője s_3 leválaszthatjuk a szűrőláncról. Ezen tagban a belső kapacitív transzformáció áttétele ($\ddot{u}$)

$$\ddot{u} = \frac{1}{c_{34}} = \sqrt{\frac{r_2}{r_1}} = \sqrt{1 + \frac{s_1}{s_2}}$$

tehát $$l_{3b} = \ddot{u}^2 l_4 = \ddot{u}^2 s_1 \delta = \frac{r_2}{r_1} s_1 \delta.$$

Mivel $$l_{3b} \cdot c_{3c} = 1,$$

azért $$c_{3c} = \frac{r_1}{r_2} \frac{1}{s_1 \delta}.$$

Továbbá $$l_{4a} = \ddot{u}^4 c_{3c} = \frac{r_2}{r_1} \frac{1}{s_1 \delta}$$

$$c_{4a} = \frac{r_1}{r_2} s_1 \delta$$

A fenti összefüggések alapján számítva az átalakított tagot

$$\ddot{u}^2 = 2{,}414$$
$$l_{3b} = 0{,}1464$$
$$c_{3c} = 6{,}833$$
$$l_{4a} = 39{,}82$$
$$c_{4a} = 0{,}02507$$

Az összevonás után az antimertikus láncban

$$l_3 = \frac{l_{3a} \cdot l_{3b}}{l_{3a} + l_{3b}} = 0{,}06063$$

$$c_3 = c_{3a} + c_{3c} = 16{,}08$$

Ebben a formában a szűrőt kellemetlen realizálni mert a legkisebb és legnyagyobb induktivitás aránya, 1 : 660. A 3. és 4. rezgőkör között kapacitív transzformációval maximálisan $\left(\frac{c_3}{C_{3a}} + 1\right)^2$ impedanciatranszformáció valósítható meg, melynek értéke példánkban 642[2]. Ez lehetségessé teszi, hogy a 3. és 4. rezgőkör között alkalmasan választott kapacitív transzformációval a szűrő 4 tekercsét ismét azonos értékűvé tegyük, mely esetben a lánc

7. táblázat

n	τ		
	$\Omega = 0$	$\Omega = 0{,}577$	$\Omega = 1$
1	1,00	0,75	0,50
2	1,41	1,70	1,41
3	2,00	2,46	2,50
4	2,61	3,15	3,70
5	3,24	3,83	4,97
6	3,86	4,56	6,31
7	4,49	5,21	8,21
8	5,13	5,97	9,15

$$\lg 0{,}577 = 0{,}2386 - 1$$

$$\frac{R_0 \pi}{R_{0T}} = 265$$

rányú impedancia áttétellel fog rendelkezni és szeektív illesztésre kiválóan felhasználható.

Függelék

Megnyilvánult kívánságoknak óhajtunk eleget tenni a 7. táblázat közzétételével, mely az aluláteresztő hatványszűrők csoportfutási idejét tünteti fel r/s-ban kibővítve a [2]-ben megjelent 3. táblázathoz képest. A csoportfutási időt 3 frekvencián adjuk meg. Ezek közül az $\Omega = 0{,}577$ értéket számítástechnikai egyszerűsödések miatt választottuk. $n = 1, 2, 3$-esetre [5]-ben, $n = 5$-re [6]-ban található folytonos τ diagram. A 7. táblázat adatainak felhasználásával a veszteséges hatványszűrők csillapításmenete az áteresztőtartományban grafikusan elég jó közelítéssel megszerkeszthető.

IRODALOM

1. *R. Feldtkeller:* Theorie der Rundfunk Siebschaltungen S. Hirzel, Stuttgart.
2. *Boglár Gy:* Hatványszűrők méretezése. Híradástechnika, 1964. 2. 33—39.
3. *F. S. Atiya:* Theorie der maximal-geebneten und quasi Tschebischeffschen Filter, AEÜ, 1953. 441—450.
4. *K. E. Brown:* Systematic Development of Cohn Structur for H. F. Band Pass Filters, The Marconi ReviewW, 3t Quarter, 1963. No. 150. 205—216.
5. *Bosse, G.:* Siebketten ohne Dämpfungsschwankungen Durchlassbereich, Frequenz, 1951. 5.
6. *R. Saal—E. Ulbrich:* On the Design of Filters by Synthesis IRE Trans. on Circ. Theory, 1958. December.

KÜLFÖLDI ESEMÉNYEK

Összeállította: SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

Aktív és passzív alkatrészek megbízhatósági és élettartam kérdései és alkalmazásuk az elektronikai iparban

A Kammer der Technik 1964. március 4-én szimpóziumot rendezett az aktív és passzív alkatrészek megbízhatósági és élettartam kérdéseiről. A szimpóziumon Prof. Dr. W. Heinze megnyitójában kiemelte a megbízhatósági kérdésekkel foglalkozó kutatás elengedhetetlen fontosságát és utalt arra, hogy ezen a területen a KGST országoknak bizonyos lemaradást kell behozniok. A megnyitó után az előadások egy szekcióban egész napon át folytak.

Az elhangzott előadásokat három csoportba lehet sorolni:

Félvezetőeszközök megbízhatósági kérdései
Passzív alkatrészek megbízhatósági kérdései
A megbízhatóság kérdéseinek matematikai tárgyalása.

A félvezető eszközök megbízhatósági kérdéseivel kapcsolatban három előadás hangzott el. Ezek közül ki kell emelni Dipl.-Ing. H. Reimer előadását, aki a „Germánium felületi marásának hatását" vizsgálta a kiesési valószínűség, valamint a rekombináció függvényében. Ismeretes, hogy a germánium felületen vízgőz és oxigén adszorpció egyaránt bekövetkezhet. A vízgőz adszorpció a germánium felületi potenciálját pozitívvá, az oxigén negatívvá teszi. A germánium-oxid vízoldékony, s ez a felületi oxidréteg megakadályozza a kemiszorbeált oxigén felvételét, s így az utólagos oxidáció miatt igen fontos szerepet tölt be a felület szárítása, mivel az oxidréteg víztartalmának változása hatással van a germánium-tranzisztorok instabilitására. Teljes vízmentesítést, 100 C°-on történő vákuumszárítással ért el. Megállapította továbbá, hogy a felületi maratás és a germánium felület vízleadási képessége között is összefüggés áll fenn, pl. nátriumhydroxiddal maratott felület adja le leglassabban a vizet.

Vizsgálta ezenkívül a felületi tulajdonságok reprodukálhatóságát tranzisztorok hőciklusának függvényében.

A passzív alkatrészek megbízhatósági kérdéseivel kapcsolatban szintén három előadás hangzott el.

Kormány Teréz és Barna Tamásné előadásukban megállapították, hogy az anodikusan előállított alumíniumoxid zárórétegek összetétele jelentős mértékben befolyásolja az elektrolitkondenzátorok élettartamát, s hogy az összetétel ismeretében, a különböző oxidálási eljárással előállított elektrolitkondenzátorok öregedés miatt bekövetkező kiesésére közelítő értékeket lehet megadni. Az oxidréteg összetétele ezen túlmenően jelentősen befolyásolja a fajlagos kapacitást. Kiemelték az oxidréteg böhmit-tartalmának szerepét, amely egyrészt elősegíti a fajlagos kapacitás növelését, másrészt gátolja a feszültségre helyezett kondenzátoroknál a rétegváltozás következtében fellépő öregedést. (Az előadás rövidesen a Nachrichtentecnik-ben német nyelven, valamint a TKI közelményekben magyar nyelven is megjelenik.)

Ing. R. Hillig: Előadásában részletesen ismertette a szénrétegellenállás gyártás automatizálására az NDK-ban kifejlesztett gépsort a megbízhatóság kérdéseivel összefüggésben. A gépsor különleges jellemzője, hogy a gyártás minden fázisa után a mérési lehetőség is be van építve az automatába. Az automata tehát minden gyártási folyamat után már a félkésztermékét is szelektálja, s a következő gyártási folyamatba csak a teljesen kifogástalan darabok kerülnek. A gyártó automatához, mint utolsó egység, végmérő automata is csatlakozik.

A megbízhatósági kérdések matematikai tárgyalása során magyar részről két előadás hangzott el. Dr. Fischer P. — „Aktív alkatrészek — félvezetők és csövek — élettartamának és megbízhatóságának megállapítására szolgáló módszerek" és Balog A.: „Megbízhatósági vizsgálatok matematikai tárgyalása," lengyel részről Dr. Sz. Fárkovich: „Elektroncsövek üzemi stabilitásának statikus ellenőrzésére szolgáló új módszer" címmel tartott előadást.

A matematikai előadásokra egyaránt jellemző volt, hogy kísérleti adatok nélkül a valószínűségszámítás, ill. statisztikus-matematika különböző egyenleteinek elsősorban a regressziós egyenleteknek megbízhatósági problémákra való alkalmazhatóságát vizsgálták. A matematikai tárgyalás és eredmények kísérleti adatokkal való alátamasztása, ill. igazolása általában hiányzott, vagy nem volt elég meggyőző. A szimpóziumon kialakult vitában végül általánosan, az a Hillig által megfogalmazott vélemény nyert elfogadást, miszerint egy komplexumként kell tekinteni a kiesések okának megállapítását, a technológia hatását a kiesésre, valamint a kérdés matematikai tárgyalását. Ezzel a véleménnyel mi is teljesen egyetértettünk, hiszen a TKI-ban folyó megbízhatósági kérdésekkel kapcsolatos kutatómunka kezdettől fogva ezen egység megteremtését tűzte ki célul.

A szimpózium egyik legnagyobb érdeklődést kiváltó előadása a J. H. Rothstein által tartott előadás volt, amely a megbízhatóság kérdéseinek központi vizsgálatára kialakult francia gyakorlatot ismertette. A francia rendszerrel kapcsolatban a hozzászólók valamennyien a legnagyobb elismerésüket fejezték ki, s mind a szovjet, lengyel, német, mind a magyar résztvevőknek az volt a véleményük, hogy annak tapasztalatait igen hasznos lenne teljes egészében átvenni.

Az előadások után kialakult kötetlen beszélgetésekben a résztvevők elismeréssel szóltak a TKI tudományos munkatársainak a szimpóziumon tartott előadásáról is, és a két előadót meghívták a franciaországi Központi Megbízhatósági Laboratórium megtekintésére.

Számosan érdeklődtek az 1964 októberében Budapesten tartandó „Megbízhatósági szimpózium" iránt is és a magyar résztvevőkhöz ezzel kapcsolatban is számos kérdést tettek fel. *Kiss István*

Világkiállítás New Yorkban

A Világkiállítás 1964. április 22-én nyitotta meg kapuit New Yorkban és 1965. október 17-ig tart. Mivel közben október 18 és április 21 között téli szünetre bezárják, a nyitvatartás teljes időtartama kerek 360 nap. A pavilonok száma megközelíti a 150-et, s a kiállítók között egyaránt szerepelnek országok, nemzetközi szervezetek és nagyvállalatok.

A kiállítók 5 nagy övezetbe csoportosultak.

Az első övezetben amerikai nagyvállalatok adnak képet az általuk képviselt iparág szerepéről az ország életében, bemutatják jellemző gyártmányaikat és azok felhasználását. Itt van többek között a Bell System, a Du Pont, a Kodak, a General Electric, az IBM, a National Cash Register, a Parker, az RCA pavilonja, hogy csak a legismertebbeket említsük.

A második övezetben 38 ország ad áttekintést fő export cikkeiről, nemzeti művészetéről, az emberek mindennapi életéről. Ezeknek a pavilonoknak legnagyobb része az országra jellemző építészeti stílusban készült és legtöbbjük mellett megtalálható a nemzeti ételkülönlegességet kínáló vendéglő is. A kiállító országok között szerepel pl. Ausztria Belgium, Dánia, Franciaország, Görögország, Guinea, India, Indonézia, Japán, Jordánia, Libanon, Mexikó, Marokkó, Pakisztán, Spanyolország, Svédország, Egyesült Arab Köztársaság stb.

A harmadik övezetben az USA egyes tagállamai állították fel önálló pavilonjaikat.

A negyedik övezetet a nagy közlekedési vállalatok és a közlekedési eszközöket előállító mammut-cégek, mint a Ford, a General Motors stb. foglalják el.

Az ötödik övezet a Világkiállítás „Vidám Park"-ja, ahol a legkülönbözőbb szórakozások várják a látogatókat, különösen a gyerekeket.

A Világkiállítás elsősorban természetesen a nagyközönséghez szól és a technikai újdonságokat népszerű formában mutatja be. Emellett azonban a szakember is sok érdekességet találhat.

A nagy iparvállalatok övezetében a Bell System hatalmas, négy tartóoszlopon nyugvó pavilonja előtt sorba kell állni, oly nagy az érdeklődés. A pavilon felső részén a hírközlés fejlődését mutatják be az ősi tűz- és hangjelektől kezdve a telstarig. A közönség körbenfutó végtelen szalagra erősített kényelmes karosszékekben ülve halad végig ezen a kiállításon, s a szükséges magyarázatot a szék támlájában elhelyezett hangszóróból kapja meg.

Az alsó részen a Bell Systemhez tartozó vállalatok gyártmányait és a gyártás néhány érdekes részletét mutatják be. A kiállított tárgyak között szerepel pl. a beszéd analízisére szolgáló berendezés, mely lehetővé teszi az emberre — az újjlenyomathoz hasonlóan — jellemző „hanglenyomatok" készítését, vagyis egy-egy szó kimondásakor a frekvenciák megoszlásának analízisét, ill. feljegyzését. Működés közben mutatják be a nyomógombos telefonkészülékeket, televíziós telefonberendezéseket, házi telefonközpontokat, főnöktitkári telefonokat és az ún. családi beszélgetésre szolgáló, telefonkagyló helyett beépített mikrofont és hangszórókat tartalmazó telefonfülkéket.

A General Electric cég az elektromos berendezések és eszközök fejlődését mutatja be. A kiállítás fő érdekessége egy működő kísérleti atommagfúziós berendezés: deuterium gázban mágneses tér segítségével néhány milliomod másodpercre 100 atmoszférás nyomást hoznak létre, ami mintegy 100 millió C° hőmérsékletnek felel meg. Ez már elegendő a magfúzió létrejöttéhez, melynek során a vizsgálati térben létrejövő neutronok megszámlálása útján lehetőség van a magfúziók számának kimutatására.

Az IBM pavilonjában többek között bemutatják a gépi fordítást, a gépi olvasást és a legújabb elektromos írógépet.

A gépi fordítás IBM 1460 típusú elektronikus számítógéppel történik. A pavilonban csak a be- és kimenőegységek vannak, a fordítás folyamata New Yorktól 150 km-re, Kingstonban játszódik le és az adatok átvitele telefonvonalon történik. Elektromos írógépen orosz műszaki szöveget írnak le és néhány másodperc múlva megkapják a másik írógépen kiírva az angol szöveget, mely ha nyelvtanilag nem is helyes, mégis kielégítő pontosságú ahhoz, hogy meg lehessen érteni az eredeti szöveg lényegét. A be- és kimenő egységek az 1050-es rendszerhez tartoznak, s 1447-es vezérlőegység kapcsolja őket a tulajdonképpeni fordítást elvégző 1460-as számítógéphez és a két mágnesszalagos egységhez. A tulajdonképpeni „szótár" fotoelektromos elven működik és 8 millió jelet tárol. Műanyagból készült lemez, melyen koncentrikus körökön egymás mellett helyezkednek el az angol és orosz szavak fekete-fehér négyzetekből álló kódjelei. Ezen megoldás előnye, hogy a lemez egyetlen körülfordulása alatt megtalálható a keresett szó.

A másik IBM érdekesség a 9X09 jelű olvasóberendezés. Az IBM már eddig is gyártott írógéppel írott szöveg olvasására alkalmas berendezést, de az új típus ennél is többet tud: felismeri a kézírásos (szabványos alakú) számokat és közvetlenül a számítógép bemeneteként használható.

Az új elektromos írógépekre jellemző, hogy nem a kocsi mozog a papírral, hanem a betűket egy forgóhengeren helyezték el, s a betűhenger ugrik minden leütés után egy hellyel tovább.

Az RCA pavilonját a színes televízió népszerűsítésének szenteli. Üzem közben mutatják be a színes televízió-stúdiót, mely a kiállítás tartama alatt bekapcsolódik a rendszeres színes televízióadásba. A felvételek szünetében a TR 22 típusú mágneses képrögzítő berendezésekről kapják a bemutatásra szánt színes televízió képanyagot. A Világkiállítás területén 250 színes vevőkészüléket helyeztek el és időnként rövid helyszíni közvetítéseket adnak az egyes pavilonokból.

A Westinghouse Electric cég nem saját gyártmányait állította ki, hanem speciális, rendkívül korrózióálló anyagból tartályt készített, melybe belehelyezték a mai életre legjellemzőbbnek tartott használati tárgyak egy-egy példányát vagy modelljét, s ezt a tartályt a kiállítás bezárásakor a földbe süllyesztik emlékül a későbbi korok embereinek.

A nemzetek pavilonjai között műszaki szempontból elsősorban a japán pavilon nyújtott sok érdekességet.

A Toshiba cég bemutatta az új képfelvevő-tároló csövet, mely a felvett képet a tárolórácson elektromos kép formájában megőrzi és 30 percen keresztül folyamatosan reprodukálni képes.

Az ún. hideg fényű Toshiba fényforrás lényegében véve közönséges nagy fényerejű ízzólámpa. Az ízzószál elé azonban árnyékoló, tükröző lemezt helyeztek el, mely a fény és hő közvetlen kijutását megakadályozza. A sugarak a lemezről visszaverődve közvetlenül a fókuszáló tükörre esnek, mely a fénysugarakat párhuzamos nyaláb formájában visszaveri, de az infravörös sugarakat elnyeli, s nem engedi a megvilágított felületre kijutni.

A Mitshubishi cég igen kicsi hordozható televízió vevőkészőléket állított ki, mely 26 tranzisztorral, 20 diódával, 1 termisztorral, 2 varisztorral és 1 csővel működik, hangteljesítménye 200 mW, súlya 2,6 kg.

A Delmonico cég ugyancsak hordozható, kisebb és nagyobb méretű televízió vevőkészülékeket, sztereofonikus lemezjátszó és magnetofon berendezéseket állított ki.

A Nyppon Electric cég elektronikus számítógépet, ipari TV kamerát mutat be és hírt ad arról, hogy elkészítette Japán legnagyobb parabolikus antennáját, mely a mesterséges holdak útján történő hírközlés célját szolgálja.

Érdemes még megemlíteni a svéd pavilont, ahol az Ericsson cég vivőhullámú telefonberendezést és rendkívül gyors működésű crossbar telefonközpontot mutat be. Az Ericovox teljesen tranzisztorizált, hangszórós telefonkészüléket állított ki.

Az USA pavilonban az Amerikai Dokumentációs Szövetség mintadokumentációs központot állított fel, ahol Univac 490 típusú számítógép segítségével válaszolják meg az érdeklődők szakirodalomra vonatkozó kérdéseit.

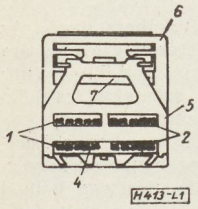
Vásárhelyi Pál

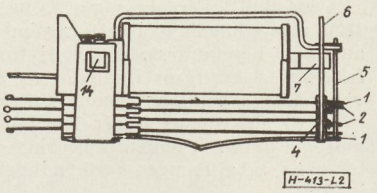
SZABADALMI SZEMLE

Összeállította: LÉNÁRD LÁSZLÓ

Sokrugós, elektromágneses jelfogó

Bejelentette a BUDAVOX, Budapesti Híradástechnikai Vállalat, 1961. december 22-én (151 253; 21 a^3 16—80).
Feltaláló: *Orbán Sándor* mérnök



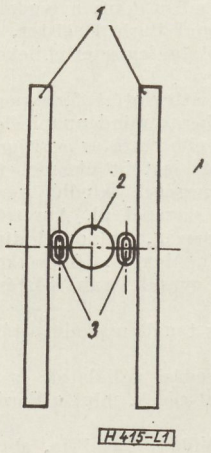


1. és 2. ábra

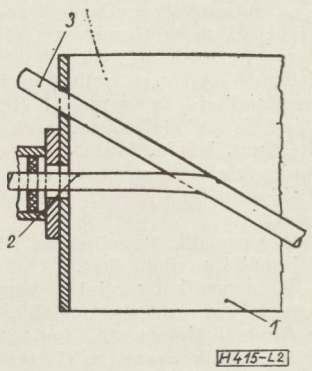
A jelfogós kapcsolású telefonközpontok fejlesztése az eddigi típusoknál nagyobb rugókapacitású jelfogókat igényel. Az ismert sokrugós jelfogók közös hátránya, hogy a felmerülő kapcsolási kombinációk iránti igényt a nagy rugószám ellenére sem tudják kielégíteni, és nem biztosítják a jó tömeggyárthatóság lehetőségét és a helyszükséglet megfelelő csökkentését. A találmány szerinti jelfogó ezen a téren jelent előrehaladást: szerkezetileg egyszerű, kevés számú alkatrésszel a különféle kapcsolási kombinációk létesítéséhez nagyfokú rugalmasságot biztosít. A rugórendszer azonos vastagságú álló (*1*) és mozgó (*2*) drótrugósorból áll, ahol az álló sorban két rugó vesz részt egy áramkör kapcsolásában Az összeszerelt jelfogóban az álló és mozgó rugókat terelő szigetelőfésűk (*4*) egy háromszárú fémkártyára (*6*) vannak felfűzve, és így a fémkártyára, illetve egymásra támaszkodnak. A fémkártya a vasmag (*7*) hornyába van befűzve, és megfelelően kiképzett két bütykön támaszkodik a vasmag hátoldalára. Az állórugókat mozgató szigetelő kártya (*5*) és a terelőfésűk (*4*) az érintkezőkkel egymagasságban vannak (1. és 2. ábra).

Szélessávú, mikrohullámú zajgenerátor

Bejelentette a Távközlési Kutató Intézet, Budapest, 1962. július 27-én (151 229; 21 a^4 1—13).
Feltalálók: *Gál János* és *Komjáthy József* vill. mérnökök.



1. ábra



2. ábra

Mikrohullámú összeköttetésekben a zaj mérésére leginkább zajgenerátort használnak. A találmány szerinti transzformált koaxiális tápvonalból kialakított zajgenerátor kiküszöböli az eddigi, gázkisüléses csővel kialakított zajgenerátorok illesztési problémáit. A transzformált koaxiális tápvonal a két síklemez-vezetőből (*1*) és a kör keresztmetszetű vezetőből (*2*) áll. A találmány értelmében az *1* és *2* vezetők közé egy-egy elliptikus keresztmetszetű 3 kisüléses csövet (*3*) helyeznek, melyeknek tengelye párhuzamos a *2* vezetőével. A zajgenerátort oly módon illesztik a vizsgálandó berendezéshez, hogy a *2* vezetőt ívben meghajlítják (1. és 2. ábra).

HÍREK

Összeállította: CSERTEG ISTVÁN

A Beloiannisz Híradástechnikai Gyár a Budapesti Nemzetközi Vásáron

A BHG három figyelemre méltó termékkel jelent meg az idei Nemzetközi Vásáron. Az egyik a falutípusú 10—40 vonalas automata központ, a másik a CA-41 típusú crossbar automata alközpont és a harmadik a 3/20 vonalas elektronikus vezérlésű rurál központ.

Mindhárom kiállított termék nagy érdeklődést keltett a hazai és a külföldi szakkörökben.

A falutípusú automata központ kis vonalszámú főközpont, amely igen jó kiegészítő egysége egy országos hálózatnak. Tervezésénél főszempont volt az, hogy a berendezés felügyeletlen üzemre legyen alkalmas, valamint az, hogy az áramfogyasztása a lehető legkisebb legyen. Ezt úgy érték el, hogy a szükséges helyeken úgynevezett tapadó típusú jelfogókat alkalmaztak, amelyek gerjesztő impulzus hatására meghúznak, majd gerjesztés nélkül tartásban maradnak. Bontásuk ellengerjesztő impulzussal történik. Tekintettel arra, hogy az egész központban minden kapcsolási műveletet csak jelfogók végeznek, a jól beállított áramkörök valóban messzemenőleg biztosítják a felügyelet nélküli üzemet.

A berendezés 10, 20 és 40 vonalas kiépítésben készült, és megfelelő csatlakozó szerelvény, illetőleg áramkör közbeiktatásával a legkülönfélébb főközpont típusokkal működtethető együtt.

A konstrukciónál nagy figyelmet szenteltek annak, hogy a berendezés nagy sorozat gyártására legyen alkalmas.

A másik igen korszerű berendezés a CA-41 típusú crossbar rendszerű alközpont. A berendezés 40 vagy 80 mellékállomás forgalmának lebonyolítását biztosítja, és maximálisan 8, 10 fővonallal építhető meg. Ez a típus szervesen illeszkedik a már kifejlesztett, illetőleg fejlesztés alatt álló alközpont családba. Az alközpont kapcsológépe a hazai fejlesztésű crossbar rendszerű gép. Az áramkörök az igen megbízható „S" típusú jelfogókkal készültek. A berendezés elektromechanikai vezérlésű. A hang- és csengetőáramot előállító áramkör elektronikus. Szolgáltatásaiban mindent nyújt, amit általában a jelenleg külföldön forgalomba hozott korszerű alközpontok nyújtanak.

A bejövő hívások szétosztására az igen tetszetős külsejű, úgynevezett zongorabillentyűs kezelői készülék szolgál.

A központ konstrukciós munkájánál sok vita folyt, hogy a berendezés mechanikai elrendezése milyen legyen. A központ elhelyezhető lett volna egy magasabb szekrényben, mely kétoldalas kiépítésű. Ilyen megoldású berendezés a piacon több vállalat részéről is forgalomban van. De mivel egy ilyen felépítésű központ, csak a faltól távol (teremközépen) helyezhető

el, végül is arra az elhatározásra jutottak a konstruktőrök, hogy a kedvezőbb helykihasználás érdekében inkább több szekrényben falhoz állítható kivitelben építik meg a gépet, olyan szekrénymagassággal, hogy a legfelül elhelyezett áramkörök is segédeszköz igénybevétele nélkül elérhetők legyenek.

E központtípusból három példány már hosszabb ideje üzemben van Budapesten, és a tapasztalatok igen kedvezőek. Az üzembiztonságot nemcsak az biztosítja, hogy stabil „S" típusú jelfogók és ugyancsak megbízható crossbar gépek végzik a kapcsolást, hanem az is, hogy olyan szekrényekben helyezték el ezeket a szerelvényeket, amelyek biztosítják a pormentességet.

Érdekessége még a központnak, hogy a helyszíni szerelés könnyítése érdekében az összes kimenőpont a szekrény felső részében elhelyezett forrcsúcssávon van, ahonnan a kapcsolókábellel történő szekrényközi átkötés egyszerű módon történhet meg. Ez a forrcsúcsrendszer alkalmas arra is, hogy az átkötések az úgynevezett forrasztás nélküli eljárással készüljenek. A próbaüzemben levő egyik berendezésen vizsgálat céljából ilyen átkötést alkalmaztak.

A 3/20 vonalas rural végközpont keltette a legnagyobb feltűnést a vásáron. Ennek oka az, hogy ez a berendezés tartalmazta a legtöbb újdonságot és lehet mondani, hogy világviszonylatban is úttörő műszaki megoldások találhatók rajta. A központ kapacitása 20 szóló vonal (vagy 10 szóló és 20 ikerállomás). Kétirányú trunkökön csatlakozik a szektor, illetőleg gócközponthoz. Ez utóbbi lehet 7DU típusú Rotary főközpont is. A trunkök száma 3. A trunkök lehetnek: kéthuzalos fémes összeköttetések pupinozva vagy anélkül, valamint kéthuzalosan végződtetett vivőfrekvenciás csatornák. A központ forgalomáteresztő képessége szólóállomásokra 1,8 ÁFOH, ikervonalra 1,2 ÁFOH. A központ a kapcsolásokat egy crossbar kapcsológéppel bonyolítja le. Áramkörei a legújabban kifejlesztett huzalrugós jelfogókkal épültek. A központ vezérlése elektronikus. Az elektronikus áramkörök nyomtatott huzalozású paneleken vannak elhelyezve, amelyek sokpólusú csatlakozókon keresztül kapcsolódnak a elrendezéshez. A berendezés jól átgondolt konstrukcióját, valamint a benne alkalmazott korszerű elvi megoldásokat a Budapesti Nemzetközi Vásár zsürije a BNV díjával honorálta.

*

Az 1964. évi Budapesti Nemzetközi Vásáron a Híradástechnika KTSZ *ipari televízió-lánca* elnyerte a Vasár Nagydíját. A TV-lánc alkalmazható oktatási célokra, forgalom irányítására, stúdiók ellenőrzésére és számos más területen. A berendezést felhasználták már a Madách Színház előcsarnokában, ahol a későnjövők számára közvetítették az előadást. A moszkvai Metro egyik állomásán viszont forgalomellenőrzés céljából helyeztek el nyolc kamerát.

*

Megjelent a Terra kiadásában a Műszaki Értelmező Szótár **Híradástechnika** című kötete. Mintegy 5000 szakkifejezés rövid magyarazatát, valamint angol, német és orosz megfelelőjét tartalmazza a *Barta István* és *Kozma László* professzorok szerkesztésében megjelent könyv, ami nagy lépést jelent előre az egységes magyar műszaki terminológia megteremtésében, és megkönnyíti a fordítói munkát is. Sajnálatos, hogy mindössze 1200 példányban jelent meg.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.376.5

Dr. Ács E.:

Hírközlési eljárások címet és tartalmat, valamint csak címet hordozó kódokkal

HÍRADÁSTECHNIKA XV. (1964.) 8. sz.

Több előfizető közötti hírközlésnél a csatornán az üzenet rendeltetési helyére (más szóval címére), valamint az üzenet tartalmára vonatkozó információ átvitelére van szükség. A klasszikus impulzus-kódmoduláció esetén a címet a kódszavak időbeli helyzetével (sorszámával), a tartalmat pedig magukkal a kódszavakkal viszik át. Lehetséges azonban, hogy — a számítógép-technikában használt eljáráshoz hasonlóan — mind a címet, mind a tartalmat a kódszavak hordozzák. További lehetőséget a klasszikus impulzus-kódmoduláció fordítottja nyújt: az az eljárás, melynél a kódszavak helyzete viszi a tartalmat, maga a kódszó pedig a címet. A tanulmány a két utóbbi eljárással — nevezetesen a címet és a tartalmat, valamint a csak a címet hordozó kódok hírközlésre való felhsználásával foglalkozik.
A szerző áttekintést nyújt az alapelvekről, rámutat az átviteli hibák kiküszöbölési lehetőségeire és a vizsgált eljárások esetén kézenfekvő sávszűkítési módszerekre. A függelék a beszédút-felépítés tömbvázlatát, a címet és tartalmat hordozó kódok példáján ismerteti.

ETO 621.372.54:534.284

Dr. Szakács Gy.—Gaál L.—Németh J.:

Mechanikus szűrők

HÍRADÁSTECHNIKA XV. (1964.) 0,8. sz.
A szerzők rövid áttekintést adnak a mechanikus szűrőkről. Ismertetik az ilyen szűrők típusait és alapanyagait. Ezután beszámolnak a hazai fejlesztés jelenlegi helyzetéről és végül bemutatják az egyoldalsávos alkalmazási célra előállított szűrő karakterisztikáját, kiviteli formáját és jellemző adatait.

ETO 621.372.542.2

Boglár Gy.:

Keskenysávú hatványszűrők méretezése

HÍRADÁSTECHNIKA XV. (1964.) 8. sz.

A szerző a csatolt rezgőkörökből felépített keskenysávú hatványszűrő láncok tervezését ismerteti. Az ismert elsőfokú közelítő képleteken kívül a pontosabb képleteket is megadja. Az ismertetett módszer alapgondolata az, hogy a hatványszűrő láncot azonos hullámellenállású különböző sávszélességű hullámszűrő féltagokra bontja. A cikk táblázatokat és számpéldát is tartalmaz.

Обобщения

ДК 621.376.5

Др Э. Ач:

Методы связи с использованием кодов, несущих адрес и содержание или адрес только

HIRADÁSTECHNIK (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964) № 8

В случае связи между несколькими абонентами по каналу должны передаваться информации, относящиеся к месту назначения (т. е. к адресу) и к содержанию сообщения. При обычной кодо-импульсной модуляции адрес передается через временное положение (порядок) кодовых слов, и содержание через самые кодовые слова. Возможно, однако, чтобы — подобно как в технике ЭВМ — кодовые слова носили как адрес, так и содержание.
Дальнейшая возможность обеспечивается обращением обычной кодоимпульсной модуляции, когда содержание носится положением кодовых слов, и адрес кодовым словом. В работе рассматриваются последние две методы т. е. использования для связи кодов, несущих адрес и содержание или адрес только.
Дается обзор основных принципов. Указывается на возможности устранения ошибок передачи и на методы сжатия полосы частот, присущие рассматриваемым методам. В приложении рассматривается блочная схема построения канала речи, на примере кодов, несущих адрес и содержание.

ДК 621.372.54:534.284

Др Д. Сакач—Л. Гал—Й. Немет:

Механические фильтры

HIRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964) №. 8

Дан краткий обзор о механических фильтрах. Показаны типы и основные материалы таких фильтров. Дальше дан отчёт о положении развития во Венгрии и наконец показаны ыхарактеристики, осуществление и параметры таких фильтров применяемых в однополосной технике.

ДК 621.372.542.2

Д. Боглар:

Проектирование узкополосных фильтров по ступеням

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964) № 8

Описано проектирование цепей узкополосных фильтров по ступеням содержащих связанные контуры Кроме известной формулы с приближением первого порядка даны также точные формулы. Основным принципом описанного метода является разделение цепи фильтра по ступеням в полузвена разной полосы пропускания, имеющие одинаковые волновые сопротивления. Даны таблицы и цифровые примеры.

Zusammenfassungen

DK 621.376.5

Dr. E. Ács:

Verfahren der Nachrichtenübertragung mit Hilfe von Koden, die Adresse und Inhalt oder nur Adresse tragen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) Nr 8.

Bei der Nachrichtenübertragung unter mehreren Teilnehmern sollen im Kanal Informationen über den Bestimmungsort (d. h. über die Adresse) sowie über den Inhalt der Nachricht übertragen werden. Bei dem klassischen PCM-Verfahren wird die Adresse durch die Zeitlage (Nummer) der Kodeworte, der Inhalt aber durch die Kodeworte selbst übertragen. Es ist jedoch möglich, dass — ähnlich wie bei dem in der Rechenmaschinentechnik verwendeten Verfahren — sowohl die Adresse, wie auch der Inhalt von den Kodeworten getragen werden.
Eine weitere Möglichkeit wird vom Umgekehrten des klassischen PCM-Verfahrens gegeben, nämlich vom Verfahren, bei dem der Inhalt von der Lage der Kodeworte, die Adresse aber vom Kodewort selbst übertragen wird. Die Arbeit befasst sich nur mit den letzten beiden Verfahren, d. h. mit der Verwendung für Nachrichtenübertragung von Koden, welche Adresse und Inhalt oder nur Adresse tragen.

Es wird eine Übersicht der Grundsätze gegeben, ferner auf die Möglichkeiten der Enthebung von Übertragungsfehlern und auf die bei den erörterten Verfahren zur Hand stehenden Methoden der Bandverringerung hingewiesen. Im Anhang wird das Blockschaltbild des Aufbaues des Sprechweges an einem Beispiel der die Adresse und den Inhalt tragenden Koden veranschaulicht.

DK 621.372.54:534.284

Dr. Gy. Szakács—L. Gaál—J. Németh:

Mechanische Filter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) Nr. 8

Die Verfasser geben einen kurzen Überblick über den mechanischen Filtern. Sie erörtern derer Type und Grundstoffe. Geben einen Bericht über der jetztigen Lage der ungarischen Entwicklung und präsentieren die Charakteristik der Filter, die zur Einseitenbandanwendung hergestellt wurden, dessen Ausführungsform und charakteristische Angaben.

DK 621.372.542.2

Gy. Boglár:

Dimensionierung der Schmalband-Potenzfilter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) Nr 8.

Der Verfasser erörtert die Bemessung der aus gekoppelten Schwingungskreisen aufgebauten Schmalbandpotenzfilterketten. Ausser den bekannten Näherungsformeln ersten Grades gibt er auch die genaueren Formeln. Die Grundlage der erörterten Methode ist die Zerlegung der Potenzfilterkette in Halbgliedern von gleichem Wellenwiderstand und verschiedener Bandbreite. Ferner enthält der Artikel Tabellen und Zahlenbeispiele.

Summaries

UDC 621.376.5

Dr. E. Ács:

Communication Methods Using Codes Carrying Address and Content or Address Only

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) No 8.
In the case of communication among several subscribers through a common channel informations concerning the destination (address) and content of the message must be transmitted. In the classical PCM the address is transmitted by the time position (serial number) of the codewords, and the content by the codewords themselves. However, it is possible that — similarly to the method used in the computer technique—both address and content are carried by the codewords.

A further possibility is given by the reverse of the classical PCM by transmitting the content by the position of the codewords and the address by the codeword itself. The paper deals with thes last two methods, i.e. with the use for communication of the codes carrying address and content or address only.

A review of the fundamental principles is given and possibilities of eliminating transmission errors as well as means of band compression offered in the case of the studied methods are dealt with. In the appendix the block diagram of the speech channel is illustrated by the examples of codes carrying address and content.

UDC 621.372.54:534.284

Dr. Gy. Szakács—L. Gaál—J. Németh:

Mechanical Filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) No 8.

The authors give a short review of the mechanical filters. Present these filter types and their basic materials. Give an information of the present situation of Hungarian development, the characteristic of the filter produced for single side-band application, its form and characterizing data.

UDC 621.372.542.2

Gy. Boglár:

Design of Narrow Band Power Term Filter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 8.
The anthor presents the calculation ef power term filter consisting of coupled tuned circuits. Besides the well known first-order approximation formulae he gives the more accurate formulae, too. The basic idea of the presented method is, that the filter link is split up to wave filter half sections of different band width with the same characteristic impedance. Tables and numerical examples are given in the article.

Resumés

CDU 621.376.5

Dr. E. Ács:

Procédés de télécommunication en rapport avec des codes portant l'adresse et le contenu, ou l'adresse seule

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) No 8.

Pour réaliser une télécommunication entre plusieurs abonnés, informations concernant le lieu de destination du message (c. a. d. l'adresse) et son contenu doivent être transmises. En cas d'une modulation classique par impulsions codées l'adresse est transmise par la position de temps (nombre d'ordre) des paroles de code, le contenu par les paroles de code mêmes Il est cependant possible, que l'adresse ainsi que la contenu, sont portés par les paroles de code, par analogie au procédé usilisé dans la technique des machines à calcules.

Une autre possibilité est offerte par la méthode réciproque de la modulation par impulsions codées classique: le procédé où le contenu, est porté par la position des paroles de code et l'adresse par les paroles de code mêmes. Cette étude traite les deux derniers procédés — notamment l'application des codes portant l'adresse et le contenu, respectivement l'adresse seule pour la télécommunication.

L'auteur donne un résumé des principes fondamentaux, il montre les possibilités de l'élimination des défaillances de transmission et les moyens de compression de bande s'imposant en cas des procédés examinés. L'appendice expose á l'aide de l'exemple des codes portant l'adresse et le contenu, le schéma de la réalisation de la voie de parole.

CDU 621.372.54:534.284

Dr. Gy. Szakács—L. Gaál—J. Németh:

Filtres mécaniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964.) No 8.
Les auteurs donnent un bref aperçu sur les filtres méchaniques. Ils font connaître leurs types at leurs matières de base. Ils donnent un compte rendu de la situation présente du développement hongroise et présentent des caractéristiques des filtres produits à l'application d'une bande latériale unique, sa construction et ces données charactéristiques.

CDU 621.372.542.2

G. Boglár:

Projet des filtres à fonction de puissance pour bandes étroites

HÍRADÁSSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 8.

L'auteur expose le projet des chaines de filtre à fonction de puissance comprenant des circuits couplés. Il donne, en plus des formules connues à approximation de premier ordre, aussi les formules plus précises. Le principe fondamental de la méthode exposée est la décomposition de la chaîne de filtre en sections ayant des impédances caractéristiques identiques et largeurs de bande différantes. L'article cont t des tableaux et un exemple numérique.

TRAFO KTSZ

TRANSZFORMÁTOR KTSZ.

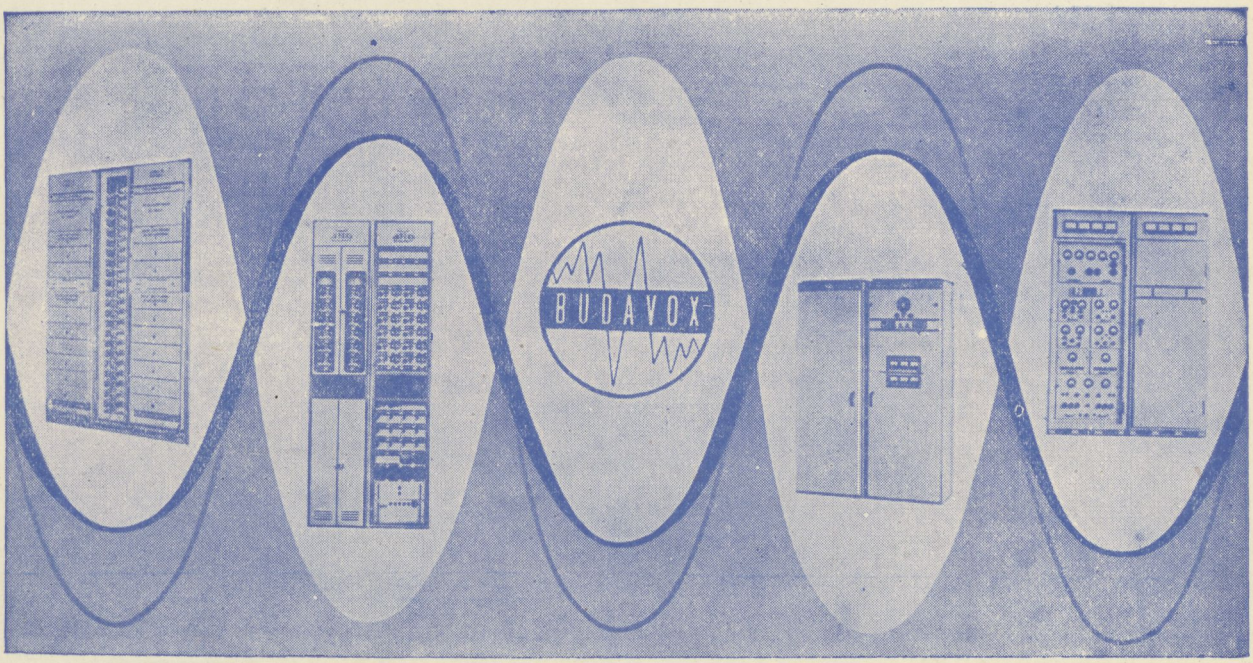
Budapest, VII., Nefelejts utca 39. Telefon: 428-969, 228-401

Nagyfeszültségű készülékek:
anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyorsszabályozók:
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyorsszabályozók

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

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



CB és LB készülékek.
Automata telefonközpontok. Átviteltechnikai berendezések.
Ismétlő állomások

Átviteltechnikai mérőműszerek. Nagyfrevenciájú generátorok
Hordozható adó-vevő berendezések.
Többcsatornás mikrohullámú berendezések

BUDAVOX

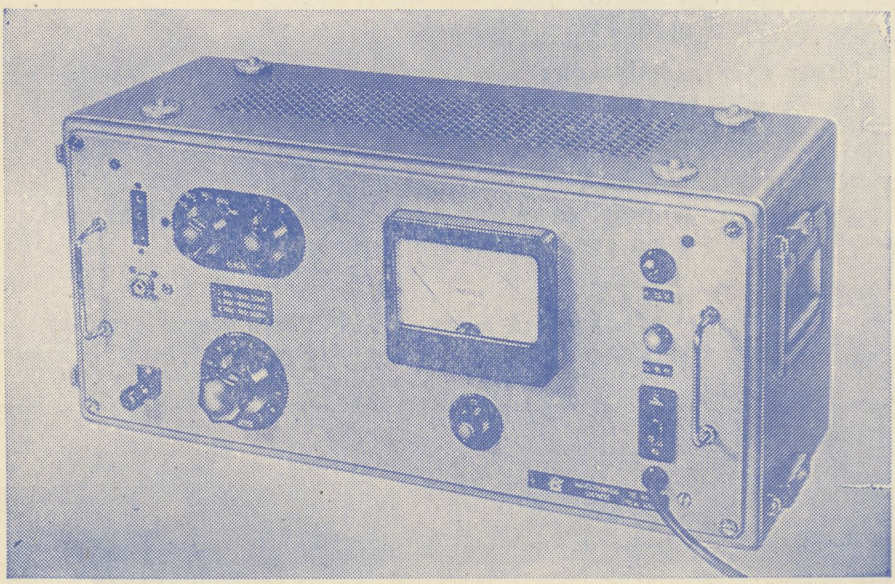
BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT

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

A lap példányonkénti eladási ára: 4,— Ft

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

A korszerű távbeszélőtechnika minden területén előnyösen használható. Vivőfrekvenciás berendezések, sokcsatornás láncok fejlesztésénél, üzembehelyezésénél, karbantartásánál nélkülözhetetlen eszköz.
Széles frekvenciasávban (30 Hz—1 MHz) nagy érzékenységgel rendelkezik (—10 N). Jól használható hídméréseknél, mint indikátor. Szimmetrikus illesztett és aszimmetrikus nagy impedanciájú bemenetei a műszer sokoldalú felhasználását teszik lehetővé



Műszaki adatok:

FREKVENCIA TARTOMÁNY:	30 Hz — 1 MHz
SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY:	—10 N — +2,1 N
BEMENŐ IMPEDANCIÁK:	
I. Szimmetrikus	30 Hz — 20 kHz > 20 kΩ
II. Szimmetrikus	3 kHz — 600 kHz > 3,5 kΩ
III. Aszimmetrikus	30 Hz — 1 MHz > 500 kΩ ‖ < 50 pF
SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:	
Kapcsolható lezárások	75 — 135 — 150 — 600 Ω
ALKALMAZOTT CSÖVEK:	5 db 18 042, E83F. PL 81, 85A2.

GÁYRTJA:

ELEKTRONIKA

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

Elektronika KTS BUDAPEST