

Bevezető

A Magyar Híradástechnika ezen számát a VK12 típusú 12-csatornás vivőáramú távbeszélő-rendszer ismertetésére fordítjuk. Ez az első sokcsatornás távbeszélőrendszer, melyet hazánkban fejlesztettek ki és melynek első példányát most helyezik üzembe. Ennek az eseménynek a műszaki és gazdasági jelentősége egyaránt nagy.

Az új berendezéssel egyetlen négyhuzalos áramkörön tizenkét egyidejű távbeszélő összeköttetés létesítése válik lehetővé. Ha ugyanezt a forgalmat hangfrekvenciás rendszerekkel akarjuk megoldani, akkor, a fantom áramköröket is kihasználva, 8 érnégyesre van szükség, ami azt jelenti, hogy 32 érből álló kábelt kell lefektetni, 0,9 mm ératmérővel és a szokásos pupinozással. Ez km-enként 185 kg vörösréz huzal felhasználását jelenti. A 12-csatornás rendszer működtetéséhez összesen 4 érre van szükség, melyek átmérője 1,2 mm, pupinozás nélkül. E 4 ér súlya km-enként 40,3 kg, azaz a vörösréz megtakarítás km-enként kb. 145 kg. Egy 200 km hosszú összeköttetés esetén a megtakarítás közel 3 vagont tesz ki. Talán még jellemzőbbek a számok, ha a rézfogyasztást csatornakm-enként számoljuk: a négyhuzalos hangfrekvenciás rendszer rézszükséglete csatornakm-enként 15,4 kg, a 12-csatornás rendszeré 3,36 kg. Még nagyobb azonban az új berendezés gazdasági jelentősége, ha meggondoljuk, hogy ez csak az első lépés a 60-csatornás rendszer kidolgozása felé, melynek csatornánkénti rézfogyasztása csupán 0,67 kg/km lesz. További anyagg megtakarítást eredményez, ha a sokcsatornás kábel fantom áramköreit egyéb hírközlés, például zeneközvetítés céljára kihasználjuk, mivel az ilyen összeköttetések létesítése vörösréz fogyasztással már nem jár. Az új rendszer, különösen annak továbbfejlesztett, 60-csatornás kivitele lehetővé fogja tenni, hogy nagy ipari és mezőgazdasági gócpontjaink között az állandóan növekvő hírközlő igényeket gazdaságos úton elégíthessük ki.

Nem kisebb az új rendszer jelentősége műszaki szempontból, híradástechnikai iparunk fejlődésének a szempontjából sem. Köztudomású, hogy a háború előtt átviteltechnikai fejlesztés hazánkban alig volt és iparunk túlnyomórészt külföldön fejlesztett berendezéseket gyártott. A háború alatt még a külföldi eredmények átvétele is szünetelt. A fordulatot, mint sok minden másban, ebben is a felszabadulás hozta meg, amikor a magyar átviteltechnika is a maga lábára állt. A romok eltakarítása és az újjáépítés sok esztendő telt igénybe, de az új magyar távkábelhálózatot már nemcsak magyar munkások készítették, hanem magyar mérnökök tervezték is. A híradástechnikai és ezen belül az átviteltechnikai oktatásbevezetése a középfokú és az egyetemi oktatásba új szakembereket nevelt és ezzel lehetővé vált, hogy gyárainkban kifejezetten fejlesztéssel foglalkozó csoportok alakuljanak. A 12-csatornás kábeles rendszer létrehozása is bebizonyította, hogy a nagy befektetés nem volt hiábavaló: átviteltechnikusaink rövid idő alatt olyan berendezést fejlesztettek ki, amely világviszonylatban is megállja a helyét, mivel minősége a nemzetközileg elfogadott mértéket felülmúlja. A fejlesztőknek igen sok nehéz műszaki feladatot kellett megoldaniuk, többek között a kristályok és kristálysűrűk tervezésének és gyártásának a problémáit, sok új megbízható és korszerű alkatrészt kellett kifejlesztetniük, új konstrukciós elveket kellett bevezetniük. A berendezés elkészítésével átviteltechnikai iparunk is bebizonyította életrevalóságát és az új berendezés külföldön is emelni fogja híradástechnikai iparunk tekintélyét.

A berendezést ismertető cikkeket a fejlesztők írták, ezért felesleges itt az egyes neveket külön kiemelni. De meg kell külön emlékeznünk azokról az ezúttal névtelen hősookról, akik a sok nehéz részletkérdés megoldásában segítettek és azokról a fizikai dolgozókról, akik lelkes munkájukkal a sikerhez hozzájárultak.

Izsák Miklós

Sokesatornás vivőáramú rendszerek

EGYEDY ANDOR

A beszéd és a zene a 16 Hz-től 20 000 Hz-ig terjedő hallható frekvenciatartományban fekszik. Zeneátvitelnél lehetőleg minden jelentkező frekvencia átviendő, míg kielégítő beszédátvitelhez csupán egy viszonylag keskeny frekvenciasáv átvitele elégséges. Tehát míg a jó minőségű zeneátvitel céljaira 50—10 000 Hz, sőt újabban 15 000 Hz-ig terjedő frekvenciatartomány átvitelét tartjuk kívánatosnak, beszédnél megelégszünk 300—2500 Hz átvitelével. Igen jó minőségű beszédátvitelhez a 300—3400 Hz-ig terjedő frekvenciasáv átvitele szokásos.

A vezetékes híradástechnikában használatos légvezetékeken és kábeleken a fentemlített frekvenciasávoknál lényegesen szélesebb frekvenciatartomány átvitele lehetséges. Önként kínálkozott tehát a lehetőség, hogy ezeknek a vezetékeknek rendelkezésre álló szélesebb frekvenciatartományát több híranyag egyidejű átvitelére használják fel. Ezt a feladatot a modern vivőáramú technika maradéktalanul megoldotta. A rendelkezésre álló frekvenciatartomány színes fémekből készült légvezetékek esetén 0—150 kHz. A hasznosítható frekvenciák felső határát itt az áthallásként zavaró rádióhírszóróadók legkisebb frekvenciája szabja meg.

Kábeleknél a felhasználható frekvenciatartomány a kábel fajtájától függ. Ezek kialakulása viszont egy hosszabb fejlődési folyamat eredménye. A távkábelhálózat kezdeti fejlődésének időszakában, a két világháború között, az erősítőtechnika még fejletlen volt és távkábelhálózatok létesítésénél a legfőbb szempont a kábel csillapításának a lehető legkisebb mértékre való leszorítása volt. A kábel csillapításának csökkentése a leggazdaságosabban pupincsevék beiktatásával vált lehetővé. A pupincsevék alkalmazása nagy mértékben csökkentette a kábel csillapítását, de a nyert előnnyel szemben számolni kellett azokkal a hátrányokkal, amelyek az átviteli sáv beszűkülésében és a jelátvitel sebességének csökkenésében jelentkeztek. Az átvitelnél a pupinozott kábel csillapításkarakteristikájában egy ú. n. határfrekvenciát találunk, mely alatt a kábel csillapítása kicsiny, míg e felett a csillapítás ugrásszerűen nő. A nagy induktivitású pupincsevékkel terhelt ú. n. nehéz terhelésű kábeleken 100 km hatótávolságot is el lehet érni, de az átvitt frekvenciasáv felső határa mindössze 2000, esetleg 2500 Hz. Az ilyen nehéz terhelésű kábel főleg belföldi távbeszélő forgalomra voltak alkalmasak, ahol az érthetőség korlátozott volta az egy anyanyelvűek beszélgetésénél nem okozott számottevő nehézséget. A kis távolságok miatt a kis jelterjedési sebesség sem okozott zavart.

Az egyre inkább fejlődő nemzetközi forgalom nagy távolságú összeköttetések megépítését tette szükségessé. Az idegen anyanyelvű érintkezéshez

pedig szélesebb frekvenciasáv átvitelét kell biztosítani. Ma egy jóminőségű nemzetközi összeköttetésnél a 300—3400 Hz-ig terjedő frekvenciasáv átvitelét írjuk elő. Ugyanacsak gondoskodni kellett az átviteli sebesség növeléséről is, mert hosszú, több ezer kilométeres összeköttetéseknel a pupinozott kábel alacsony jelátviteli sebessége szintén zavart okoz. A fejlődés irányát tehát ezek a követelmények szabták meg és ennek eredményeképpen a modern távkábel már kisebb terhelésűek, következőképpen határfrekvenciájuk és jelátviteli sebességük nagyobb. A megnövekedett határfrekvencia egyben lehetővé tette, hogy a kábeleket többszörösen kihasználják. A többszörös kihasználás az időközben kifejlődött vivőáramú technika segítségével valósult meg.

Igaz ugyan, hogy a terhelés csökkentésével a kábel csillapítása megnövekedett, de a fejlődő erősítő technika a megnövekedett csillapítás ki egyenlítését könnyen és gazdaságosan el tudja végezni.

A világszerte jelentkező színesfémhiány még inkább szükségessé tette, hogy minél kevesebb színesfém (vörösréz, alumíniumot, ólmot) használjunk fel. Ez olyan módon vált lehetővé, hogy a kábel pupincsevékkel való terhelését teljesen elhagyták és úgynevezett terheletlen kábeleket alkalmaztak. Ezeknek a kábelnek nincs határfrekvenciájuk és a rendelkezésre álló széles frekvenciasávon igen sok híranyagot lehet egyidejűleg átvinni.

E kábel csillagnégyes sodrással készülnek. Az érpárok között fellépő kapacitás miatt a kábel csillapítása növekvő frekvenciával egyre nő úgy, hogy nagyobb frekvenciák átvitelénél a beiktatott erősítők számának növelése szükséges. Az átvihető frekvenciák felső határát a gazdaságosság szabja meg. Papírszigetelésű kábeleknél a gazdaságossági határ kb. 300 kHz. Ennél a frekvenciánál a kábel csillapítása 15—20 km-ként elhelyezett erősítőkkel kompenzálható. A rendelkezésre álló frekvenciatartomány már 60 egyidejű beszédcsatorna átvitelére nyújt lehetőséget.

A modern, műanyag-szigetelésű kábelakkal gazdaságosan megvalósítható összeköttetések frekvenciájának felső határa 500 kHz értékre növekedett. Anélkül, hogy az erősítők számát növelni kellene, ebben a frekvenciatartományban már 120 beszédcsatorna elhelyezésére nyílik lehetőség.

A frekvenciatartomány további növelése érpárosodású kábelakkal (szimmetrikus kábel) már nem valósítható meg gazdaságosan, erre a célra a koaxiális kábeltípus alkalmas, melyen több MHz-s frekvenciák átvitele is megoldható, tehát alkalmas televíziós jelek átvitele mellett még több száz beszédcsatorna egyidejű átvitelére.

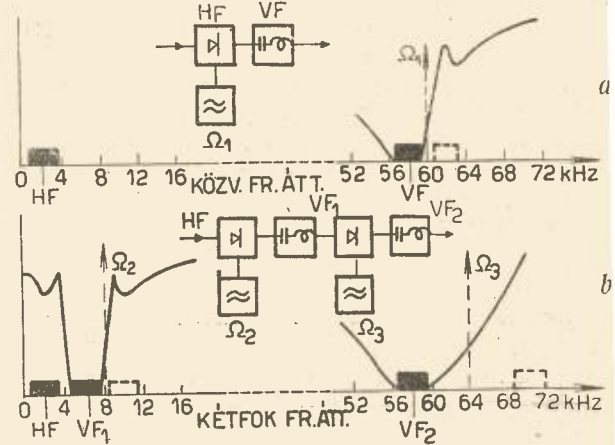
A távkábel többszörös kihasználásának gazdasági előnyei rendkívül szembeszökőek, szembe-

állítva egy sokcsatornás rendszer egy beszédáramkörre eső költségeit a csupán egyszeresen kihasznált hangfrekvenciás kábel ugyancsak egy beszédáramkörének költségével. Jellemzésül megemlítjük, hogy ha egy kéthuzalos hangfrekvenciás távkábel összeköttetés beruházási és fenntartási költségét 100%-nak vesszük, akkor 12-csatornás rendszernek egy összeköttetésre eső költsége mindössze 42%, 60 csatorna esetén 30%, míg 120-csatorna esetén 16%-ra csökken. Vagy, míg egy kéthuzalos hangfrekvenciás összeköttetéshez áramkör-kilométerenként 15 kg réz szükséges, 120-csatorna esetén egy beszédáramkör-kilométerhez csak 0,3 kg réz kell felhasználni.

Távkábeleken több híryanag egyidejű átvitele úgy lehetséges, ha az egyes híryanagokat hordozó jeláramokat az eredeti frekvenciatartományukból egy másik, rendszerint magasabb frekvenciatartományba eltoljuk. Ha az egyes jeláramkörök frekvenciasávjait különböző frekvenciatartományokba helyezzük át, lehetséges, hogy ezeket egymás mellé felsorakoztatva, a rendelkezésre álló frekvenciatartományt teljes egészében többszörösen kihasználjuk.

A frekvencia eltolása egy segédfrekvenciának — az úgynevezett vivőfrekvenciának — felhasználásával történik. A híryanagcsatornák vivőáramú átvitelénél tehát az a feladat, hogy a jeláramkört az adóállomáson egy magasabb frekvenciasávba tegyük át és a vevőállomáson így beérkező jelet ismét eredeti helyére toljuk vissza. A vezetékes híradástechnikában ennek a feladatnak a megoldása amplitúdó-moduláció alkalmazásával történik. Az adóállomásban előállított vivőfrekvenciát a jelárammal moduláljuk és az így keletkező két oldalsáv mindegyike tartalmazza a teljes híryanagot. A frekvenciatartomány gazdaságos kihasználása céljából csak az egyik oldalsávot használjuk fel az átvitelre. A másik oldalsávot szűrők segítségével elnyomjuk. A vivőfrekvencia megválasztása megszabja a frekvencia-eltolódás mértékét. A vivő-

A vivőáramú berendezések gazdaságosságát a berendezéshez szükséges szűrők száma és fajtája mellett, az e szűrők összeállításához szükséges elemek pontossága döntően befolyásolja. A szűrőelemekkel szemben támasztott meredekségi, gyártáspontossági, hőmérsékletfüggőségi, nedvességállósági és öregedési követelményekre jellemző szám a $\Delta f/\Omega$ viszonya az elnyomandó Ω vivőfrekvenc-



2. ábra

ciához. Ezen $\Delta f/\Omega$ értéknek lehetőleg nagynak kell lennie. A nagy viszonzszám elérése érdekében — ami olcsó, könnyen kivihető szűrőt jelent — többszörös modulációt szoktak alkalmazni.

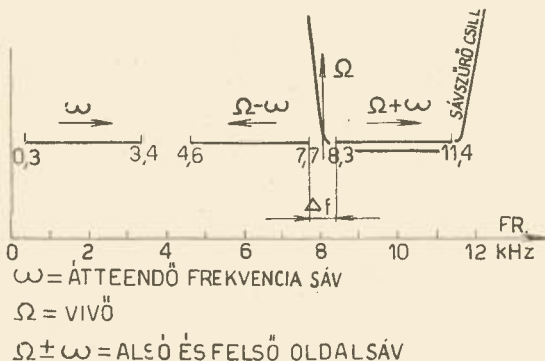
Példaképpen hasonlítsuk össze a 2. ábra kétféle megoldását.

Az *a* esetben egyszeri modulációval jutunk az átvitelre szánt frekvenciatartományba. Itt $\Delta f/\Omega = \frac{0,6}{60} = 1\%$. A *b* esetben ugyanezt a célt két

modulációval érjük el. Az itt szükséges két szűrőre jellemző számok $\frac{0,6}{8} = 7,5\%$ és $\frac{9,2}{64} = 14\%$. Az

első esetben a szűrő megvalósítása csak különleges elemekkel (kristály, ferritanyagú tekercsek) történhet, míg a másik esetben a szokványos LC-szűrők is eredményre vezetnek.

A nemzetközi távolsági hálózat alapelveit a CCIF 1946-ban Montreux-ben fektette le. A CCIF azt ajánlja, hogy a nemzetközi távbeszélő hálózatot terheletlen kábeleken építsék fel és a kábelek törzsréspárjait 12—24—48- vagy 60-csatornás vivőáramú rendszerekkel többszörösen használják ki. E kábelek fantomáramkörein szolgálattelő vonalak, jelzőáramkörök, vagy a rádió műsorszóró adók moduláló áramkörei helyezhetők el. A terheletlen áramkörökön működő vivőáramú rendszerek 2- vagy 4-huzalos módon tarthatók üzemben. 2-huzalos üzemmódnál az oda- és visszairány részére különböző frekvenciatartományokat kell felhasználni. 4-huzalos üzemmódnál mindkét irány részére azonos frekvenciatartomány szolgál. Ilyenkor a közeli áthallás szükséges mértékű csökkentése végett, a nagy frekvenciára való tekintettel, a két beszélgetési irány áramköreit külön kábeleken kell vezetni. A CCIF azt is ajánlja, hogy valamennyi sokcsatornás berendezés a 12-csatornás rendszer



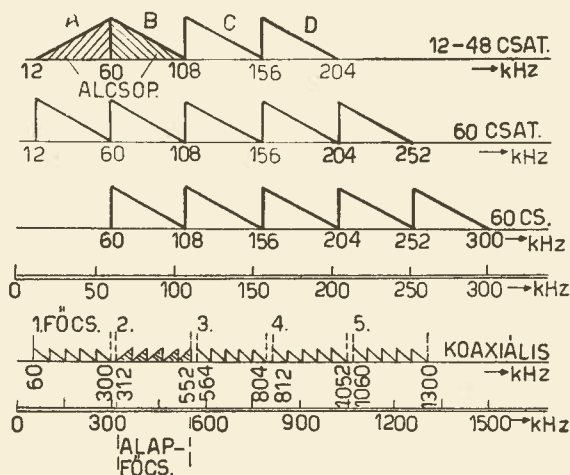
1. ábra

frekvencia két oldalán keletkező oldalsávok egymástól való távolsága $\Delta f = 600$ Hz (ha az átviteli jelsáv szélessége 300—3400 Hz). Ha most az átvinni nem kívánt oldalsávot szűrővel akarjuk elnyomni, olyan meredekségű szűrő alkalmazása szükséges, melynek csillapítása 600 Hz-en belül az elnyomáshoz megkívánt értékre nő. (1. ábra).

alapulvételével, annak sokszorozásával épüljön fel. A 12-csatornás rendszer egymás mellé helyezett csatornáinak frekvenciái a 12—60 kHz-es vagy a 60—108 kHz-es frekvenciatartományban helyezkednek el és a 3. ábra szerinti *A* vagy *B* jelzésű ú. n. alapszoportot alkotják.

Öt ilyen alapszoport egymás mellé helyezésével jutunk egy 60-csatornás ú. n. főcsoporthoz. Több ilyen főcsoport egymás mellé helyezésével kapjuk a koaxiális kábeleken működő igen sok csatornás rendszereket. A 60-csatornás berendezések frekvenciatartományául két lehetőség kínálkozik, és pedig az első főcsoport 60—300 kHz-es tartománya, vagy a 12—252 kHz-ig terjedő frekvenciatartomány.

Az egyes csatornák sávszélessége 4 kHz és így az elválasztó szűrőket tekintetbe véve, minden csatorna a 300—3400 Hz-ig terjedő frekvenciasáv



3. ábra

átvitelére alkalmas. Az egyes csatornák virtuális vívőfrekvenciái, ill. az ú. n. nullfrekvenciák 4 kHz-es egészszámú többszörösei. A nullfrekvencia alatt azt a frekvenciát értjük, mely az átvitelnél akkor jönne létre, ha a szóbanforgó csatorna hangfrekvenciás bemenetére 0 frekvenciát adnának. Ha a nagytávolságú összeköttetésekben alkalmazott vívőfrekvenciás berendezések egyoldalsávú átvittel dolgoznak, magát a vívőfrekvenciát és a modulációkor keletkező második oldalsávot, valamint a nemkívánatos modulációs termékeket (felharmonikus és kombinációs frekvenciákat) szűrők segítségével kell elnyomni. A modulációnál keletkező magasabb harmonikusok kis modulációs fok választásával kielégítő mértékben csökkenthetők úgy, hogy a szűrőknek gyakorlatilag csak a vívőkiszivárgást és a másik oldalsávot kell szűrniök. A modulátorból kiszivárgó vívőfrekvencia elnyomására legalább 2,0 N, a másik oldalsáv kiszűréséhez kb. 6,5 N csillapítás szükséges.

Az egyes csatornáknak az alapszoportba való átranzponálása kétféle úton történhet, és pedig:

- közvetlen egyszeri modulálással,
- előmodulációs rendszerrel.

Ez utóbbinak ismét kétféle megoldása lehetséges, az ú. n. előcsoport-modulációs rendszer és a tiszta előmodulációs rendszer.

Ha a hangfrekvenciás csatornákat egyszerűs modulációval helyezzük át az alapszoport megfelelő helyére, akkor ehhez a művelethez 12 vívőfrekvencia és 12 különböző csatornaszűrő szükséges. Ebben az esetben az egyes csatornák között és a keletkező oldalsávok elnyomására rendkívül keskeny frekvenciasáv áll rendelkezésre úgy, hogy itt csak igen meredek csillapításkarakterisztikájú kvarc- vagy egyéb kristáylemekből épített szűrők alkalmazhatók. Ezzel a modulációs rendszerrel dolgozik a nálunk kifejlesztett 12-csatornás berendezés is.

Az előcsoport-modulációs rendszer jellemzője, hogy többszörös modulációt alkalmaz. Az első modulációs fokban az egyes csatornákat kisebb előcsoportokban fogja össze és több ilyen előcsoportból épül fel a tulajdonképpeni alapszoport. Ennek a rendszernek előnye, hogy viszonylag kevésfajta szűrő és modulátor szükséges, tehát az ilyen rendszerben szerkesztett berendezések kevesebb fajta és egységes kapcsolási elemekből építhetők fel. Általában 3 csatornából álló előcsoportot alkalmaznak. Négy ilyen előcsoport adja a 12-csatornás alapszoportot. A 3 hangfrekvenciás csatornából álló előcsoport a 12—24 kHz-s frekvenciasávban helyezkedik el. Négy ilyen csoportból épül fel a *B* alapszoport a 60—108 kHz frekvenciatartományban.

A tiszta előmodulációs rendszer kétféle változata szokásos. Az egyik előmoduláció kis frekvenciával, a másik előmoduláció nagyobb frekvenciával. Az elsőre példa: a csatornákat 8 kHz-el modulálják, majd egy második modulációs fokban a 12 csatornát egyenkénti modulációval a 12—60 kHz-es frekvenciatartomány megfelelő helyére illesztik.

A nagyfrekvenciás előcsoport-modulációs rendszereknél a csatornát először például 60 kHz-el modulálják, másodszor egyéni modulációval sorozzák őket egymás mellé és egy harmadik modulációval kerülnek végleges helyükre.

Bármely rendszerrel, ha 12-nél nagyobb csatornaszámra kívánjuk kiépíteni, egy többlet moduláció fok szükséges; pl. abból a célból, hogy öt 12-csatornás alapszoport egymás mellé helyezésével egy 60-csatornás rendszert alkossunk. A sokcsatornás rendszerek felépítése tehát a 12-csatornás alapszoportból történik.

A különböző felépítésű vívőáramú rendszerek általában azonos minőségi követelményeket elégitenek ki. A rendszerek közötti különbség onnan adódik, hogy az egyes előállító gyárak a megadott követelményeket a számukra leggazdaságosabb módon kívánják kielégíteni. Minden gyártmánynál kétségtelen törekvést találunk a berendezések helyszükségletének csökkentésére, miniatűr alkatrészek felhasználására és célszerű elrendezésére. Egy másik törekvés, hogy a sokcsatornás berendezést lehetőleg nagyszámú azonos elemekből építsék fel. Ez a törekvés az üzemfenntartás munkáját kívánja megkönnyíteni, mert kevésfajta áramköri egység hiba esetén aránylag kis tartalékkészletből gyorsan pótolható.

A különböző modulációs rendszereket alkalmazó berendezések összehasonlításául egy 60-csatornás berendezést veszünk alapul. E különböző

vivőfrekvenciás rendszerek megítélése gazdasági és üzemtechnikai szempontok alapján történhet. A berendezések zömét a szűrők és modulátorok teszik ki, ezért ezek minősége, száma és az előállításukhoz szükséges félkészgyártmányok beszerezhetősége erősen befolyásolja a berendezések előállítási költségeit. A szűrők és modulátorok számának összehasonlítása egyértelmű eredményhez vezet. Az alábbi táblázatban egy 60-csatornás berendezéshez a tárgyalta négyféle rendszerben szükséges szűrők és modulátorok számát hasonlítjuk össze.

Rendszer	A szűrőtípusok száma				A szűrők és modulátorok száma			
	csat. mod	elő-mod	csop. mod	össz.	csat. mod	elő-mod	csop. mod	összes
Közvetlen mod.	12	—	5	17	12 × 5	—	5	65
Előcsoportos ...	3	4	5	12	12 × 5	4 × 5	5	85
Előmoduláció (alacsony frekvenciás)	1	12	5	18	12 × 5	12 × 5	5	125
Előmoduláció (nagy frekvenciás)	1	1	5	7	12 × 5	12 × 5	5	125 mód. 12 × 5 1 × 5 5 70 szűrő

A fenti táblázatból első áttekintésre látható, hogy a közvetlen modulációs, kristálysűrűs rendszer tartalmazza a legkevesebb elemet. Ilyen szempontból tehát a legelőnyösebb. Hátránya, hogy 17-féle szűrő szükséges, ami sem a gyártás, sem az üzemfenntartás szempontjából nem előnyös. Vitathatatlan előnye e rendszernek egyszerűsége.

Az előcsoportos rendszer szűrőinek fajtája mindössze 12, és az előző rendszer 65 szűrőjével, illetve modulátorával szemben 85 szűrő, illetve modulátor szükséges. A viszonylag kevés fajta és kevés számú elem következtében ez a rendszer európai viszonylatban, ahol a kristályok beszerzése bizonyos nehézséget okoz, a leggazdaságosabbnak látszik.

Az előmodulációval dolgozó rendszerek vagy nagyobb elemszámot igényelnek, vagy kevesebb elemszám mellett a szűrőkkel szemben támasztott igények nem elégíthetők ki gazdaságosan. A nagyfrekvenciával dolgozó előmodulációs rendszereknek például az első modulációhoz szükséges szűrők csak ferritanyagok felhasználásával valósíthatók meg.

A hazai 12-csatornás berendezés fejlesztésével kapcsolatban komoly gondot okozott annak eldöntése, hogy melyik rendszert válasszuk a magyar sokcsatornás berendezések alapjául, a közvetlen modulációs, kristálysűrűket alkalmazó, vagy az előcsoport-modulációs, L-C szűrőket alkalmazó rendszert. A döntés a kristálysűrűs rendszer mellett történt. Ezt a döntést erősen befolyásolta a fejlesztéssel rendelkezésre álló idő rövidsége. Ugyanis a kristálysűrűs angol rendszerekről meglehetősen nagy mennyiségű dokumentáció állott rendelkezésre, ami a fejlesztés munkáját megkönnyítette. Ugyanakkor a kristálysűrűk fejlesztésében — hála híradástechnikai mérnökeink kiváló képzettségének és odaadó munkájának — komoly sikereket értünk el.

Az e rendszerben elkészült 12-csatornás prototípusú magyar távkábelek egyikén üzembe helyeztük és az üzemi tapasztalatok felhasználásával fogjuk megindítani a berendezések sorozatgyártását. Az elkészült berendezés hibája, hogy konstrukciós kivitele még nem elég korszerű. További fejlesztés munkára van szükség, hogy ezt a berendezést miniatürizált alkatrészekből megépítve, ú. n. dugaszolható kivitelű modern konstrukcióban hozzuk ki, hogy méltó versenytársa lehessen a legkorszerűbb ilyen típusú berendezéseknek. Ezzel a modernizálással kapcsolatban tervbe vettük a berendezés csatornaszámának 24-re való növelését, majd egy további lépésben 60-csatornásra való kibővítését. Ahhoz, hogy ezt a célt a kívánt rövid idő alatt elérhessük, szükséges, hogy a híradástechnikai ipar megfelelő jó minőségű miniatür kivitelű alkatrészt (ellenállásokat, kondenzátorokat, tekercseket stb.) bocsásson a gyártás rendelkezésére.

Könyvszemle

F. R. Kroul: *Távkábeltechnika*. Közlekedési Kiadó, 1954. 411 oldal. (Fordítás cseh eredetiből.)

A könyv a távkábeltechnika, elsősorban a hangfrekvenciás távközlés elméleti és gyakorlati kérdéseit tárgyalja. Mind az elméleti, mind a gyakorlati szakember számára komoly segítséget nyújt, a szakmát elsajátítani kívánók pedig tankönyvül használhatják. Elősegíti a könyv megértését, hogy az elméleti tárgyalásokat a szerző fizikai magyarázatokkal és számpéldákkal egészíti ki. Részletesen tárgyalja a frekvenciaspektrumok felbontását, a berezgési jelenségeket, a homogén és terhelt vezetékek, a hangfrekvenciás erősítők és kiegyenlítők méretezését, a stabilitás és az áthallás elméletét, az átviteli jellemzők mérésének a módszereit, a különféle hangfrekvenciás rendszereket, végül áttekintést nyújt a korszerű vivőáramú, szélessávú és időosztású rendszerekről és a távbeszélőhálózatok tervezéséről. Külön köszönet

illeti meg a szerzőt, amiért könyve néhány fejezetét a magyar kiadás számára átfírta és kiegészítette. A könyv fordítója, Greck Zoltán és lektorai, Frischmann Gábor és Haskó György a könyv cseh eredetijének a megjelenése óta bekövetkezett fejlődésről külön megjegyzésekben számolnak be.

A fordítás nyelvezete jó, de szóhasználata nem mindig szabatos. A könyv megérdemli, hogy második kiadást is érjen el és célszerű lenne abban az ilyen hibákat és a sajnos elég sűrűn előforduló sajtóhibákat kiküszöbölni.

Jelentőségének megfelelően a Közlekedési Kiadó a könyvet jóminőségű papíron, kitűnő nyomdatechnikával jelentette meg. Mind a kiadó, mind a Közlekedés és Postaügyi Minisztérium igen érdemes munkát végzett a könyv magyar nyelvű kiadásával, ami egyben a magyar-csehszlovák baráti együttműködésnek is hasznos eredménye.

Izsák Miklós

»VK12« 12-csatornás távbeszélő berendezés terheletlen szimmetrikus kábelekre

LAJKÓ SÁNDOR ÉS GÁL ISTVÁN

1. Bevezetés

A hazai távbeszélőforgalomnak az első öt éves terv folyamán hatalmasan megnövekedett áramkörigényének minél gyorsabb kielégítése céljából a fejlesztés a 12 csatornás alaprendszer mielőbbi kidolgozására irányult. A fejlesztők célkitűzése az volt, hogy a rendelkezésre álló és a tervezői kapacitáshoz képest aránylag rövid idő alatt oly berendezés prototípusát hozzák létre, amely egyrészt azonnal alkalmas a fenti igény kielégítésére mind hazai, mind export vonatkozásban, másrészt pedig alapját képezi egy további fejlesztésnek a berendezés 24 csatornáig, majd később 60 csatornáig való kibővítésére. Figyelembe kellett venni azt is, hogy a kábeles üzemre gyártandó berendezés lehetőleg minél több részletében megegyezzen a már korábban bevezetett BSOJ—12 légvezetékű 12 csatornás berendezéssel, ezenkívül a vivőfrekvenciákat szolgáltató áramköri része egyszerű bővítéssel alkalmas legyen mindkét rendszer ellátására.

A fejlesztés egyéb szempontjait a CCIF idevonatkozó legújabb ajánlásai, a Magyar Posta előírásai és az exportigények szabták meg.

Az új 12-csatornás rendszer tehát a fenti szempontoknak és igényeknek megfelelő, korszerű minőségű berendezés, amely kristálysűrűket, fémenyírányító modulátorokat és kristályvezérlésű alaposzcillátort tartalmaz. A csatornák hangfrekvenciás bemenete 2- vagy 4-huzalos, a nagyfrekvenciás rész pedig 4-huzalos. Az átvitel egy oldalsávós, amplitúdómodulált. A rendszer két modulációs fokozatot tartalmaz. Az átvitt hangfrekvenciasáv 300—3400 Hz. Az első modulációs fokozatban (csatornamoduláció) a 12 csatorna áthelyeződik a 60—108 kHz sávba, a CCIF alapsoportba. A második modulációs fokozatban (csoportmoduláció) a vonalra kiadott 12—60 kHz sávba kerülnek a csatornák.

A CCIF ajánlásai szerint egy 12/24-csatornás rendszernek átlagosan 6,5 N, kivételesen 7 N csillapításnak megfelelő hosszú kábelszakaszt kell áthidalnia (a rendszer legmagasabb frekvenciáján — a mi esetünkben 60 kHz-en — mérve). Ezek az adatok pl. 1,3 mm $\varnothing$ rézerű, 0,035 μ F/km kapacitású DM-kábel esetén 30 km átlagos és 35 km maximális kábelhossznak felelnek meg 12-csatornás üzemben, ill. 22 és 25 km-nek 24-csatornás üzemben. Nagyobb távolság áthidalása céljából erősítőberendezések készülnek, amelyek erősítése is az előbbi adatoknak felel meg, figyelembe véve még a berendezés egyes szerelvényeinek csillapítását is. Ily módon az erősítőmezők egymásutánfűzésével több ezer km-es távolság is áthidalható a fázistorzítás (diszperzió) jelenségeitől függően.

A berendezéshez kiegészítésként 500/20 Hz-es csengetőegységek és kábellezáró átvivőcsévék tartoznak.

2. A berendezés főbb jellemző adatai

Hangfrekvenciás végződés:

Frekvenciasáv	0,3—3,4 kHz
Impedancia	600 Ohm
Reflexió	0,1
2-huzalos végz. adószint	—0,4 N
2-huzalos végz. vevőszint	—0,4 N
4-huzalos végz. adószint	—2 N (beállítható +2-ig)
4-huzalos végz. vevőszint	+1 N (beállítható —0,5-ig)
Csengetés	500/20 Hz

Nagyfrekvenciás végződés:

Impedancia	150 Ohm
Reflexió	1,25/ $\sqrt{f}$
Adószint csatornánként	+0,5 N
Vevőszint csatornánként min.	—6,5 N
Frekvenciasáv	12—60 kHz

Átvitel minősége:

Beszédsáv	300—3400 Hz
Csillapítástorzítás: 1/5 CCIF-tolerancia (átlag) ..	
Nonlineáris torzítás	<5%
Zajfeszültség: <2 mV (—0,8 N szinten) ..	
e. m. e. pszofometrikusan mérve.	
Érthető áthallási csillapítás: > 7,5 N	

Egyéb adatok:

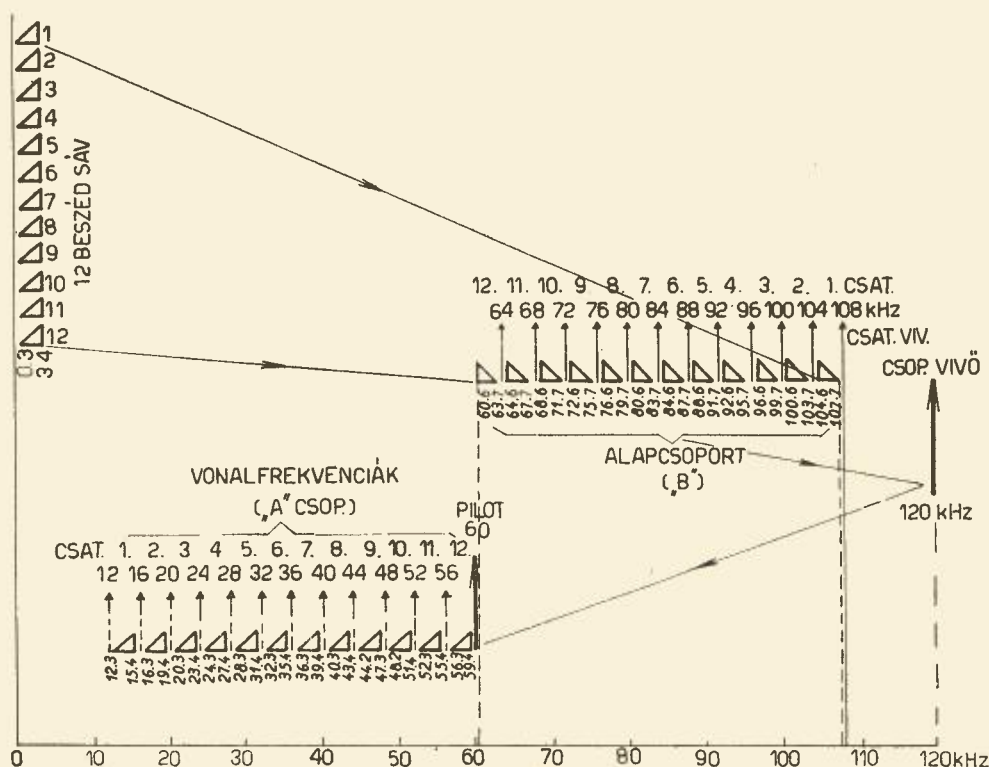
Adó-, vevő- és közbensőerősítők erősítése: 4,5—7,5 N	
változtatható 0,05 N-es lépésekben,	
nonlineáris torzítása +0,5 N kimenőszintnél:	
2. harm. csillapítása	8,1 N
3. harm. csillapítása	9,2 N
hasznosítható teljesítménye	+3,2 N
Kábelkiegyenlítés	$\pm 0,1$ N
Pilotfrekvencia	60 kHz
Szintállandóság	$\pm 0,2$ N
Frekvenciaállandóság	$4 \cdot 10^{-6}$ Hz
Vivőkiszivárgás	<—1,7 N
(Megjegyzés: Az összes szintadatok teljesítményszintek.)	

3. Frekvenciarendszer

A berendezés frekvenciarendszerét az 1. ábra tünteti fel. Megfigyelhető, hogy a 12 beszédsáv, egyenként 0,3—3,4 kHz, az ún. csatorna-vivőfrekvenciákkal modulálva kerül fel az alapsoportba (60—108 kHz) egymasmellé sorolva fordított helyzetben. A fordított beszédsávok úgy jönnek létre, hogy a modulációs termékek közül az alsó oldalsávot hasznosítjuk. A csatornavivőfrekvenciák a következők: 64, 68, 72, 76, 80, 84, 88, 92, 96, 100, 104, 108 kHz. A csatornák ún. zérusfrekvenciái tehát 4 kHz-enként követik egymást.

A keletkezett alapsoport alapját képezheti egy 24-csatornás, vagy 60-csatornás rendszernek is továbbvezetés, vagy különböző csoportmodulálás által való transzponálás révén. A léges 12-csatornás rendszerre is átvethető ezen alapsoport. A különféle idegen rendszerekkel való átrendezés is ezen alapsoportokon át lehetséges.

A mi esetünkben az alapsoportból oly módon nyerhető a kívánt 12—60 kHz vonalsáv, hogy csoportmodulációnak vetjük alá 120 kHz vivőfrekvenciával és ismét az alsó oldalsávot hasznosítjuk. A vonalra — amint az ábrán is jelezve van —



1. ábra

ismét egyenes helyzetben kerülnek ki a csatornák 12, 16, 24, 28, 32, 36, 40, 44, 48, 52 és 56 kHz lát-szólagos vivőfrekvenciák felső oldal- sávjaiként.

24-csatornás rendszer esetében a fenti módon elő-állított 12—60 kHz sáv, a CCIF elnevezése szerint »A« csoport, mellé sorolnak egy másik alapcsoportot, az ún. »B« csoportot csoportmoduláció nélkül.

4. Jeláramkör

A berendezés 12-csatornáig kiépített részének jeláramkörét tömbvázlat formájában a 2. ábra tünteti fel. Az ábra az adó és vevőirányok szint-diagrammját is tartalmazza. Kövessük végig a jeláramkört az ábra alapján.

4.1. Hangfrekvenciás végződés

A 12 csatorna hangfrekvenciás végződései és csatornamodulátorai közül csak az egyiket láthatjuk az ábrán, a többi ezzel megegyezik.

Nem felétlen tartozéka a berendezésnek a csengetőkeret, amely jelenlegi kiviteli formájában 12 darab üzemi és 1 darab tartalék 500/20 per. csengetőegységet és a szükséges oszcillátorokat tartalmazza. Ugyanezen kereten található az ábrán is feltüntetett $2 \times 0,4$ N-es toldalékcillapítás is, amely a csatlakozó távbeszélő központból vezérelt jelfogó által ki-bekapcsolható. A hangáramkör ezen a részen 2-huzalos rendszerű és hibriden keresztül csatlakozik a 4-huzalos csatornamodulátor-demodulátor áramkörhöz. A hibrid-transzformátor ún. 2/4-huzalos végződő áramkört alkot, melyben lehetőség van a keretforrcsúcsokon történő átforrasztások után az üzemmódok közti választásra. Rendszerint 4-huzalos szokták továbbvinni a

beszédáramot, vagy az ugyancsak 4-huzalos rendszerű váltóáramú távirót (VT) csatlakoztatják a távbeszélő csatornára. Utóbbi esetben 24 CCIT-szabványú hangfrekvenciás távirócsatorna üzemeltethető egy-egy beszédcsatornán.

A szokványos szintadatok is leolvashatók az ábráról. Kéthuzalos üzemmódban a maradék csillapítás 0,8 N. 4-huzalos végződés esetén tág szintbeállítási lehetőség van. Legújában —2 N adó és +1 N vevőszint a szokásos. VT csatlakoztatása esetén 0 N maradékcillapítást kell beállítani. Adóirányban a modulátor előtt lévő 0—3,6 N-ig szabályozható csillapító tag segítségével, vevőirányban pedig részint a demodulátor erősítő erősítést szabályozó gombjával, részint pedig a kimentében lévő 0—1 N-ig állítható csillapítótaggal történhetik a szintbeállítás. Mindkét beállítás 0,1 N-es lépésekben lehetséges (l. 3. ábrán).

Művonalként 600 ohmos ún. egyezményes művonal egyenlíti ki a hibrid kapcsolást. Lehetőség van azonban — az ábra szerint — külső tetszőleges művonal csatlakoztatására is.

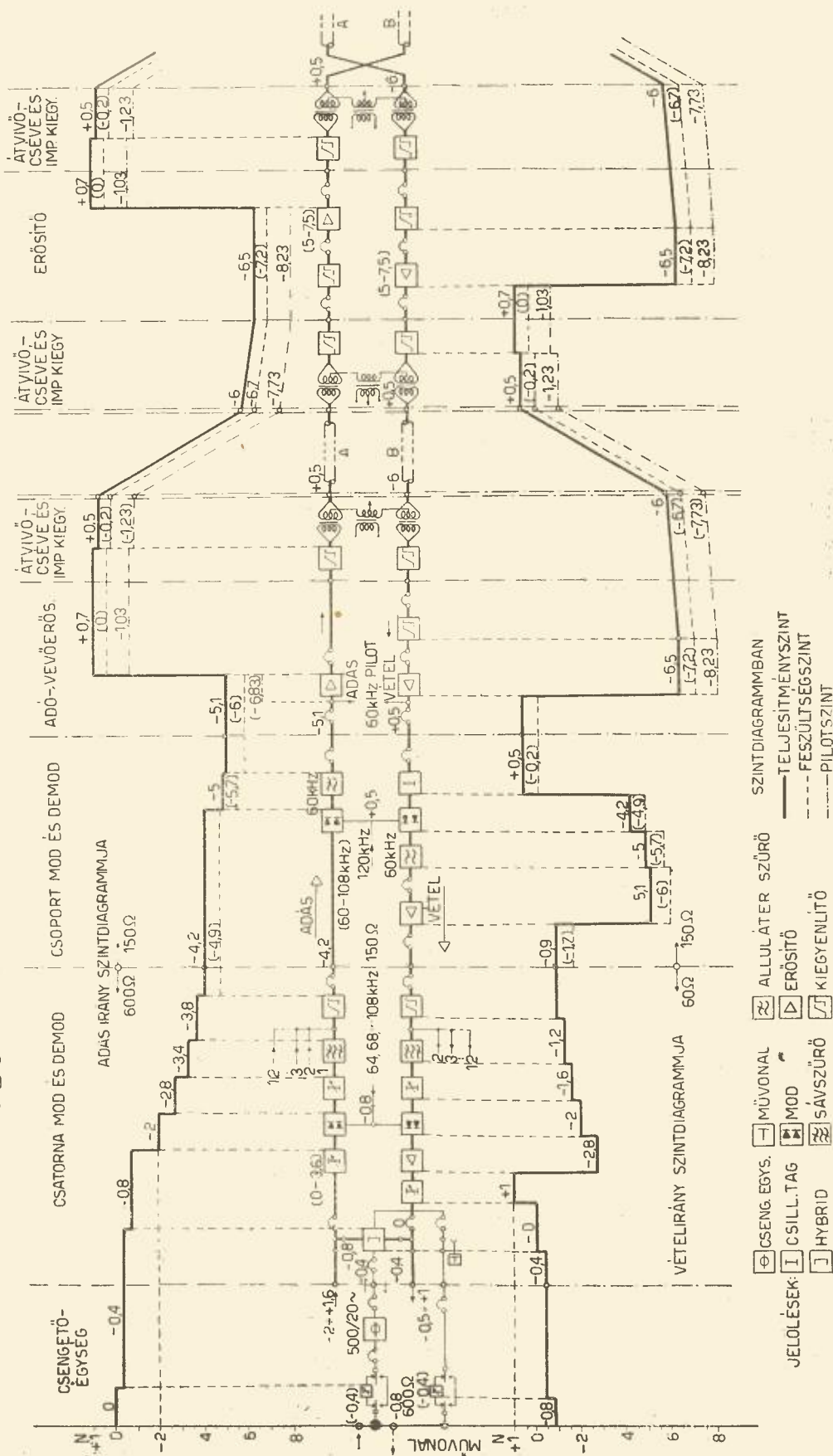
4.2. Csatornamoduláció és demoduláció

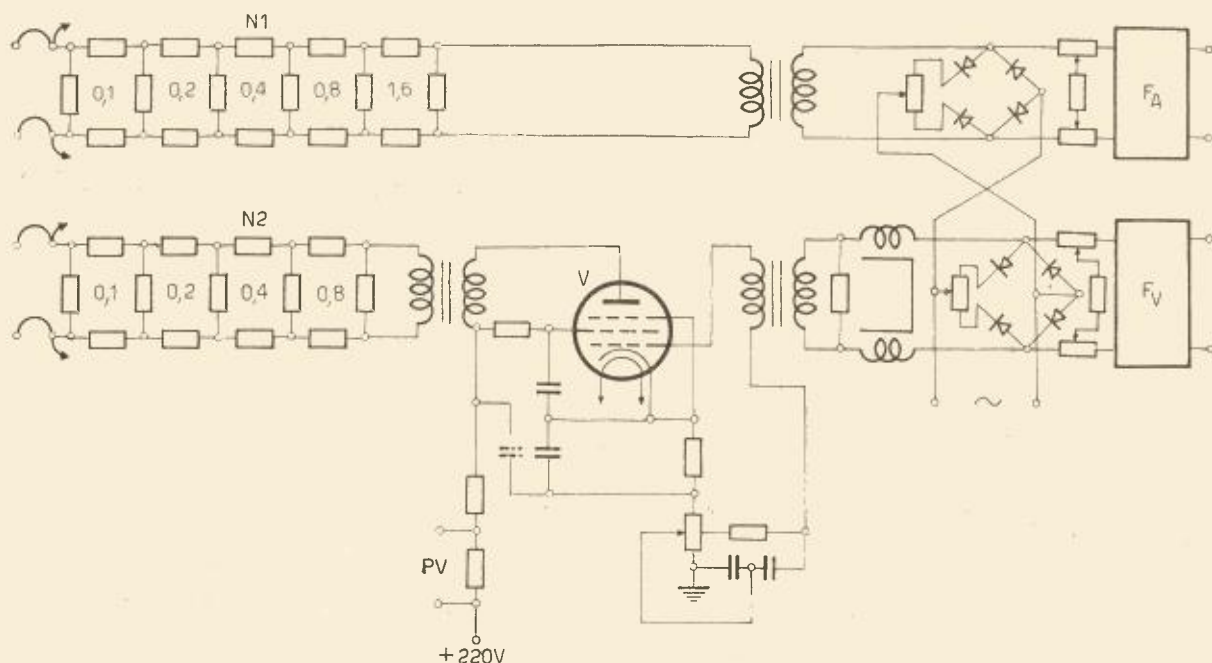
Az első modulációs fokban, mint említettük, a 0,3—3,4 kHz beszédcsávokat egymástól 4 kHz távolságra lévő (64, 68...108 kHz) vivőfrekvenciákkal moduláljuk és a moduláció termékei közül az alsó oldalsávokat továbbítjuk.

Modulátor és demodulátor gyanánt ún. híd-modulátor-kapcsolásokat alkalmaztunk (l. a csatornaegységnek a 3. ábrán közölt egyszerűsített elvi kapcsolási rajzán). E modulátorok 7 mm $\varnothing$ rézoxid egyenirányító tárcsákból készültek.

KÁBEL ERŐSÍTŐ ÁLLOMÁS

VÉGÁLLOMÁS





3. ábra

Hídkapcsolású, vagy másnéven négypólusmodulátor alkalmazása több szempontból előnyös ezen a helyen az elterjedtebben használt gyűrűsmodulátorhoz képest. Egyik előnye egyszerűségében rejlik, amennyiben nincsen szükség középmegecsapolású, jól szimmetrizált transzformátorokra a vivőfrekvencia betáplálása céljából. Ezért a kapcsolás gyártási szempontból olcsó és kevésbé kényes.

Az adómodulátor és a vevőmodulátor — amint a kapcsolási rajzon megfigyelhető — egymással ellentétes értelemben terhelik a vivőfrekvenciás áramforrást. A vivőáram az egyik félperiódusában a modulátor, a másik félperiódusában pedig a demodulátor egyenirányítóin folyik át. Így felváltva zárja rövidre egy-egy félperiódusnyi időtartamra a kis ellenállásúvá (áteresztővé) vezérelt egyenirányítók a jeláramkörök $a-b$ ágát. A vivőgenerátor terhelése tehát az áram mindkét félperiódusára nézve egyenlő.

A jó modulációs hatásfok és kis harmonikus-termelés elérése végett a jel- és vivőáram amplitúdójának legalább 1 : 3 viszonyban kell lenniük. Ezért alkalmaztunk -2 N jelszint mellett $-0,8$ N vivőszintet. Mind az adó-, mind a vevőirányban változtatható csillapítótagok szolgálnak arra, hogy a beadott hangfrekvenciás jel szintjét a kívánt értékre állíthassuk be.

A hídmodulátor ismert tulajdonságaiból következik, hogy jelkapcsain ($a-b$) két frekvenciasáv van: a beadott jelsáv és a moduláció termékeként előálló két oldalsáv. Maga a vivő ezeken a kapcsolokon nem jelenik meg, mert erre nézve a híd ki van egyenlítve. A kuproxok esetleges ellenálláskülönbségeinek pontos kiegyenlítésére szolgál az a 10 ohmos potenciométer, ami a hídbe be van iktatva. A vivőáram kiszivárgását tehát a potenciométer segítségével minimális értékre lehet beállítani. A vivőkiszivárgás a modulátor kimenetén max.

$-5,5$ N lehet. Ha üzem közben a kuproxok különböző öregedése miatt a híd kiegyenlítetlensége oly nagy mértéket öltene, hogy a potenciométerrel már nem lehet kiegyenlíteni, akkor az egyenirányító elemek bekötési helyzetén kell felcseréléssel változtatni.

A modulációs termékek közül csak az alsó oldalsávot hasznosítjuk, és az alapjelsávot, valamint a felső oldalsávot el kell nyomni. E célra szolgál adóirányban az adósávszűrő, vevőirányban pedig az aluláteresztőszűrőként működő bemenőtranszformátor a demodulátor erősítő bemenetében.

Az adószűrő, valamint a vételi irányban található vevőcsatornaszűrő kvarckristályokat tartalmazó kristálysűrő, melyekről külön cikkben írunk. Az adószűrő további 2 N-rel csökkenti a vivőkiszivárgást.

Mind az adó, mind a vevőszűrők modulátor oldalán illesztő és szintbeállító ellenállásláncot találunk. A szűrők felépítésüknél fogva érzékenyek az aszimmetriára, ezért a beállító ellenállások mindkét ágban szimmetrikusan állítandók. Minden csatorna kimeneti szintjét $-4,2 \pm 0,05$ N értékre állítjuk be az említett ellenállások segítségével, miközben a 4-huzalos bemeneten $-0,8$ N szinten 800 Hz hangfrekvenciát adunk be vizsgálójelként és $1,2$ N előtétcsillapítást állítunk be a modulátor előtt. Ily módon biztosítjuk a vonalerősítőknek a 12 csatorna általi egyenletes terhelését.

A vonal felőli oldalukon a sávszűrők párhuzamosan vannak kapcsolva. Mivel az alsó (64 kHz-es) szűrő alatt és a legfelső (108 kHz-es) szűrő frekvenciája fölött további szűrők nem csatlakoznak, az impedanciamenet egyenletességének biztosítására impedanciakorrektoorra van szükség. Ezért két rezonánskört (64 és 108 kHz) kapcsoltunk párhuzamosan a szűrők parallel kapcsolt végével. Ezekben az ún. csatorna-sávszűrő-kiegyenlítő egy-

ségekben helyezkednek el a 600:150 áttételi impedanciátranszformátorok is. A berendezés ezután következő része már 150 ohm hullámmellenállású.

Vételi irányban valamennyi csatorna —0,9 N szinttel kapja a csoportdemodulátorról a 60—108 kHz közé eső transzponált sávot. A sávszűrő kiválasztva a csatorna sávját, rávezeti azt a demodulátorra. Itt is —2 N jelszintet alkalmazunk hasonlóan a modulátorhoz. A demoduláció termékei között találjuk a hasznos 0,3—3,4 kHz beszéd-sávot, az eredeti alapszoportbeli jelet, a kiszivárgó vivőt és a felső oldalsávot.

Az alacsony szintű beszédfrekvenciák felerősítésére egyfokozatú erősítő szolgál. Ennek bemenő transzformátora a kapcsolási rajzon látható kiegészítő elemekkel együtt aluláteresztő szűrőként és sávkorrektorként is működik. A kis fogyasztású, negatív visszacsatolt erősítő a visszacsatoló ellenállás megfelelő leosztásai révén 0,1 N-es fokozatokban szabályozható 3,7—4,7 N erősítésértékek között. A szabályzás ezüstérintkezőjű fokozatkapcsoló által történik. Ezen felül átforrasztással állítható 0—1 N csillapító tagok nyújtanak lehetőséget, arra, hogy a középpállásban +1 N kimenőszintet kívánt értékre szállíthassuk le.

Fentiekből látható, hogy a berendezés hang-áramkörei és csatornaegységei minden üzemi szempont figyelembevételével, gazdaságos elvi felépítésben és korszerű elemekből épültek fel.

4.3. Csoportáttevés

4.3.1. Adási irány

Az első modulációs fok után a 60—108 kHz között találjuk fordított helyzetben a 12 csatornát. Ezen alcsoportot 12 csatornás rendszer esetében 120 kHz-es csoportmodulációnak kell alávetni.

A csoportmodulátor ugyancsak rézoxid egyenirányítótárcsákból áll, de itt már gyűrűskapcsolásban. A gyűrűs modulátor alkalmasabb az áramkörbe való beillesztésre. A 12 csatorna jeleit egyszerre moduláljuk, tehát fellép a keresztmoduláció veszélye. Ezt csak úgy lehet elkerülni, ha nagy egyenirányítási tényezőt alkalmazunk. Az egyenirányító tárcsák záró és áteresztő ellenállásainak viszonyát kell tehát nagyra választani. Törekedni kell ezenkívül arra is, hogy a modulátor nonlineáris torzítása is kicsiny legyen. Mindezek azáltal érhetők el, ha a modulálandó jel és a moduláló vivőáram szintje között nagy a különbség. Berendezésünk csoportmodulátorában a moduláló 120 kHz vivő szintje +0,5 N, míg a jelszint mindössze —4,2 N. Ennek eredményeképpen elértük a kívánt jó eredményt.

A hasznos modulációs termék az alsó oldalsáv: 12—60 kHz. Ebben egyenállásban sorakoznak a csatornák. A modulátorból kikerülő oldalsávi szint igen alacsony. Értéke —4,2 N bemenőjel és 0,7 N modulátorcsillapítás figyelembevételével —4,9 N. Ez alacsonyabb még a 120 kHz-es vivőkiszivárgásnál is. A legjobban sikerült kuprox válogatás és kiegyenlítés módszerével sem érhetünk el 3 N-nél

alacsonyabb vivőkiszivárgást. A kiszivárgó vivő további elnyomására a modulátor után közvetlenül csatlakozó aluláteresztőszűrő szolgál.

A modulátorszűrő a 12—60 kHz oldalsávot engedi át, míg a 60—108 kHz beadott jelet, a 120 kHz vivőt, valamint a felső oldalsávot 6 N csillapítással elnyomja. A szűrő határfrekvenciája 60 kHz.

Mint szintdiagrammunkból leolvasható, az áttett jel szintje a modulátorszűrő után —5,1 N. A vonalra való kiadáshoz tehát a jelet fel kell erősíteni. Adóerősítő gyanánt egy háromfokozatú, negatív-visszacsatolt erősítőt alkalmaztunk, amely mindenben megegyezik a közbeeső erősítő állomásokra tervezett erősítőkkal. Ezekről a rendszererősítőkről külön cikk számol be.

Az adóerősítőt úgy kell beállítani, hogy kimenetén a CCIF által előírt +0,5 N jelszint jelenjék meg, ha valamely csatorna 4-huzalos bemene-tére —0,8 N szinten 800 Hz jelet adunk be. A beállítás által az adóerősítőt megelőző teljes áramkör csillapítás toleranciáját ki lehet egyenlíteni és az előírt adóteljesítményt ± 5 cN pontossággal el lehet érni.

4.3.2. Vételi irány

Vételi irányban a másik végállomásról beérkező 12—60 kHz jelsáv csoport demodulálása előtt a szintet megfelelő értékre kell beállítani. Ebben az áramkörben is 120 kHz vivővel táplált gyűrűsmodulátort találunk. A jelszintet az adási iránnyal egyező értékre, itt is —4,2 N-re állítjuk be. E beállítást különböző hosszúságú és csillapítású kábelszakasz után a következőképpen érjük el.

A csoport demodulátor áramkör előtt egy vevőerősítőt alkalmazunk, amelynek erősítését akkorára állítjuk be, hogy az erősítő kimenőkapcsain a jelszint +0,5 N legyen. E megszabott nagyságú szint után csillapító tag szállítja le a szintet a kívánt —4,2 N-re. Az erősítő beállítótágjai tehát a beérkező vonalszintnek megfelelően állítandók be.

Vevőerősítőként is ugyanazt az erősítőtípust alkalmaztuk, amit adó- és közbeeső erősítőként. Egyrészt ez indokolja a +0,5 N-re való szintemelés, másrészt pedig az, hogy lehetővé tegyük a végállomás egyszerű hurokban vizsgálatát (az adószint azonos a vevőszinttel).

A vevőerősítő bemenete elé kiegyenlítő van iktatva. Ez egyenlíti ki a megelőző kábelszakasz csillapítástorzítását. A kiegyenlítés módszereiről és megoldásáról külön cikkben számolunk be.

A demoduláció termékei közül csak a 60—108 kHz alsó oldalsávra van szükség, ezért a 120 kHz vivőt és a felső oldalsávot ismét szűrővel kell elnyomni. E célra az adóirányéhoz hasonló 60 kHz-es aluláteresztőszűrő szolgál. A jel szintje meglehetősen alacsony értékű a demodulálás után, ezért erősítésre van szükség.

A csoport demodulátor-erősítő végzi el ezt a feladatot. Ez kétfokozatú negatív-visszacsatolt erősítő. Az erősítés állandó értékre (4,2 N) van beállítva és az átvitt frekvenciasáv 60—108 kHz-ig terjed.

A csoport demoduláció eredményeképpen —0,9 N szinten visszkapjuk a 12 csatornát az alapcsoport frekvenciasávjában. Ezt vezetjük rá a csatornakeretre szétválasztás, másodszori demodulálás és erősítés céljából.

Mind az adás, mind a vétel irányában a kábel szabványos átvivő csévével van lezárva. Ez impedancia szempontjából vagy illeszti a kábelt a berendezés 150 ohm-jához, vagy pedig — mint a 2. ábrán feltüntetett esetben — a reflexió csökkentésére külön impedancia korrekortort iktatunk be (l. külön cikkben).

A fentiekből, valamint a berendezés tömbvázlatából kivehető, hogy a jeláramkör minden olyan helyén, ahol két különböző funkciót végző áramkör csatlakozik egymáshoz, a könnyű szétválasztás és ellenőrzés céljából U-hüvelyeket helyeztünk el. Ezekre a pontokra lehet szintmérőműszer segítségével az előírt szinteket ellenőrizni. A fontosabb pontokon ezeket az értékeket az a célra szolgáló beállító elemekkel lehet beállítani. A beállítást célszerű úgy végezni, hogy a végállomások hangfrekvenciás csatornavégződéseinek csatornánként haladva 800 Hz vizsgálójelet adunk be a 2- vagy 4-huzalos végződésen az ott előírt szinttel. Ezután végigkövetve a jel útját az áramkör fontosabb pontjain, az egyes keretek ki- és bemenő hüvelypárjain, szintmérővel ellenőrizzük a jel nagyságát.

Ha a méréseket a 150 ohmos áramköri részen is 600 ohmra kalibrált — de természetesen nagy bemenő impedanciájú, vagy 150 ohmra illesztett — szintmérővel végezzük, akkor teljesítményszint helyett feszültség szintet olvashatunk le a műszerről. A 2. ábra szerinti szintdiagrammon a feszültség szint értékeket is feltüntetjük szaggatott vonallal. A kétféle szint között 0,7 N a különbség.

4.3.3. Erősítő állomások

Mint bevezetőnkben már említettük, az áthidalható erősítőszakasz átlagosan 6,5 N csillapításnak felel meg. Ezért az ennél nagyobb távolságok áthidalására kb. 30 km-enként erősítőállomásokot kell beiktatni. Ezen erősítőállomások a végállomási adó- és vevőerősítőkhöz hasonló erősítőket és kábelkiegyenlítőket tartalmaznak és pedig irányonként egyet-egyet.

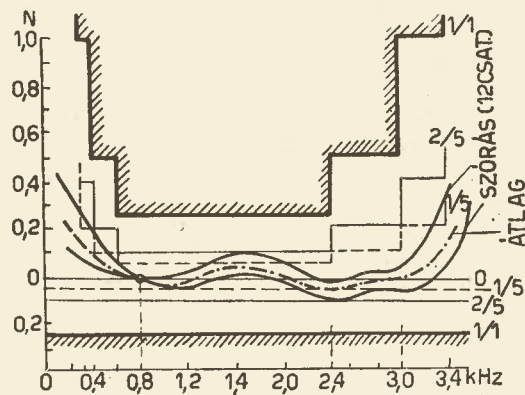
A 2. ábrán közölt tömbvázlat feltünteti a közbeső erősítő tömbvázlatát és szintdiagrammját is.

4.4. A berendezés átviteli tulajdonságai

A prototípus-berendezés átviteli vizsgálatai jelenleg még folynak és azért e közleményben a mérések végső eredményeiről és a szerzett tapasztalatokról még nem tudunk részletesen beszámolni. Annyit azonban már most meg lehet állapítani, hogy a 12-csatornás berendezés a tervezés kiindulási alapjaiként lefektetett feltételeknek megfelel. A CCIF általános és részletes ajánlásai képeztek az eddigi vizsgálatok alapját. A további vizsgálatok még néhány speciálisabb átviteli jellemző felvételére és a berendezés stabilizálásának ellenőrzésére fognak irányulni. A 4. ábrán bemu-

tatjuk a berendezés próbaüzeménél felvett csatornaátviteli karakterisztikát.

Az ábra a CCIF által megengedett toleranciahatárt, valamint annak $1/5$ és $2/5$ részét tünteti fel, belerajzolva a 12 csatorna mérési eredményeinek átlagát és szórását. Megfigyelhető, hogy a csatornák átlaga belesik a CCIF tolerancia $1/5$ részébe, míg a legszélső ingadozást mutató csatornák is belülmaradnak a tolerancia $2/5$ részén.



4. ábra

5. Vivőellátás

5.1. A vivőfrekvenciák előállításának alapelve

A berendezésben összesen tizennégyféle vivőfrekvenciára van szükség. Ezeket akkora stabilitással kell szolgáltatni, hogy a csatornák táviróüzemre is alkalmasak legyenek. E célra 12-csatornás üzemben 10^{-5} nagyságú frekvenciastabilitásra van szükség. E stabilitás termosztátba helyezett hangvilla, vagy kvarckristály vezérlésű oscillátorral könnyen biztosítható.

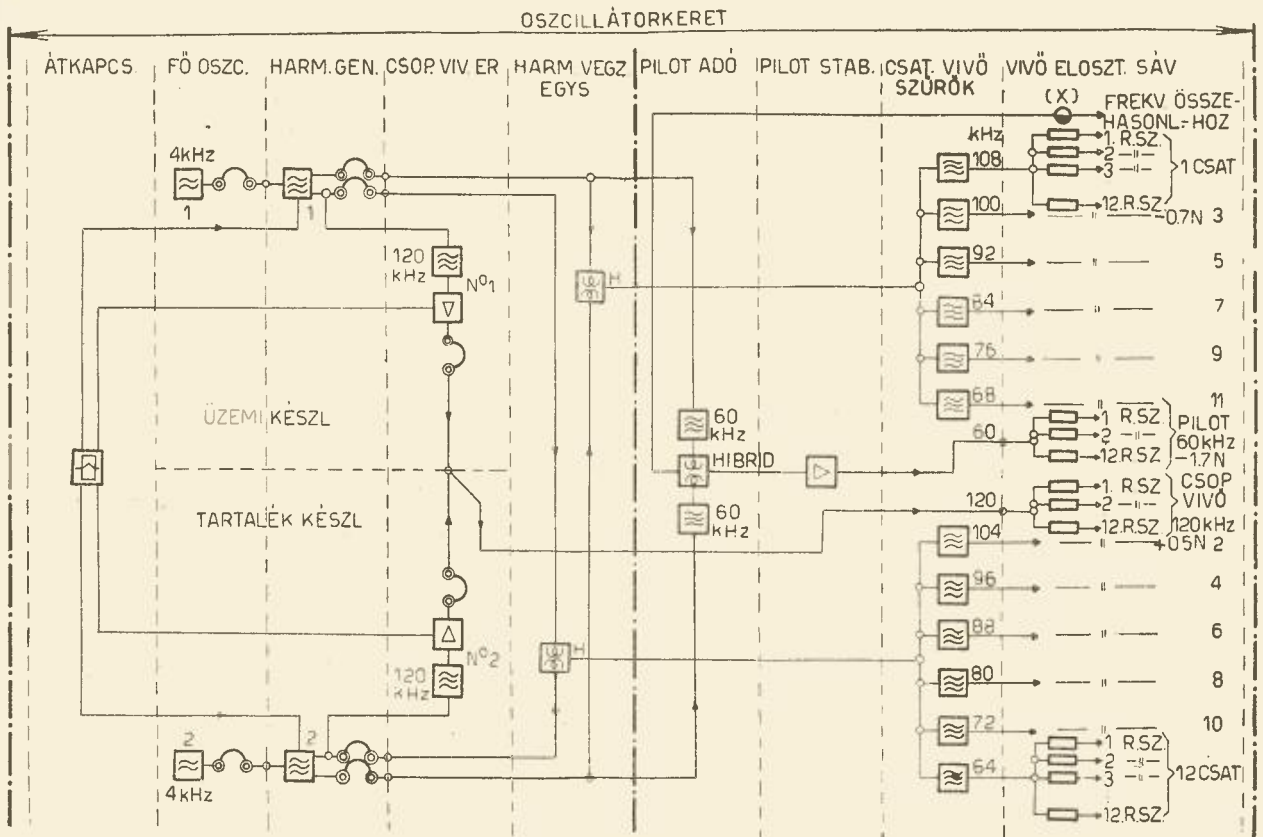
Berendezésünkben a BSOJ-12 légvezetékes 12-csatornás berendezés vivőellátó rendszerét vettük alapul. Az ott alkalmazott nehezen beszerezhető vezérlő hangvilla helyett, az Elektronikus Mérőkészülékek Gyára által kifejlesztett 4 kHz-es kvarckristállyal vezérelt oszcillátort alkalmaztunk.

A rendszer üzemi és készenléti tartalék áramköröket tartalmazván, nagyfokú biztonsággal folyamatosan szolgáltatja a vívőfrekvenciákat egyes egységek meghibásodása esetén is. A rendszer 4 kHz-es alaposzcillátorokat, telített vasmagú harmonikus generátorokat és kristálysűrőket tartalmaz.

5.2. A vivőellátó rendszer tömbvázlata

A tömbvázlatot az 5. ábrán közöljük. Az egész vívőellátás szerelvényei az oszcillátor-kereten helyezkednek el. A tömbvázlat különválasztva tünteti fel a főbb egységeket, és bemutatja, hogy az üzemi és tartalékkészletek miképpen kapcsolódnak egymáshoz. Készületi tartalék a főoszcillátorból a harmonikus generátorból és a 120 kHz-es csoport, vívő erősítőből áll.

A főoszillátorok folytonosan szolgáltatják a stabil 4 kHz rezgést. A harmonikus generátorok közül mindig csak az egyik van üzemben, míg a másik az átkapcsoló egység által, ún. leültetett



5. ábra

állapotban van. Az átkapcsolási folyamatról a későbbiekben részletesebben írunk.

A harmonikus generátor a betáplált 4 kHz bőséges felharmonikusait gerjeszti, melyek közül a páros és páratlan rendszámúakat külön-külön kapocspárokon adja ki. Az üzemi és a tartalék harmonikus generátorok páros, illetőleg páratlan kimenetei hibrid tekercsken keresztül vannak összekötve, azért, hogy egyik generátor ne terhelhesse le a másikat. A hibridekre csatlakoznak a csatorna-vivő-kristálysűrők, párhuzamosan kapcsolva a 6 páros és a 6 páratlan sűrőt.

A harmonikus generátorok páros kapcsairól csatlakoznak a 120 kHz csoportvivőt kiválasztó kristálysűrős erősítők, páratlan kapcsaira pedig a pilotfrekvenciát kiválasztó pilot-kristálysűrők.

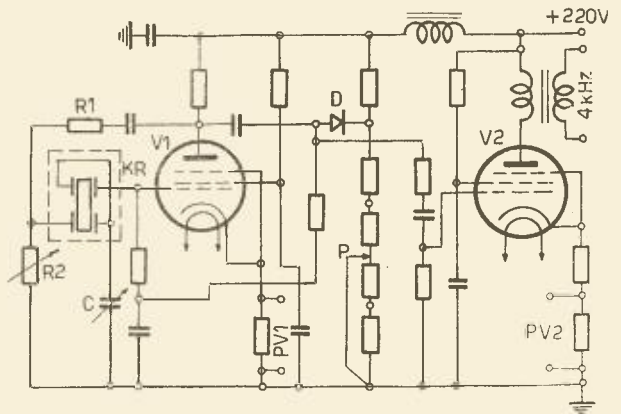
Mindegyik vivőfrekvencia ún. elosztósávra kerül, melyről párhuzamosan kapcsolt és védőellenállásokkal egymástól függetlenített forcsúcpárokon keresztül vezethetők el az egyes frekvenciák. 12 darab 12-csatornás rendszer ellátására elegendő energiát szolgáltatnak a harmonikus generátorok. Az egyes frekvenciák szintjének ellenőrzése az említett elosztósávon történik a diagrammban feltüntetett szintértékekkel.

5.3. Főoszillátor

Az oszillátor csőgerjesztésű rezgőkristályból és teljesítmény-végfokozatból áll (6. ábra).

A frekvenciát meghatározó elem a kvarc-kristály, mely síkban hajlító rezgéseket végez. Mechanikus tömege és rugalmassági modulusa az

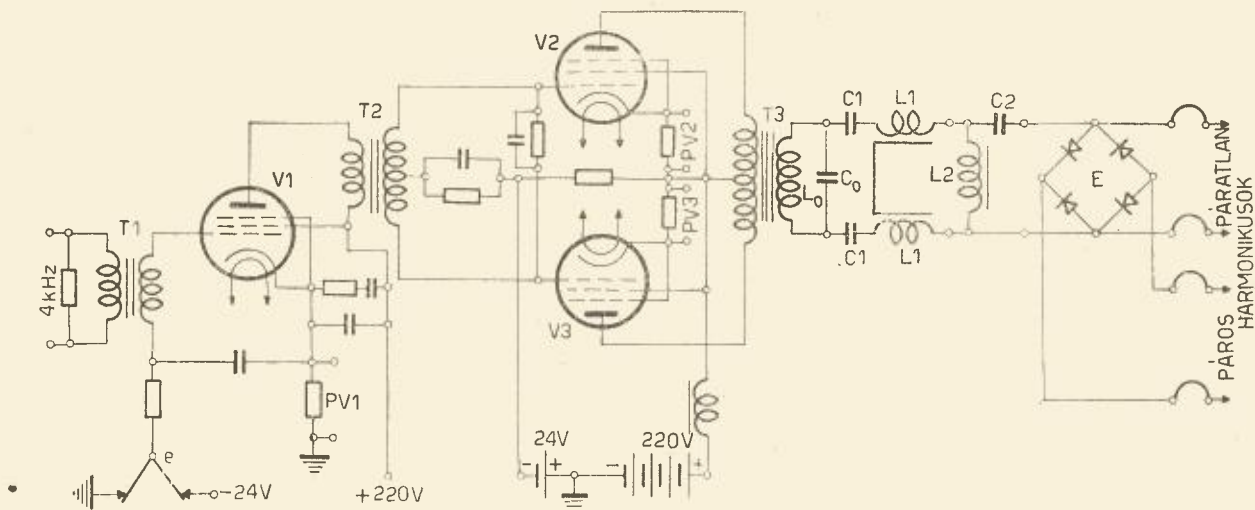
elektróda kivezetéseken önindukcióként és kapacitásként jelentkeznek. Nagy stabilitás elérése céljából négyelektródás kivittelt alkalmaztunk oly kapcsolásban, amelyben a be- és kimenő kapcsok fáziskülönbsége 180° . Így a kristály legalacsonyabb impedanciájú pontján, a rezonáns pontján rezeg, ami nagy stabilitást eredményez. A rezgés frek-



6. ábra

venciája légforgó által 10^{-6} nagyságrendben igen pontosan beállítható.

A gerjesztést egyfokozatú ellenálláserősítő végzi, melynek kimenetéről változtatható leosztással csatlakozunk vissza a feszültséget a rácskörre. Fokozza a stabilitást az alkalmazott automatikus szintszabályozás is. Nagyobb kristályáram elkerülése céljából nem rácsáramos szabályozást alkalmaz

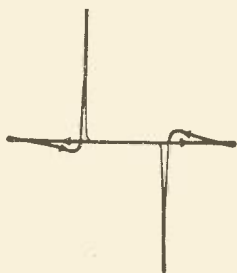


7. ábra

tunk, hanem a kimenő feszültséget vezettük vissza germánium-diódával történő egyenirányítás és szűrés után a vezérlő rácsra.

A szin szabályozást ellenállásokon az anódból leosztott feszültséggel késleltetjük, melynek változtatása révén lehet az oszcillátor kimenő szintjét beállítani. Az oszcillátor kimenete után teljesítményerősítő kapcsolásban egy kimenő fokozatot találunk. Ez 600 ohm lezárással +1,3 N szintet szolgáltat.

Külső hőfokbehatások elkerülésére a kvarc-kristályt termosztátba zártuk, melynek hőmérsék-



8. ábra

letét vacuum-bimetál kapcsoló szabályozza $\pm 1^\circ\text{C}$ pontossággal. Fenti elrendezéssel elértük, hogy az oszcillátor stabilitása $2 \cdot 10^{-6}$ nagyságrendű a tápfeszültségek és a külső hőmérséklet ingadozásaival szemben.

A hengeres felépítésű termosztátok jól megfigyelhetők a főoszillátorok fényképén (22. ábra).

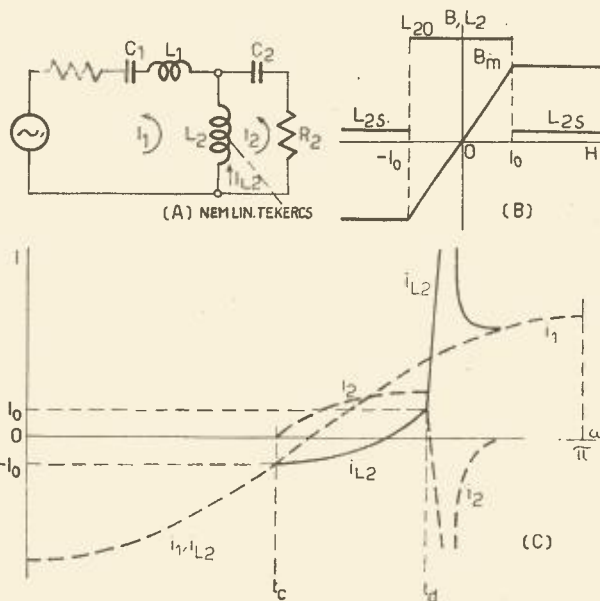
5.4. Harmonikus generátor

A harmonikus generátor elvi kapcsolási rajzát a 7. ábra mutatja be. Az egység előerősítő és ellenütemű végerősítőfokozatból, valamint harmonikusokat termelő áramkörből áll. Az ellenütemű végfok biztosítja a szükséges nagy teljesítményt, azon célból, hogy a termelt harmonikusok szintje elegendő legyen külön erősítés nélkül is 12 darab 12-csatornás berendezés csatornamodulátorainak táplálására.

A végfok torzításának ellensúlyozására a kimenő transzformátorból formált $L_0\text{--}\dot{C}_0$ rezonánskör 4 kHz-re van hangolva. Az ezt követő $L_1\text{--}C_1$ soros rezonáns kör a kapcsolás további részébe befolyó áram szinuszos alakját biztosítja.

Az áramkör legfontosabb eleme az L_2 nemlineáris tekercs és C_2 kondenzátor. A tekercs kicsiny porcelán magra csévelt permalloy szalagból álló gyűrűs vasmagot tartalmaz, amely nagy gerjesztéssel telített állapotba vezérlődik. Az áramkör (L_2 , C_2 és a rájuk kapcsolt terhelés) a 4 kHz-es vezérlő áram minden periódusában a 8. ábrán bemutatott tüimpulzusokat állítja elő. Az ábra a generátor »páratlan« kimenő kapcsain oszcilloszkópon megfigyelhető jelet tünteti fel, ha az oszcillográf vízszintes kitérítő lemezeire a 4 kHz-es szinuszos jelet csatoljuk.

A feltüntetett igenkeseny és kb. 100 V nagyságú feszültség-impulzusok bőséges mennyiségben és közel egyenletes amplitudóval 4 kHz-nek páratlan többszöröseit tartalmazzák. Ezeknek a kap-



9. ábra

csolási rajzban látható Graetz-egyenirányítóval történő egyenirányítása által nyerjük mindegyik páratlan felhang kétszeresét, vagyis az összes páros felhangokat. Ezeket a generátor »páros« kapcsain vezetjük ki.

A tüimpulzusok előállításának elvét a 9. ábra tünteti fel vázlatosan. Az a) ábrán a helyettesítő kapcsolás látható. L_2 nonlineáris tekercs $B-H$ histerézis diagramját a b) ábrán látható törött vonal ábrázolja jó közelítéssel. Nyilvánvaló, hogy a tekercs áramtól függő inductivitása a nagymértékben változó permeabilitás miatt ugyan-ezen az ábrán feltüntetett lépcsős görbével jellemezhető. $\pm I_0$ áramnál kisebb mágnesező áram esetén a tekercs nagy L_{20} inductivitást, ennél nagyobb áram esetén pedig a telítettség miatt igen kicsi L_{2s} inductivitást mutat fel.

A tekercs áram által vezérelt kapcsolóként működik, mert nagy áram esetén rövidzárként, kis áram esetén pedig szakadásként jelentkezik C_2-R_2 kapcsain. A c) ábra az impulzusgerjesztés menetét tünteti fel az idő függvényében. Az időtengelyre ωt szorzatot vittük fel. Kiindulva a szinuszos I_1 primer áram negatív csúcsáról, zérus felé haladva a tekercs mindaddig telítésben van, míg t_c időpontban el nem érjük $-I_0$ áramot. Ettől kezdve megszűnven a telítés, felugrik az inductivitás értéke és megkezdődik C_2 feltöltődése I_2 áram által. A töltés mindaddig tart, míg a tekercs árama el nem éri I_0 értéket (t_d időpontban). Ettől kezdve L_2 rövidzárként működik és C_2 töltése tüimpulzusszerűen kisül R_2 terhelő ellenálláson keresztül. Az egész folyamat a félperiódus lezajlása előtt befejeződik és készen áll a következő félperiódusban a játék ellentétes irányban való megismétlésére.

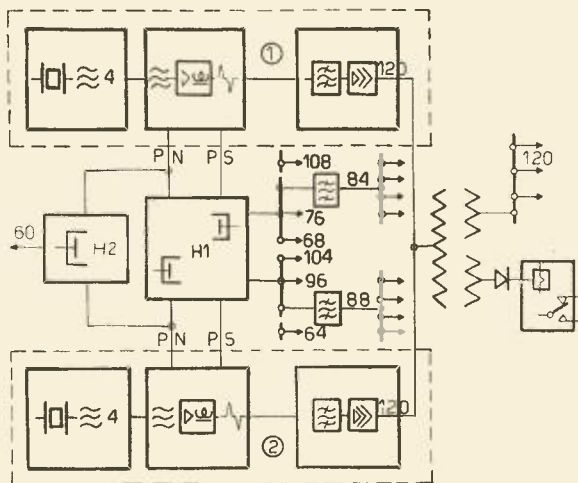
5.6. Készenléti tartalék és átkapcsolás

Mint már említettük, a 12-csatornás kábeles berendezés a lényeges frekvenciaellátó egységekből 2-2 példányt tartalmaz, és pedig a működésben lévő üzemi egységeket (készletet), valamint a fűtőárammal ugyancsak állandóan ellátott készenléti tartalékot. Gondoskodnunk kellett természetesen arról, hogy az üzemi készlet meghibásodása esetén a készenléti tartalék készlet azonnal és önműködően vegye át az üzemet, egyidejűleg pedig jelezze a hibát. A két készlet alkalmazásának különösen akkor igen nagy a jelentősége, ha a berendezés több 12-csatornás rendszert lát el vivőfrekvenciákkal és így a vivőellátás meghibásodása esetén igen jelentős számú csatorna kiesésével kellene számolnunk.

Az önműködő átkapcsolást a jelfogókat tartalmazó átkapcsoló egység végzi. Ez a szerelvény az egyenirányított csoportvivő frekvenciát (120 kHz) figyeli és ennek kimaradásakor lép működésbe. Átkapcsolja az üzemet a tartalékra, valamint riasztást ad.

Vizsgáljuk meg ezek után a 10. ábra alapján a készletek összműködését. Az ábrában szaggatott vonallal kereteztük be azokat az egységeket,

amelyek az 1., és 2. készletet alkotják, vagyis a főoscillátort, a harmonikus generátort és a csoportvivő (120 kHz) erősítőjét. Miután — természetesen a helyettesíthetőség miatt — a két készlet teljesen azonos; elegendő lesz a jelek útját csak az egyikre ismertetni. Tekintsük pl. az 1. készletet.



10. ábra

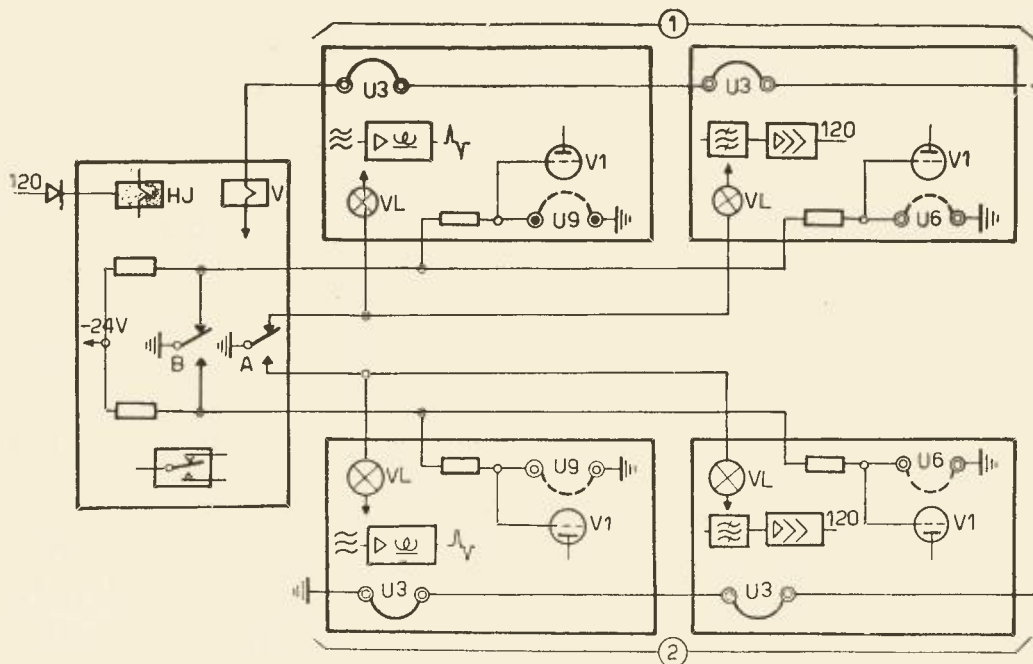
A főoscillátorból jövő 4 kHz alaprezgés többszöröseit (páros és páratlan) a harmonikus generátor állítja elő (lásd 5.3 alatt). A harmonikus generátornak mind a páros, mind pedig a páratlan kimenete egy-egy ($H1$) villaáramkör (nyolcpólus) »vonal« kapocspárjára csatlakozik. A »művonal« kapocspárokra a 2. készlet harmonikus generátorának a páros, illetve páratlan kimenetét kötjük. Ha a villaáramkör »adás« kapocspárjaira kötött, párhuzamosan kapcsolt vivőszűrők impedanciája megegyezik a »vétél« kapcsokra helyezett művonalak impedanciájával, akkor a két készlet harmonikus generátora nem befolyásolja (»nem látja«) egymást.

Ugyanilyen elven és kapcsolásban nyerjük a 60 kHz pilotfrekvenciát is. A pilot villaáramköre ($H2$) természetesen a harmonikus generátor páratlan kimenetére csatlakozik.

Az összműködés szempontjából legfontosabb a 120 kHz útját megfigyelni, mert ez szolgáltatja az átkapcsolás vezérlését. A csoportvivő erősítő kimenete közösítve van és erre csatlakozik párhuzamosan az elosztó szerelvény, illető transzformátoron keresztül. E transzformátor szekunderjét terheli a feszültségkétszerező-egyenirányító szerelvény is, amely az átkapcsolás számára szükséges jelet szolgáltatja.

Meg kell jegyeznünk, hogy a főoscillátor mindkét készletben állandóan üzemben van (a frekvenciastabilitás miatt) és így a vezérlő jel kimaradása, amely az átkapcsolást idézi elő, csak a harmonikus generátor és a csoportvivő erősítő működését befolyásolja.

Az átkapcsolás működési elvét a 11. ábra szemlélteti vázlatosan. Az átkapcsolás menetének a lényege a következő: Meghibásodás áll elő az



11. ábra

üzemi készletben, kimarad a vezérlő jel, az átkapcsoló egység *HJ* érzékelő jelfogója elenged és megindítja az átkapcsoló áramkört. Az átkapcsoló áramkör jelfogói nagy negatív előfeszültséggel lezárják a meghibásodott üzemi készletben a vezérelt egységek bemenő csöveinek rácsát és helyes előfeszültséget biztosítanak az eddig lezárt késznelíti tartalékkészletnek. Létrejön ezáltal az átkapcsolás és az egyenirányított vezérlő jel ismét megjelenik. Meghúz az érzékelő jelfogó és átváltásra ismét készen áll.

Nézzük meg a 11. ábrán az átkapcsolás vázlatos elvi kivitelezését. Az egyenirányított vezérlő jelet a *HJ* jelfogó figyeli. Az 1. (üzemi) készlet *V1* csöveinek előfeszültségét a *B* érintkezőpár földje biztosítja, a 2. készlet *V1* csöveire pedig negatív zárófeszültség kerül. A vezérelt egységek kimenetei hármas dugaszokkal vannak áthidalva. A hármas dugaszok közül a harmadikak (*U3*) sorba kapcsoltak és a *VL* vizsgálati lámpák működését vezérlik. E lámpák az *A* érintkezőkről kapnak földet.

Ha a *HJ* jelfogó elegend (hiba), akkor *A* és *B* átváltanak, a 2. készlet kap helyes előfeszültséget és az 1. készletben lesz a lezáró feszültség. Ilyenkor kihúzhatjuk az 1. készlet *U3* dugóit (és vele együtt a kimenetet áthidaló dugókat) és áttehetjük a szaggatva jelölt *U9* és *U6*-ba (vizsgálati állás), függetlenül ezzel az előfeszültséget az átkapcsoló egységtől. Ilyen állapotban a hiba megkereshető. Ezt az állást a zöld *VL* lámpák égése jelzi.

Meg kell említenünk az átkapcsoló áramkör (a rajzon fel nem tüntetett) következő tulajdonságait:

a) Az átváltás gyors (üzemben észre nem vehető).

b) Átváltáskor, ha a 2. készlet működésképes, »nem sürgős« riasztást jelez.

c) Ha átváltáskor a 2. készlet üzemképtelen a riasztás sürgős.

d) Az átkapcsolás, az egységen lévő kulccsal, vizsgálati célokra kézzel is elvégezhető.

e) A kulcs működtetésével meggyőződhetünk arról, hogy melyik készlet van üzemben. Ezt lámpák jelzik.

f) A hiba megjavítása után (ha a lezáró dugókat visszahelyeztük), átváltással kell meggyőződnünk az üzemképességről.

g) A *HJ* jelfogó érzékeny, kb. 0,3 N szintcsökkenésre már átkapcsol.

6. Pilot jelzés

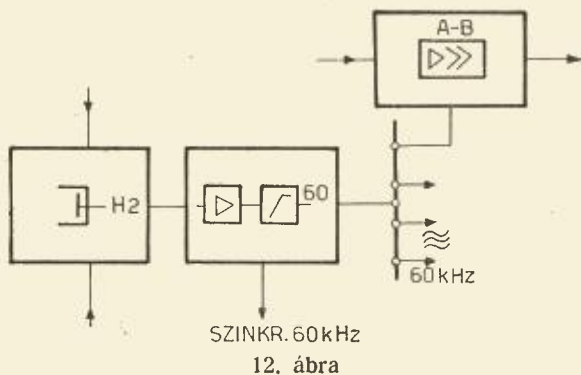
Pilotnak nevezzük, mint már említettük, azt a vezérlőjelet, amelyet az egyik végállomás küld a másik felé a rendszer állapotának állandó felügyeletére. Vétel oldalon állandóan műszer jelzi a küldött jel szintjét, középállomáson pedig dugaszolással győződhetünk meg helyességéről. Ha a vétel oldalon a jel szintje akár az adó vagy vevő berendezés, akár pedig a vonal meghibásodásának a következtében a megengedettől eltér ($\pm 0,2$ N), riasztás keletkezik.

6.1 Adás

A pilotfrekvencia előállítását és betáplálását a 12. ábra tünteti fel. Már a 11. ábra kapcsán láttuk, hogy a 60 kHz-et az a *H2* villaáramkör szolgáltatja, amely közvetlenül a harmonikus generátor üzemi és készenléti tartalékjához kapcsolódik. Maga a harmonikus generátor stabil jelet szolgáltat (mert túlvezérelt), azonban a berendezés és vonal állapotát jelző pilot rendszernek fokozott stabilitásra van szükséges, Ezért, mint a 12. ábrán látható, a villakapcsolás után stabilizátor következik. Ez

± 1 N változást néhány tized N változásra csökkent.

A stabilizátor lényegileg vezérelt oszcillátor. A frekvenciapontosságot az biztosítja, hogy a vezérlésül bevezetett 60 kHz a főoszcillátorból származik. A stabilizálást úgy nyerjük, hogy a stabilizátor kimenő körében lévő, az egyik ágba izzólámpát tartalmazó híd, a lámpa negatív jelleg-görbéjénél fogva, a bemenő jel amplitudójától

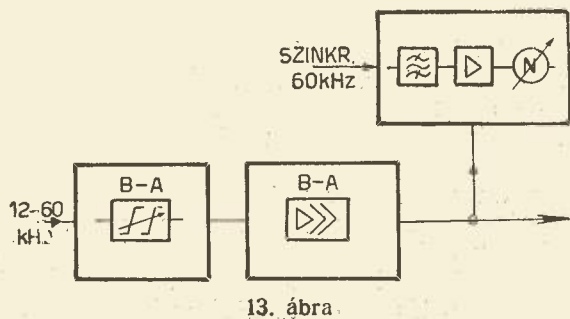


függő pozitív visszacsatolást ad a bemenő körbe. Ha a bemenő jel növekszik, csökken a visszacsatolás.

A stabilizált pilotfrekvencia elosztósávra kerül, ahonnan több rendszer táplálható. A pilotjel az adásba az adó vonalerősítőnél kapcsolódik be. Az erősítő bemenetére kötött pilot áramkör nagy impedanciájú. A szintekre vonatkozólag lásd a szintdiagrammot.

6.2 Vétel

Az adóállomáson beadott 60 kHz az ellenállomásra a berendezés átvitt sávjával érkezik meg és halad át a vonalkiegyenlítőn, majd a vevő vonalerősítőn (13. ábra). Az átvitt sávból a pilotjelet kristály sávszűrő választja ki. A pilotvevő ugyancsak nagyimpedanciájú. A kiválasztott jelet felerősítve és egyenirányítva használjuk fel. Az egyenfeszültséget néperben kalibrált műszer jelzi. Ha a jel helyes értékű, a műszer 0 állásban van. Ha a jel szintje a műszer $\pm 0,2$ N jelzését meghaladja, akkor egy hőjelfogóval kombinált polari-zált jelfogó késleltetett riasztást ad. A késleltetés néhány másodperces és a riasztás bekövetkezése előtt lámpajelzés mutatja a szinteltérés irányát.



6.3 Pilotjel az erősítőállomásokon

A vonalról érkező pilotjelet a középállomás vonalerősítője az átvitt sávval együtt erősíti. A jel és ezzel a helyes rendszerműködés megfigyélésére a pilotvevő középállomási típusát használjuk. Ez tulajdonképpen műszerrel ellátott detektor-erősítő, nagy bemenő impedanciával. Bemenetét a vonalerősítő kimenetére repülőzsinórral átdugaszolva, rendes körülmények között a jelzőműszer 0 kitérést ad.

6.4 Szinkronizálás a pilotjellel

Szinkronizálaskor az adóállomás stabil pilot-jelét üttjük össze a pilot vevőben az ellenállomásról érkező pilotjellel (12. és 13. ábrák). Ezzel tehát az adóállomás főoszcillátorának jelét hasonlíthatjuk össze — 60 kHz-re vonatkoztatva — az ellenállomás főoszcillátorának a jelével. A műszeren észlelt lebegés sebessége az együttfutás mértékére jellemző. Az áramkör kivitelezése olyan, hogy a szinkronizálás a pilotvevőben egyetlen dugaspár bedugaszolásával végezhető.

7.0 Riasztások

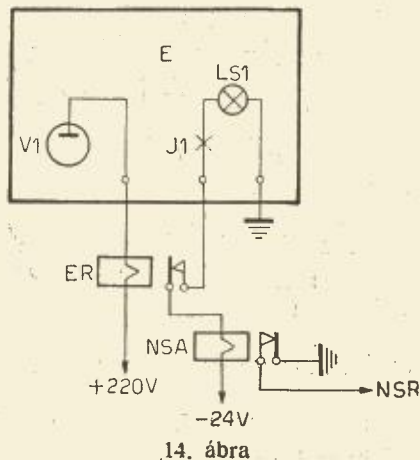
A riasztások célja az, hogy helyesen működő berendezésben fellépő hibák esetén a kezelőszemélyzet tudassa (látható és hallható módon) a beavatkozás szükségességéről. Sürgős a riasztás akkor, ha a hiba több csatorna kiesését okozza, nem sürgős pedig akkor, ha az csak egyetlen csatornát érint. A kétféle riasztásra kétféle lámpajelzést és kétféle csengőt alkalmaztunk.

Biztosítva van egy központi riasztóegység alkalmazásával az is, hogy a berendezés különböző részein keletkező hibák a helyi lámpajelzéseken kívül központosan is megjelenjenek és csakis itt kapcsolhatók ki a riasztások.

Tekintettel arra, hogy a kisebb állomásokon nem mindig áll szakértő kezelőszemélyzet rendelkezésre, célszerűnek láttuk a távriasztás bevezetését is.

7.1 Egységriasztás

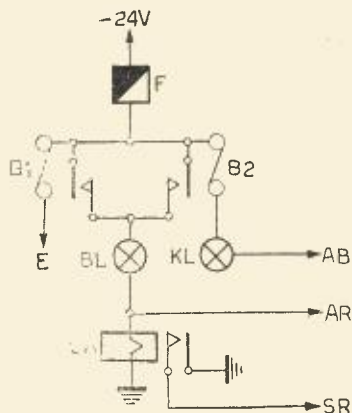
Jellegzetes esetét mutatja be a 14. ábra. Az ábrától eltérőleg lehet sürgős is, ezt a hiba súlyossága dönti el. Az ábrán látható, hogy a riasztandó



E egység anódáramkörében jelfogó (*ER*) van. Ha az anódáram megszűnik, *ER* zárja *NSA* tekercsén át az egység riasztólámpájának (*LS1*) áramkörét. A lámpa kigyullad és *NSA* meghúz. Ekkor a központi riasztás felé földimpulzus megy ki. Az egység fűtés-kikapcsolója (*J1*) egyúttal »kiszúrja« a riasztást is.

7.2 Keretriasztás

A könnyebb tájékozódás végett az egységeken keletkező hibajelzés a keret tetején elhelyezett lámpán is megjelenik. A *BL* lámpa biztosítók kiégését jelzi, a *KL* lámpa pedig a kereten keletkező hibát mutatja (15. ábra). Ha az *E* ponton táplált keretegység *B1* pattanó biztosítója kiolvad, zárja *SA* jelfogón keresztül a *BL* lámpa áramkörét. Ez kigyullad és meghúz *SA* is, aminek a központi riasztás felé kiadott sürgös jellegű földimpulzus

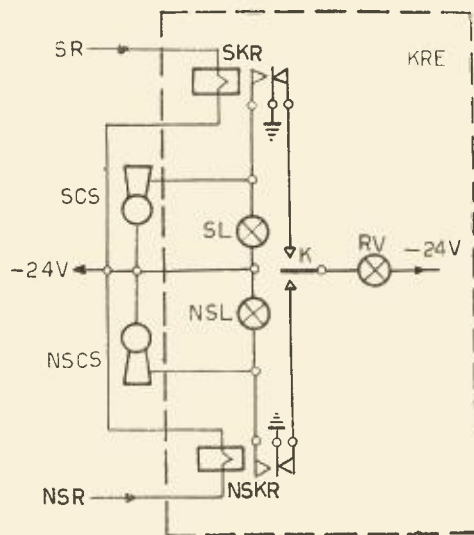


15. ábra

lesz a következménye. *SA* ugyancsak földimpulzust szolgáltat, ha az *AB—AR* ágat rövidre zárjuk. Ugyanekkor kigyullad a *KL* keretlámpa is. A rövidzárát szolgáltatathatja pl. a 14. ábrán látható típusú riasztóáramkör. Nyilvánvaló, hogy mind a biztosító, mind pedig a keretriasztás, ha így szükséges, lehet nem sürgös is.

7.3 Központi riasztás

Valamennyi keret és egység sürgös vagy nem sürgös riasztó földimpulzusa a központi riasztóegységre (*KRE*) fut be. A központi riasztás elvi működése követhető a vázlatos 16. ábra kapcsán. A berendezésből érkező sürgös (*SR*) vagy nem sürgös (*NSR*) földimpulzus működteti az *SKR* vagy *NSKR* központi riasztó jelfogókat. Ezek kigyújtják a megfelelő sürgös (*SL*) vagy nem sürgös (*NSL*) lámpát. Egyúttal megszólal a megfelelő csengő (*SCS*, *NSCS*) is. *K* kulccsal a csengő kikapcsolható. A hiba elhárítása után *SKR* vagy *NSKR* elenged és az *RV* »riasztást vissza« lámpa kigyullad, azonkívül a nem sürgös csengő újra megszólal, figyelmeztetésül, hogy a kikapcsoló kulcsot normál helyzetbe kell visszaállítani.



16. ábra

7.4 Távriasztás

Mint már említettük, a távriasztás célja az, hogy a felügyeletlen állomáson keletkező hibákról a felügyeletes állomás értesülést szerezzen. Az alkalmazott riasztó rendszer egy érpárt vesz igénybe. Előnyösen felhasználható pl. fantomáramkör. Az áthidalható távolság kb. 750 ohm hurokellenállásnak felel meg.

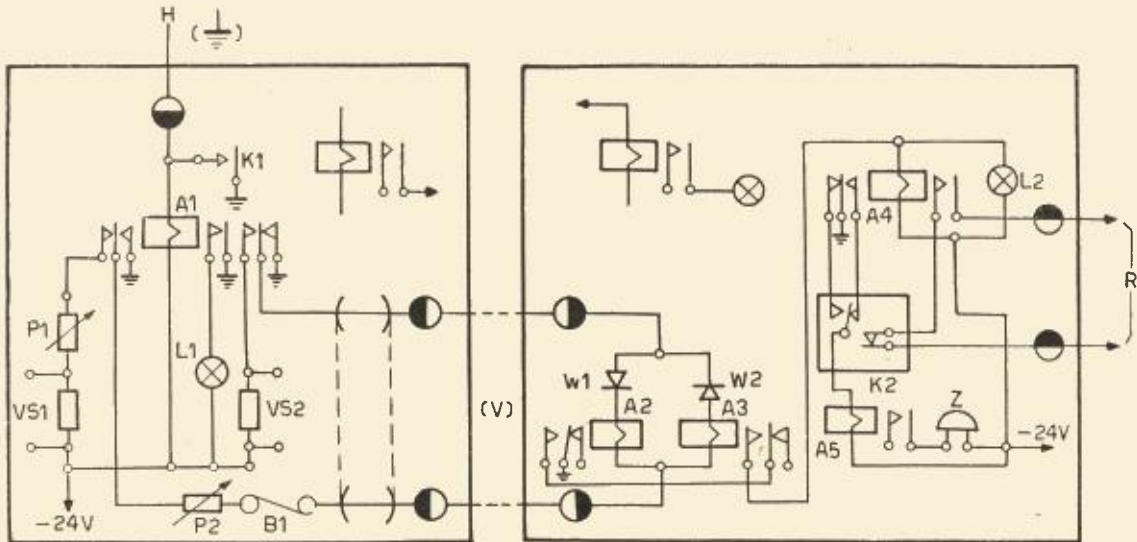
A riasztó adó a felügyeletlen állomásról négyféle riasztást adhat. Nyugalmi helyzetben a vonalon 9,5 mA egyenáram folyik. A négyféle riasztás a következő:

1. sürgös: A nyugalmi (9,5 mA) áram megszakítása.
 2. sürgös: A nyugalmi áram 22 mA-re növekszik.
 1. nem sürgös: A 9,5 mA áram polaritást vált.
 2. nem sürgös: A 22 mA áram vált polaritást.
- Az adót a keletkező hiba vezérli földimpulzussal. Vizsgálati célokra kulccsal műhibák hozhatók létre és így a vevő ellenőrizhető.

A távriasztás adását és vételét vázlatosan a 17. ábra mutatja. A valóságban a rendszer a négyféle riasztás miatt a rajzotnál komplikáltabb. Az ábra hibamentes állapotot tüntet fel. Ilyenkor az adón és a vonalon át záródik *A2* jelfogó áramköre. A vonaláram a *P2*-höz képest nagy ellenállású *P1* potenciométerrel állítható be. Áramellenőrzésre *VS1* szolgál.

Hiba esetén az adó *H* forrcsúcsára föld kerül. Ekkor meghúz *A1* és az *L1* lámpával jelezzük a riasztásállapotot. Egyidejűleg *A1* megcseréli a vonalban folyó jelzőáram polaritását, azonkívül beiktatja *P1*-et és *VS1*-et. A megnövekedett áram *P2*-vel állítható be és *VS2*-ön ellenőrizhető. A leírt állapot *K1* kulcs működtetésével is előidézhető.

Vételoldalon a fentiek következménye *A2* elengedése és *A3* meghúzása. Ilyenkor meghúz *A4* és az *L2* lámpa jelzi a hibát. *K2* kulcson át a zúgó működtető *A5* is meghúz és az *R* forrcsúcsokon rövidzár keletkezik, ami pl. csengőt működtethet. A zúgó és a csengő kiiktatható *K2* átváltással.



17. ábra

val. Az eredeti állapot visszatértekor a zúgó ismét megszólal, figyelmeztetésül, hogy a kulcsot normál helyzetbe kell visszaállítani.

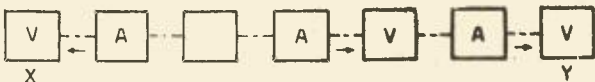
Végül megjegyezzük, hogy az adóban a zárójeles vonalrészben vannak beiktatva a többi riasztásmód jelfogóérintkezői és ezért a fontossági sorrendet az szabja meg, hogy melyik van a vonalhoz elektromosan »közelebb«. Másszóval ez azt jelenti, hogy pl. »l. sürgős« már más riasztást kizár.

Az üzembehelyezett erősítőállomásokon a következőket választottuk ki távjelzésre:

1. sürgős: Vonalszakadás, teljes áramkimaradás.
2. sürgős: Vonalerősítők anódkimaradása.
1. nem sürgős: Pilotvevő anódkimaradása.
2. nem sürgős: Kihasztnátlan.

Ilyen megoldásban a teljes összeköttetés képe a 18. ábrán látható. Az X és Y végpontok közötti távolság kb. 180 km (kb. 30 km erősítőszakaszonként). Az A felügyeletlen állomást (adó), V felügyelő állomást (vevő) jelez.

A kivitelezett összeköttetésben a felügyeletlen riasztást a terheletlen kábel üzemi és tartalék áramköreiből képzett szuperfantom áramkörre kötöttük be — mint azt a 19. ábra mutatja. Ezzel a távjelzés mind az adó, mind pedig a vevő kábelt is ellenőrzi vonalszakadásra.



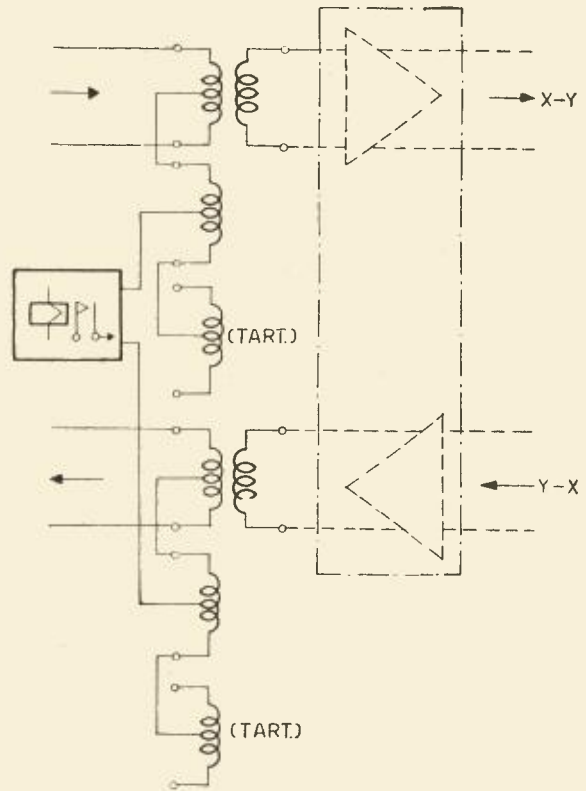
18. ábra

8.0 Áramellátás

A berendezések üzeméhez mindenütt 220 V egyen- és váltófeszültségre (anód és csőfűtés), valamint 24 V egyenfeszültségre (jelfogó) van szükség. Az anód- és jelfogófeszültségek a keretek tetején tápsínekre csatlakoznak. A csövek fűtése

sére a hálózat a biztosító sávokon lévő szorítókra köthető.

Tekintettel arra, hogy középállomáson előfordulhat a 220 V hálózat hiánya, a középállomás

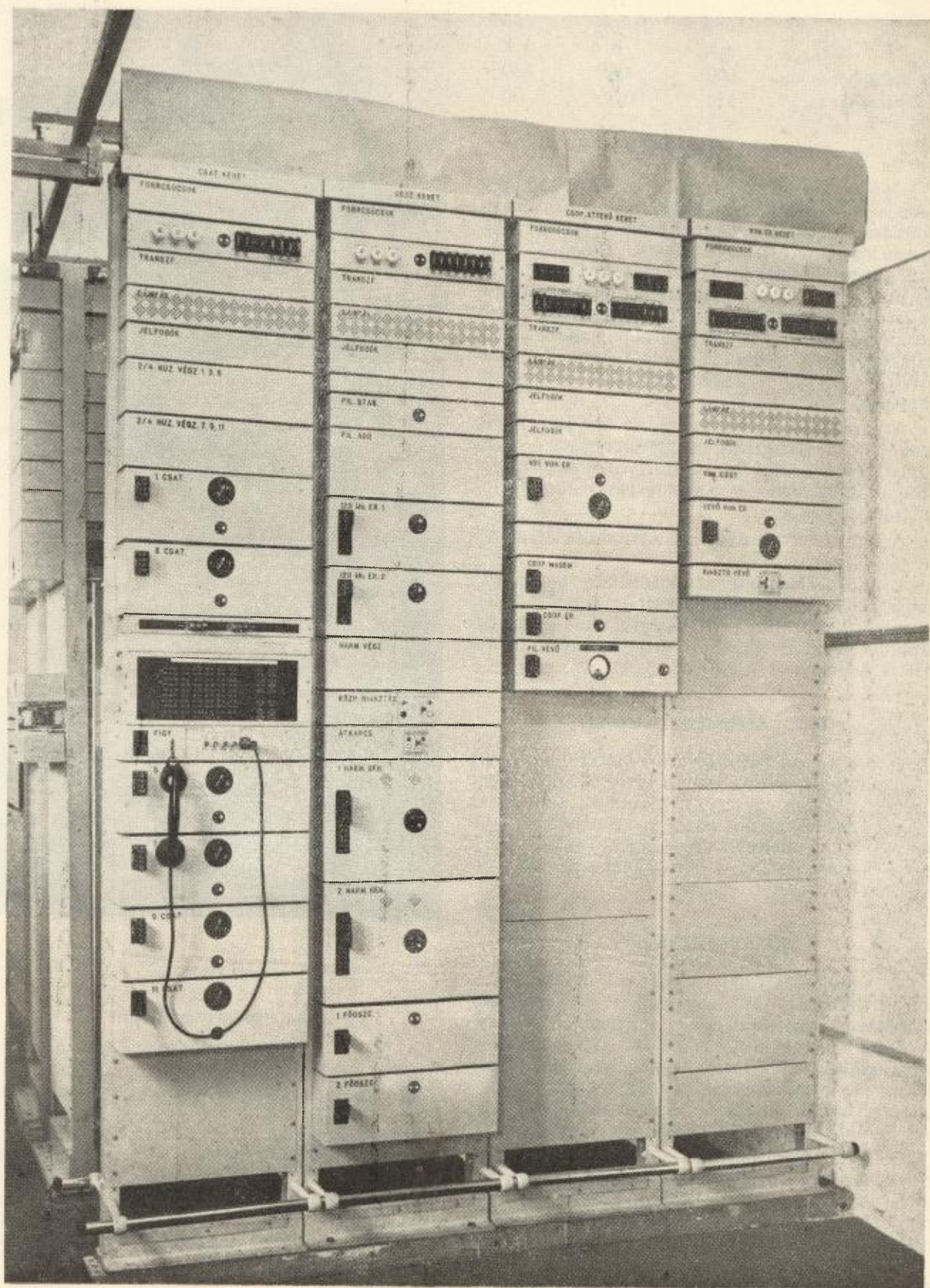


19. ábra

csöves egységeit ejtőellenállással is elláttuk, hogy ezek fűtése, a fűtőtranszformátorok átkötése után, 24 V egyenfeszültségről is biztosítva legyen.

8.1 Fogyasztás

Megközelítőleg a berendezés rendszerenként a következő fogyasztású (beleértve a csengető kereket):



20. ábra

Magyar Foto: Fényes Tamás

	Anód mA	Jelfogó A	Fűtés VA
Végállomás	600	4,8	340
Erősítőállomás . . .	110	0,5	30

8.2 Tápperendezés

Végállomásoknál a táplálást egy 3×380 V, 50 per., 3 fázisú váltóóramú hálózatra csatlakozó Konveta típusú áramellátó berendezés láthatja el. A hálózat ki-maradása esetén ez a berendezés önműködően átkapcsolhat egy 220 V feszültséget adó szükség-akkumulátorra, amely az anódfeszültséget így közvetlenül adja. Ugyancsak erről a feszültségről nyeri táplálását az önműködően induló forgó áramátalakító, amely szükség esetén váltakozó áramot termel a csőfűtésre és a 24 V egyenfeszültséget szolgáltatató egyenirányítók számára.

Az áramszolgáltató berendezés 5 A-ig terjedő, szabályozott feszültségű anódáramot, 12 A jelző egyenáramot és 3 kVA teljesítményű fűtőáramot szolgáltat, ami hat 12-csatornás rendszer táplálására elegendő.

A tápperendezés gyors- és csepptöltő áramkört is tartalmaz.

Erősítő állomáson az áramellátó berendezés egyszerűbb. A középállomási típus 220 V, 50 per. 1 fázisú hálózatra csatlakoztatható. Feszültség-szabályozása ferrozonás. Teljesítmények: anód: 0,3 A, jelfogó: 1 A, fűtés: 5 A.

9.0 A berendezés felépítése

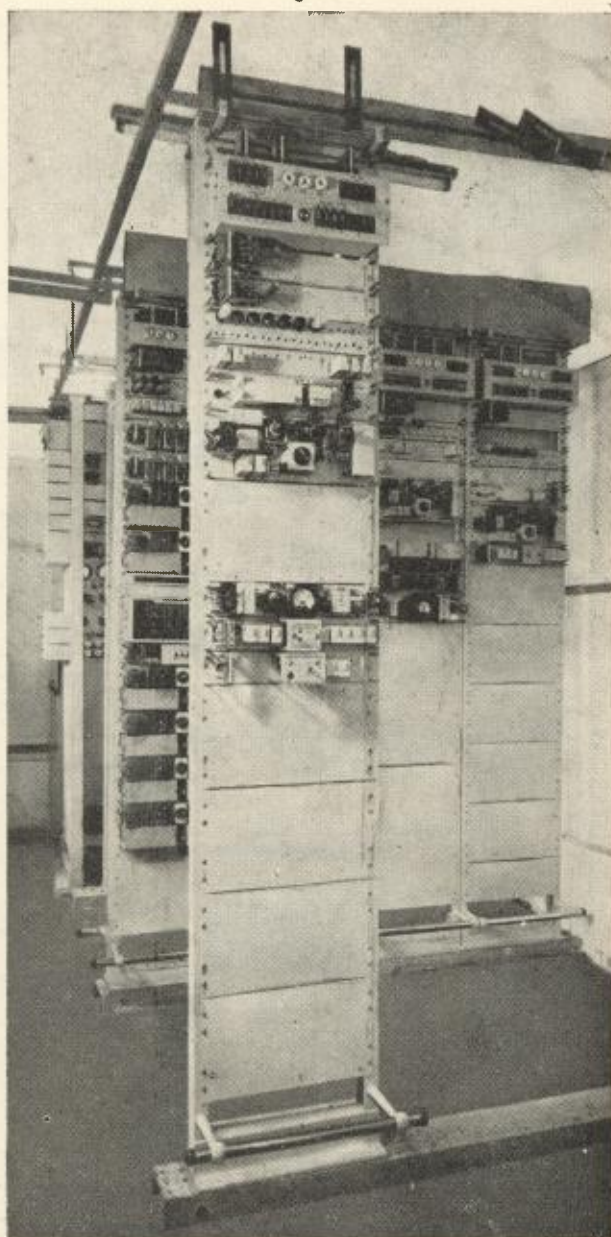
A berendezés felépítésében nagyrészt az eddig is alkalmazott elvekre támaszkodik. Az összefüggő áramkörti részek egységeket alkotnak. Ezekből az egységekből és az ún. közös szerelvényekből épül fel a keret. A szorosan vett kábeles végberendezés négy keretet igényel, a középállomás pedig egyetlen kereten kerül szerelésre,

9.1 Állomásfelépítés

A végállomás egyik elrendezési módja a 20. ábrán látható. Jól megfigyelhető a csatorna, oszcillátor, csoportáttevé, vonalerősítő keret. A csatornakeret mellé tehető a csengető, és a vonalerősítő keret mellé a kábelvégződő keret. Ilyen elrendezést célszerű választani, ha a végállomás kisebb állomásra kerül, mert így a leg-egyszerűbb a keretközi kábelezés.

Nagy állomásokon, ahol a különböző berendezések bizonyos csoportosítása szükséges, vagy, ha a tervbevett bővítés ismeretes, esetleg más elrendezés a célszerűbb. A kivitelezett összeköttetés-nél ez az elv érvényesült.

A középerősítő állomás erősítőkeretét a 21. ábra mutatja be. Az elhelyezés a kábelvégződő kerettel együtt erősen függ az állomáson lévő berendezésektől. Célszerű ezeket egymáshoz minél közelebb tenni a rövidebb állomáskábelezés elérésére.



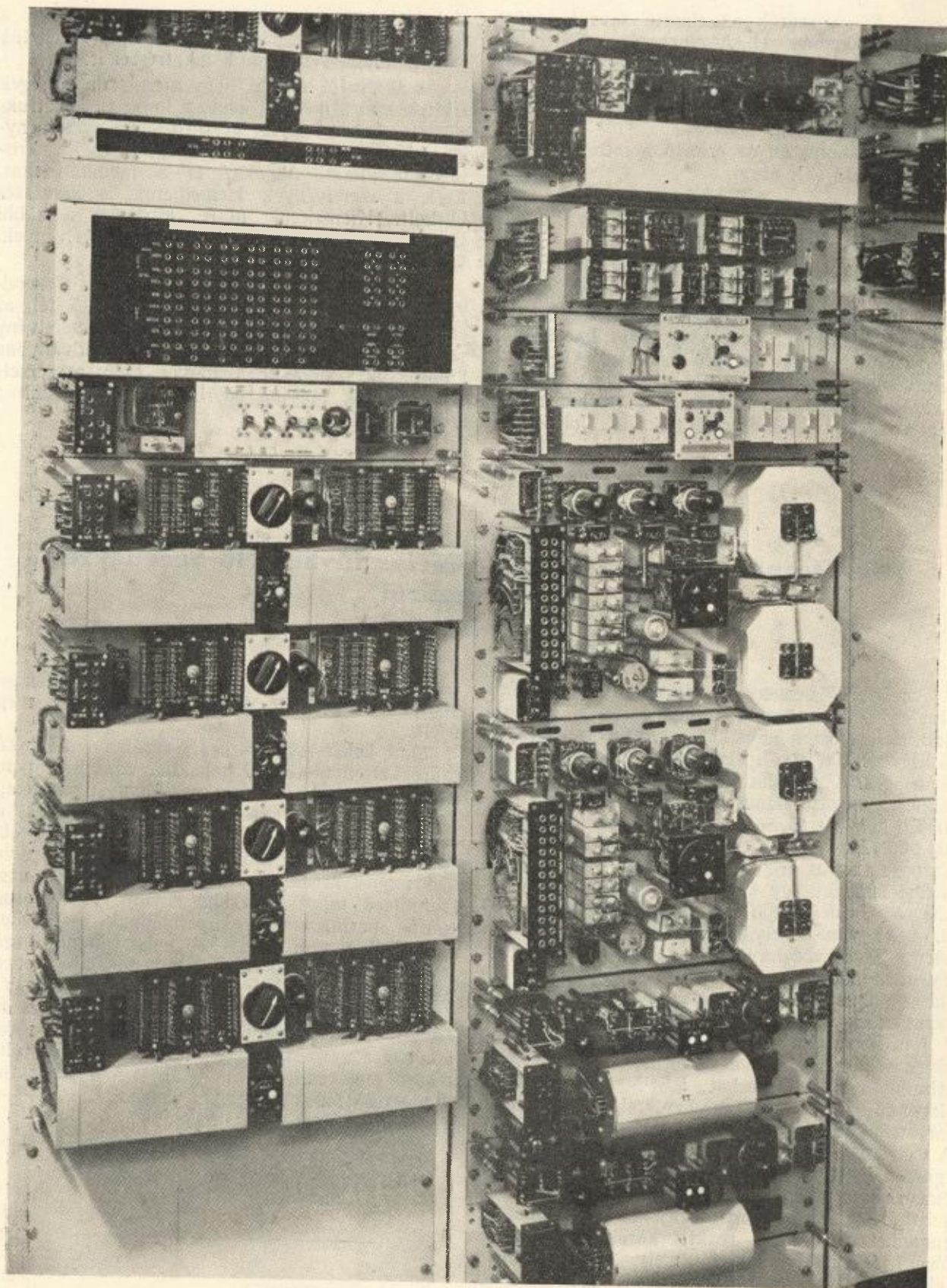
Magyar Foto: Fényes Tamás

21. ábra

9.2 Keretelrendezés

A 20. és 21. ábrákon megfigyelhető a keret-elrendezés általános módja. A keret tetején helyezkedik el a tápsínrendszer. Alattuk forcsúcsávok vannak. Ezekre kerül a belső és a külső kábelezés. A felső egységek az ún. közös szerelvények. Ilyen a biztosító, transzformátor, lámpa és jelfogó egység. Ezek belső felépítése a 21. ábrán látható. Az olyan szerelvényeknek, amelyek kezelést igényelnek, vagy ahol műszert kell leolvasni, megfelelő magasságban biztosítottunk helyet. A keretek alján védőkorlát-rendszer védi a kereteket a sérüléstől.

A csatornakeret elrendezése a 20. ábrán látszik. A kép az előloldalt tünteti fel a páratlan csatornákkal. Hátról a páros csatornák vannak. Az oszcillátor keret a vivőellátást biztosítja 12 rendszer



22. ábra

Magyar Foto: Fényes Tamás

részére. A vivőszűrők az elosztó sávval együtt hátul helyezkednek el. A csoportátvevő kereten alul további két rendszer szerelhető és így hat rendszer befogadására alkalmas. A vonalerősítő keret hasonló elven épül fel és a két oldalon 12 rendszer építhető rá.

A középállomáson az erősítő keretre 6 rendszer szerelhető (21. ábra).

9.3 Szerelvények

A szerelvények szerelésére tekintsük a 22. ábrát. Az alkatrészek úgy helyezkednek el általában, hogy kiserelésük az egység leszerelése nélkül legyen elvégezhető. Az egység belső kábelezését az egység baloldalán látható forrcsúcs és hüvely-szerelvénnyre vezették ki. Ide csatlakozik a keret U-vasban haladó keretkábelezés és itt bonthatók meg vizsgálati célokra az áramkörök. Jobboldalt

alul látható a főoszillátor rezgőkristályának a termosztátja. A kristály cserélhető. Jól kivehetők a harmonikus generátorok alkatrészei is.

Az ábrán jól látható, hogy a csatorna egységek kivitele már átmenetet képez a korszerű konstrukció felé. A két kristálysávszűrő feletti szerelvénylapocskák tartalmazzák a csillapítótagokat, kristálysűrő-illesztő tagokat és a modulátorokat, Ezek a szerelvények kiemelhetők, a kábelezés hurkolt. Kiemelésük után előtűnnek a többi szerelvényeket magukba foglaló dobozszerelvények. Ezek is kiemelhetők.

Végül meg kell jegyeznünk, hogy bár a szerelvények szerelési elvei a régieken épülnek fel, az egész berendezésben sok megoldás és szerelvény jelent úttörő munkát. Ezekről jelen kiadványban külön cikk számol be. Bizonyos, hogy a szerzett tapasztalatok alapján egyre jobban haladunk a korszerű felé.

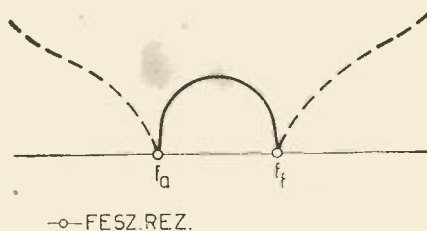
12-csatornás, kábeles vivőfrekvenciás távbeszélő berendezés kristálysűrői

RADVÁNY JENŐ

Az előző közleményekben tárgyalt 12 csatornás kábeles rendszer csatornaelrendezése a csoportmoduláció előtt a következő: A vivőfrekvenciák 64 kHz-től 108 kHz-ig terjednek, egymástól 4 kHz távolságra. A modulációnál keletkező két oldalsáv közül az alsót használjuk, így az első csatorna 60,600 kHz-től 63,700 kHz-ig, az utolsó csatorna 104,600 kHz-től 107,700 kHz-ig terjed. A többi csatorna azonos frekvenciaterjedelemben e kettő között fekszik: Így két szomszédos csatorna között a távolság 900 Hz. A csatorna felett 300 Hz-nyire van a vivőfrekvencia, szimmetrikusan felette a felső oldalsáv. Egyoldalsávú rendszerünk lévén, az adóoldalon ezt el kell nyomnunk, a sáv alatti oldalon csak a modulációs felhangok jelentkeznek; így itt a csillapításfeltételek kisebbek. A fentiek szerint figyelembevételével, hogy egyoldalsávú rendszer lévén, a csatornák között érthető áthallás nem keletkezhet, 5,8 N diszkrimináció elegendő a felső tartományban, míg az alsó zárótartományban 4,6 N diszkrimináció elegendő. A csatornák közti 900 Hz a sáv szélességnek nem egészen $\frac{1}{4}$ része; a relatív sáv szélesség a felsőbb csatornáknál mindössze 3%. Tekintetbe véve, hogy a szűrőre az áteresztő tartományban 7cN ingadozást engedhetünk meg, a reaktív köröknek többezés jósági fokúnak kell lenniök, mely jóság a jelenlegi tekercsekkel meg sem közelíthető. Így a fenti követelmények csak elektromechanikus szűrőkkel, esetünkben kvarckristálysűrőkkel elégíthetők ki. Ugyanezt megköveteli a körök stabilitása is. A vevőoldalon szintén az egyoldalsávú rendszer miatt a szomszéd csatornából származó zavaró jel a demoduláció után kívül esik a 300—3400 Hz-es

csatornasávon és így a fentebbi megfontolások alapján készült adószűrő vevőszűrőként is megfelelő.

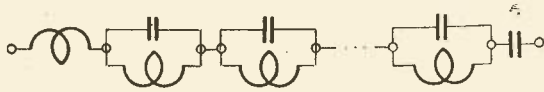
Mint ismeretes, a kristálysűrőket a tekercses szűrőkkel ellentétben X-tagokból, azaz hídkapcsolással realizáljuk. Ezek ugyanis könnyen veszteségkompenzálhatók, egyszerűbben számolhatók és realizálhatók és egyetlen hátrányuk a nagyobb tolerancia- és stabilitáskövetelmény. Ez a piezoelektromos kristályok alkalmazásával azok nagy stabilitása miatt kevésbé zavaró. A csatornasűrők párhuzamosan kapcsolódnak egymáshoz, és így olyan szűrőtípust kell választanunk, amely a zárótartományban magas impedanciájú; ellenkező esetben a szűrők söntölik egymást. Ennek a hullámsűrő típusnak a hullámmellenállása az áteresztő és zárótartomány elméleti határán zérus, és ettől a zárótartomány irányába haladva rohamosan emelkedik (l. az 1. ábrát; a szaggatott vonal reaktáns impedanciát jelez).



1. ábra

Ha az X-tag soros és keresztágait meghatározzuk, a 2. ábra szerinti felépítésű reaktív kétpólusokat nyerjük; ha ebből a képből az első soros

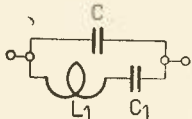
tekercset elhagyjuk, a fennmaradó kétpólus piezo-elektromos kristályokból felépíthető. Egy kristály helyettesítő elektromos képe ugyanis soros rezgőkörrel parallel kapcsolt kondenzátor, ahol a soros kör kapacitása, illetőleg induktivitása a kristály



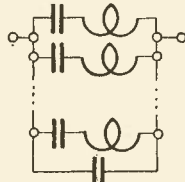
2. ábra

rugalmasságának, illetőleg rezgő tömegének elektromechanikus ekvivalense, a parallel kondenzátor pedig a fegyverzetek kapacitása. (3. ábra.)

Az ekvivalens elemek értéke a rezgő kristálylap geometriai méreteinek, anyagának, a kristálytömbből való metszési irányának és a kristály rezgési módjának függvénye. Az ismertetett berendezés csatorna-sávszűrőiben természetes kvarc-



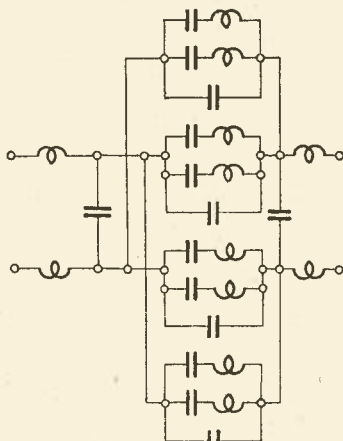
3. ábra



4. ábra

kristályból készült, $-18,5^\circ$ -os x -metszésű, téglalap-alakú, hosszrezgő szűrőkristályokat alkalmaztunk. Több kristályt parallel kötve a 4. ábra szerinti képhez jutunk, mely strukturában ekvivalens a soros tekercstől megfosztott 2. ábrabeli struktúrával.

Amennyiben ez a tekercs a soros és keresztágban megegyezik, az X-tag elé kiemelhető, hasonlóképpen a parallel kapacitás egy része is. Ennek szűrőnek rendelkeznie, míg az alsó tartományban elvileg egy pólus is elegendő lenne, de ekkor a szűrő



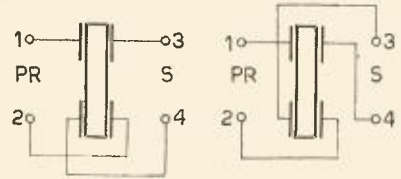
5. ábra

következménye, hogy a szűrő hullámcsillapítása végtelen frekvencián végtelen, azaz itt csillapításpólus van. A felső zárótartományban az 5,8 N diskriminációhoz még két további pólussal kell a

elemeinek toleranciájára megvalósíthatatlan értékeket kapnánk. Ezért ide is két pólust helyezünk. Így a soros és a keresztágban két-két kristály kerül egymással parallel.

A szűrő végleges felépítését az 5. ábra mutatja.

Az X-tag szembenfekvő és egymással megegyező ágában ugyanezt a rezgő kristályt alkalmazzuk úgy, hogy a kristálylapok fegyverzetét

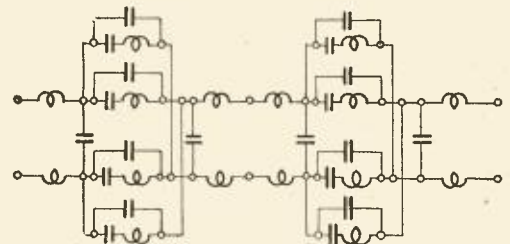


6. ábra

középen megszakítjuk, és a két felet külön kivevük: így a helyes polaritást figyelembevéve, egy kristály helyzetét a soros és keresztágban a 6. ábra mutatja. (A kivezetések számozását illetőleg lásd az 5. ábrát.)

Tehát egy szűrőben összesen négy kristályt alkalmazunk.

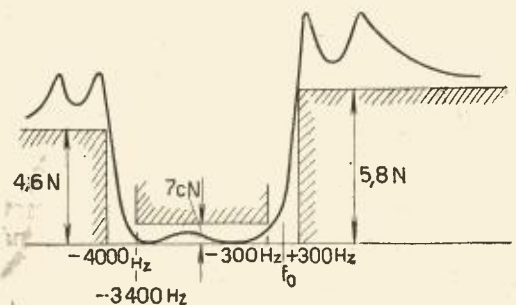
A szűrő természetesen realizálható volna két láncba kapcsolt X-taggal is, mikor egy-egy X-tag



7. ábra

két-két pólust valósít meg, két-két kristállyal; a kapcsolási séma a 7. ábrán látható.

Bár ez a megvalósítási mód több tekercset (három, illetve négy db.) igényel, bizonyos szem



8. ábra

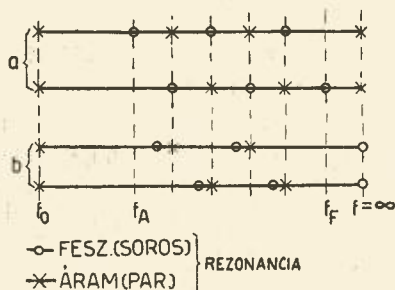
pontból — erre még visszatérünk — kedvezőbbnek tűnik, és ezért lehetséges, hogy a további fejlesztési munkánkban ezen az úton haladunk tovább.

Mint már említettük, a szűrővel szemben támasztott igényünk az alsó tartományban 4,6 N, a felső tartományban 5,8 N diszkrimináció, az áteresztő tartományban maximum 7cN ingadozás.

(A 8. ábra diszkriminációt ábrázol, a szűrő átteresztő tartománybeli csillapításának hozzáadásával nyerjük az üzemi csillapítást.) Az ennek megfelelő póluselrendezés a következő:

$F_0 - 5000$ Hz; $F_0 - 4000$ Hz; $F_0 + 600$ Hz és $F_0 + 1450$ Hz; ezekhez járul még a kiemelt tekercsből következő végtelenben fekvő pólus.

Az egyes hídágak reaktanciamejét a 9a ábra mutatja. Ha a kiemelt tekercset elhagyjuk, a kép a 9b ábra szerint módosul.



9. ábra

A soros ág alacsonyabb és a keresztág magasabb rezonanciáját képviselő kristály ekvivalens soros körének kapacitása kb. egyenlő, és kb. harmadrésze a hátramaradó két rezonanciát képviselő kristályoknak.

A 12 csatornaszűrőben előforduló kristályok ekvivalens kapacitásai egy-egy féloldalra vonatkoztatva $4 - 160 \cdot 10^{-3}$ pF nagyságrendűek.

Az előzetes becslések, valamint a gyártási tapasztalatok szerint a szűrők megvalósítása elektromosan és mechanikusan rendkívül kényes. Az 5,8 N csillapítás a híd közel 1‰ kiegyenlítetttségét és stabilitását követeli meg az egész felső zárótartományban, és ez azt eredményezi, hogy a kristályokat ily pontos értékekre kellene gyártani, ami igen nagy selejt gyártása nélkül nem lehetséges. Így a kristálygyártás nagyobb pontatlanságát más módon kell kiegyenlíteni (lásd később).

A szűrők behangolását 3 trimmer-kondenzátorral eszközöljük, melyek közül kettő a hídból kiemelt kapacitásértékeket, a harmadik pedig a hidat egyenlíti ki. Ezeket a trimmereket 1‰ pontosságra kell beállítanunk, különösképpen a hídban levőt. Ezenkívül a beállított hídnak a szűrőt ért mechanikus behatásokra, rázkódásokra sem szabad széthangelődnia. Mivel áttételt alkalmazni a beállításnál nehézkes és drága volna, a csatornaszűrőkben ú. n. hordó trimmereket használunk, melyek egyrészt elegendő pontosan beállíthatóak, másrészt elegendő stabilan tartják a beállított értéket.

A szűrők természetesen elemeiknek nemcsak képzetes, hanem valós értékváltozására (veszteség) is rendkívül érzékenyek, és így a szűrőben kiegyenlítés céljából használt légitrimmereket soros ellenállással a többi keramikus kondenzátor veszteségszögének megfelelően el kell rontanunk. A kris-

tályok vesztesége igen kicsi, 10^{-4} nagyságrendű, de ezt a levegőből a kristályfelületre csapódó nedvesség lényegesen megnövelheti. Ezért a kristályokat száraz atmoszférában kellett elhelyezni; ugyanez vonatkozik a szűrőben levő tekercsre is. Ezen elemek búrázásán kívül a szűrőt magát is légmentesen leforrasztott dobozban, száraz nitrogén atmoszférába helyeztük.

Mint már említettük, a szűrők gyártásának legkényesebb problémája a kristály ekvivalens soros körének toleranciája. Frekvenciapontosságra a feltevés $5 \cdot 10^{-5}$ relatív hiba körül van, és ez jól tartható, de az ekvivalens kapacitást néhány ‰ pontosságon tartani gyakorlatilag lehetetlen.

Ez az ekvivalens kapacitás csak közvetve mérhető a kristály parallel kapacitásának, soros és parallel rezonanciájának egyidejű méréséből. A kristály helyettesítő képét a 4. ábrán látjuk. Ha a kristály parallel kapacitását alacsony frekvencián megmérjük, a mért $C_p = C + C_1$ értékből, és a kristály soros és parallel rezonanciájából a C_1 értékét a következő képlet szolgáltatja:

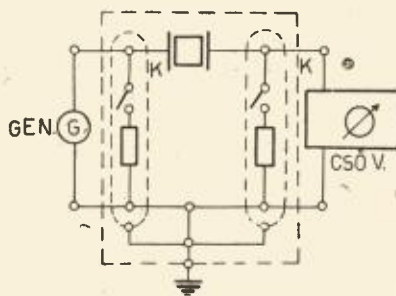
$$C = C_p (1 - f_p^2 / f_s^2)$$

Ezt a képletet kielégítő pontossággal közelíti a

$$C = C_p (2 \cdot \Delta f / f_p + 0,5 \Delta f)$$

ahol $\Delta f = f_p - f_s$. Esetünkben a $\Delta f / f = 2 \cdot 10^{-3}$ körül van, s így a képlet hibája nem mérhető.

A mérésnél vigyáznunk kell arra, hogy valóban azt a parallel kapacitást mérjük, mely a parallel rezonanciát képezi, a kristályt árnyékolt mérő dobozba helyezzük, melynek kapcsolása a 10. ábrán látható.



10. ábra

A generátort a primer, a csővoltmérőt a szekunder oldalra helyezve, a k_1 kapcsolókat zárjuk és a frekvencia változtatásával a feszültség-maximumot, illetve feszültség-minimumot megkeresve kapjuk a soros, illetve parallel rezonancia értékeit.

A frekvenciamérést igen nagy pontossággal kell végezni, hogy a Δf mennyiség 1‰-re pontos legyen. A mérésnek vagy $\Delta f / f = 2 \cdot 10^{-3} = 2 \cdot 10^{-6}$ pontosságúnak kell lennie vagy legalább is úgy kell történnie, hogy az ennél esetleg nagyobb abszolút hiba a $\Delta f = f_p - f_s$ különbség képzésénél kiessék. Szükséges továbbá, hogy a hőmérséklet a két frekvenciamérés között ne változzék, tekintettel a $-18,5^\circ$ -os metszet $-2,10^{-5}$ Hz/°C-os, nem nagy frekvencia-hőfok stabilitására. Természetesen a parallel kapacitást olyan rendszerű hídon kell

mérni, mely parciális kapacitást mér a primer és a szekunder melegpont között (k kapcsolók kikapcsolva).

Célszerű a mérést úgy elrendezni, hogy először a parallel rezonanciára állunk rá, majd a generátor frekvenciáját kb. 200 Hz körüli hangfrekvenciás generátorral moduláljuk és így az alsó oldalsávval állunk rá a soros rezonanciára úgy, hogy a két rezonancia közötti frekvenciakülönbség értékét közvetlenül olvashatjuk le erről az interpolációs generátorról.

Tekintve, hogy gyártás közben a kristályok ekvivalens kapacitása — mint már említettük — nem biztosítható a kellő pontossággal, a szűrők csak nagyobb tömegben gyárthatók. Ez esetben ugyanis az egy szűrőbe kerülő kristályokat össze-

$$\begin{aligned} a_1 \Delta C_1 + a_2 \Delta C_2 + a_3 \Delta C_3 + a_4 \Delta C_4 &= A_1 & k_{A1} < A_1 < k_{C1} \\ \vdots & & \\ \eta_1 \Delta C_1 + \eta_2 \Delta C_2 + \eta_3 \Delta C_3 + \eta_4 \Delta C_4 &= A_n & k_{An} < A_n < k_{Cn} \end{aligned}$$

A ΔC_i -k a mért C_i ekvivalens kapacitás és a pontos érték különbsége, az a_i , η_i , k stb. kifejezések állandók. A kristálynégyesek úgy válogatandók össze, hogy mindegyik eleget tegyen a fenti egyenlőtlenségrendszernek. A beépítés előtt a kristálynégyeseket a végső szűrővel azonos kapcsolású dugaszolható vizsgáló szűrőbe tesszük, ahol ellenőrizzük, hogy teljesíti-e az előírást. A hidat a bennelevő trimmer segítségével az $f_0 + 600$ Hz póluson egyenlítőjük ki, az egyenlőtlenségrendszereket is ennek megfelelően állítottuk fel. Mivel a kiegyenlítés így a felső zárótartományban történik, a kristály ekvivalensek pontatlansága az alsó zárótartományban nagyobb csillapításmenet-változást okoz; itt azonban a diszkriminációs feltételek kisebbek, és így itt sem kényesebb a helyzet, mint a felső zárótartományban.

Mint már említettük, az itt ismertetett szűrő gyártása az elemek toleranciaérzékenysége miatt igen kényes. A híd kiegyenlítetttség- és stabilitásigénye miatt a szűrők gazdaságos tömeggyártása nehéz. Ennek fő oka elsősorban az a körülmény, hogy a szűrő egyetlen X-tagból áll és így ennek az egyetlen hídnak kell a teljes csillapítási feltételnek eleget tenni. A kristályhibákon kívül a szűrő csillapításmenetét elronthatja a kiemelt elemek aszimmetriája is, tekintve, hogy ez frekvenciafüggő is lehet. Ha a szűrőt két tagból építenénk fel, úgy a tekercsek száma megkétszereződne, azonban valószínűleg ez gazdaságosabb lenne, mert így a csillapítás két X-tagra oszlana és ezenkívül a szűrő két csillapításpólusa egymástól függetlenül lenne beállítható. Ilyen szűrőtípust kidolgozva lehetséges lenne a kristályok válogatásának elkerülése és így a gyártást olcsóbbá tehetnénk. Ennek a típusnak fő nehézsége az, hogy tekintetbevéve a két szűrőrész csillapításának összegződését, a szűrő csillapításiingadozását nehéz az előírt érték alatt tartani. Valószínűleg jó megoldás lenne a két szűrő tag elméleti sávhatárainak kismértékű eltolása. Ennek a típusnak kidolgozása a kristálysűrő fejlesztés

válogathatjuk úgy, hogy hibáik részben kompenzálják egymást. Ha a ΔC érték egy-két %-nál kisebb, 10 azonos csatorna-sűrő $4 \cdot 10 = 40$ kristályából a nagyobb rész összeválogatható és így 10—20%-al nagyobb mennyiség gyártásával a 10 szűrőhöz szükséges kristályok általában biztosíthatók.

Az összeválogatás oly módon történhetik, hogy a szűrő üzemi csillapítás képleteinek a ΔC_1 változások szerinti parciális differenciálhányadosai segítségével az egyes kényes frekvenciákra vonatkozólag egyenlőtlenségek készíthetők, melyek teljesítése esetén a kristálynégyes ekvivalens tolerancia szempontjából megfelelő.

Ezeket a egyenlőtlenségeket egy rendszerbe fogva a következő alakú egyenlőtlenségrendszereket kapjuk:

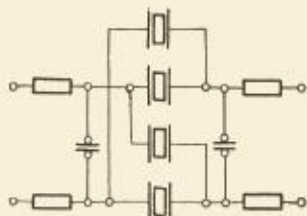
terén elsőrendű további feladat, mert ily módon a szűrők mechanikai méreteinek csökkentése a kisebb mechanikai érzékenység miatt a nagyobb elemszám ellenére is könnyebbnek látszik.

A csatorna-sávszűrők után röviden ismertetjük a berendezés egyéb kristálysűrőit is. Kristálysűrő állítja elő a 4 kHz harmonikus generátor tüimpulzusából a 64-től 108 kHz-ig terjedő csatorna-vivőfrekvenciákat, a 60 kHz pilotfrekvenciát, valamint a 120 kHz csoportmodulátor-frekvenciát is. A csatornavivőellátó és a 60 kHz pilotfrekvenciát előállító szűrőkkel szemben nem állítunk különösebb követelményeket. A felharmonikusok ugyanis 4 kHz-enként vannak jelen a spektrumban, és így $\pm 1,5$ kHz sáv szélességű szűrőkkel ± 4 kHz-re elhelyezett 1—1 pólus, a kiemelt tekercsől adódó végtelen pólussal (ezek a szűrők is parallel vannak kötve) kényelmesen biztosítja az összes ideger csatorna frekvenciák szükséges mértékű elnyomását. A pólusok stabilitásával kapcsolatban is kisebb a követelmény, tekintve, hogy a harmonikus generátorból külön vesszük le a páros és páratlan felharmonikusokat s így ± 4 kHz-re zavaró jel közvetlenül nincs is jelen. E szűrők gyártásával kapcsolatban kristály ekvivalens pontatlanságból eredő selejt nem fordult elő jelentős mértékben. A 120 kHz csoportmodulátor frekvenciának a zavaró tükörjelek elkerülése céljából kisebb felharmonikus tartalmúnak kell lennie. Így az ezt előállító szűrőnek két sorbakapcsolt X-tagot alkalmazunk, hasonlóképpen a csatornasűrők jövőben kifejlesztendő fent említett típusához. A szűrő négy pólusa 112, 116, 124, 128 kHz-en van és ezekhez járul még a kiemelt tekercsekből eredő két végtelenben fekvő pólus. A szűrő beállítása itt sem kényes, és a kristályokkal szemben támasztott követelmény a gyártásban szintén könnyen tartható. A szűrő elméleti sáv szélessége a csatornasűrőkkel kb. megegyezik.

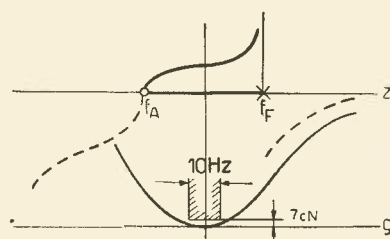
A 60 kHz pilotfrekvenciát a vételi frekvencia sávból leválasztó szűrő, az ú. n. pilotvevőszűrő keskenysávú kristály szűrő. Ez a szűrő rendkívül

egyszerű felépítésű; egyetlen kristály X-tag 1—1 kiemelt kondenzátorral. A szűrő magas hullám-ellenállású (50 k Ω) és a 150 ohmos áramkörre ellenálláson keresztül csatlakozik. Így hullám-ellenállás-menete érdektelen. A szűrő kapcsolását a 11. ábra, csillapítás- és ellenállásmenetét a 12. ábra mutatja. Ugyanez tünteti fel a csillapítás-előírást is. A pilotsűrő kristályai a kis sáv szélesség (± 5 Hz) miatt igen érzékenyek frekvenciapontoságra (60 kHz-nél ± 2 Hz), ezért kis hőfutasú +x-metszetet használunk. A kristályt úgy kell méreteznünk, hogy a másodrezonancia két beszéd-sáv közé essék, vagy az egész berendezés frekvencia tartománya fölé.

Végezetül megemlítjük, hogy az összes paralel kapcsolható típusú szűrők közös problémája a tekercsek megfelelő gyártása. A tekercsek rossz



11. ábra



12. ábra

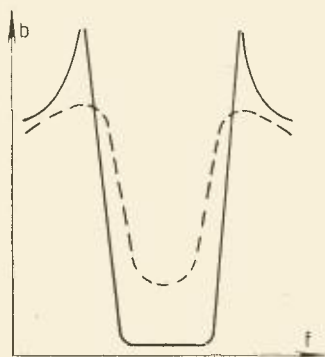
Q-ja felemeli a szűrő alapszűrését és egyszerűs mind a sáv határán megnöveli a csillapítási ingadozást is úgy, hogy a csatornaszűrők nem tudják tartani az előírt kis ingadozást. A vasmagos tekercsek problémáival külön közlemény foglalkozik. A csatornaszűrőkben légmagos kereszttekercselésű tekercsek vannak, a tekercskapacitás a vasmagos tekercsekhez hasonló hatással van itt is, sőt a vasvesztés hiánya miatt fokozott jelentőséghez jut. A szűrők mind szimmetrikusak, így két oldalukon a tekercseket két félre kell szimmetrikusan felosztanunk.

A tekercsek szimmetriája igen fontos az önkapacitásra nézve is, mert az aszimmetria frekvenciafüggő lehet, és így a hidat széthangolhatja.

Tekercsek önkapacitásának és az önkapacitás veszteségének hatása a tekercsek jóságára

BOGLÁR GYULA

A vivőáramú berendezések szűrőiben és korrektoraiban levő tekercsek jósági foka határozza meg azt, hogy a megvalósított szűrő, illetve korrektor átviteli görbéje mennyire közelíti meg az elméletileg számított értékeket. Ha a veszteségek



1. ábra

nagyok, akkor az áteresztő és zárótartományok közötti szakaszok ellaposodnak, a zárótartomány csillapítása csökken, az áteresztőtartomány csillapítása megnövekszik az 1. ábra szaggatott vonala szerint. Hogy ezek közül melyik jelenség, milyen mértékben lép fel, az a négypólus választott felépítésétől függ. Ezen hatások a berendezésben úgy jelentkeznek, hogy az átvendő jel szintje csökken,

ezáltal a berendezés végső fokon vagy több, illetve jobban igénybevett elektroncsövet kíván, vagy a berendezés által áthidalható vonalcsillapítás, tehát a hasznos hatótávolság, csökken. A relatív zárócsillapítás csökkenése pedig áthallásokat okozhat, vagy ezek elkerülésére a szűrők elemeinek számát emelni kell. Mindkét hatás a berendezés költségeinek növekedését eredményezi. Amennyiben pedig egyazon tekercstípusnál a tekercsvesztések nagyobb mértékben szórnak, akkor nem lehetséges azok figyelembevétele a fent említett négypólusok tervezésénél. A fenti megfontolásból látható, hogy a tekercsek veszteségeinek csökkentése minden esetben a berendezés minőségének javulását és ugyanakkor olcsóbbodását jelenti. Egyes áramköröknél egyenesen a megvalósíthatóság feltétele a nagyjóságú tekercs.

A tekercs veszteségi tényezője a következő részekből tevődik össze:

$$D = \frac{\operatorname{Re} Z}{\operatorname{Im} Z} = A + B + C,$$

ahol Z a tekercs impedanciája, A a vasvesztési tényező, B a tekercselés, C az árnyékolás veszteségi tényezője.

A tekercs jellemzésre használt jósági tényező $Q = \frac{1}{D}$; a tekercs veszteségszöge $\operatorname{tg} \delta_L = D$, mivel

pedig $D \ll 1$, azért $\delta_l \approx D$. Impedanciamérőhídon $\operatorname{Re} Z$ és $\operatorname{Im} Z$ közvetlenül mérhető egy f_l frekvencián, mint ellenállás Ω -ban és induktivitás H -ben. Más módon való mérhetőségükről később lesz szó.

A-t a használt tekercsmag határozza meg.

$A \approx a_1 + a_2 f$, ahol a_1 a hysterezis- és reziduális veszteségektől függő, a_2 pedig az örvényáram-veszteségektől függő tényező.

B-t a tekercs mérete és felépítése szabja meg.

$B \approx \frac{b_1}{f} + b_2 f + b_3 f^2$, ahol b_1 a huzal egyenáramú ellenállása, b_2 a huzal örvényáramú veszteségétől és a tekercselés önkapacitásából adódó veszteségtől függ, b_3 pedig az önkapacitás dielektromos veszteségeitől.

C a tekercsbúrától, illetve a szereléstől függ.

$C \approx c f^2$

A fenti képletek csupán kvalitatíve adják meg a veszteségek frekvenciafüggőségét.

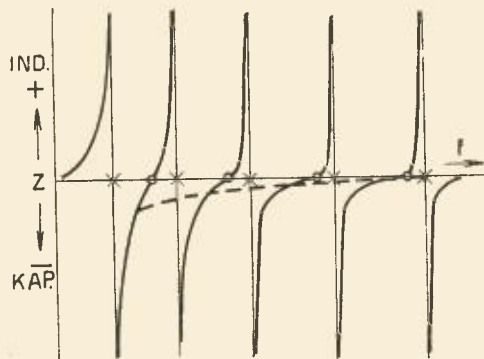
Ha D összetevőinek nagyságrendjét megvizsgáljuk, akkor látható, hogy míg $A+B = 2 \cdot 10^{-3}$ (például carbonil maganyagból, 12–20 permeabilitás mellett 100 kHz körüli frekvencián) könnyen megvalósítható érték, addig ezen anyagból készült 40 mH körüli toroid tekercsnél D többnyire nagyobb, mint $5 \cdot 10^{-3}$. Tehát $B > A+C$. Ezen példa mutatja, hogy milyen jelentősége van a tekercs veszteségeinek szempontjából a tekercselési veszteségek csökkentésének.

Mérések azt mutatták, hogy a B veszteségi tényező csökkentésének egyik leghatásosabb módja a tekercselés önkapacitásának és az önkapacitás veszteségszögének csökkentése, mert a huzal ellenállásának csökkenthetősége a méretek által korlátozott és csak B kisebbik részét teszi ki. A vezetékben fellépő áramkiszorítás (skin-effektus) következtében fellépő veszteség pedig a 12-csatornás berendezésben leggyakrabban előforduló toroid tekercsalaknál valamivel kisebb, mint eddig különböző szerzők Rogowski képlete alapján feltételezték. Sokerú litzével való csökkenthetősége más megfontolások folytán szintén korlátozott. Vizsgálataink azt mutatták, hogy litze helyett tömör huzalt sokkal magasabb frekvenciákig lehet előnyösen használni, mint eddig hitték és ezáltal a gyártási önköltséget több tekercstípusnál a minőség romlása nélkül jelentősen csökkenteni lehetett. A matematikai szempontból is érdekes eredményeket adó vizsgálatokról, melyeket a Magyar Tudományos Akadémia Alkalmazott Matematikai Intézetével végeztünk, egy későbbi cikkben lesz szó.

Alábbiakban a tekercsek önkapacitásának és dielektikum-veszteségeinek a tekercs veszteségi tényezőjére való hatásával foglalkozunk, elsősorban a toroid tekercsalak kapcsán, de az eredmények formamegkötést nem tartalmaznak és így értelemszerűen más tekercsalakoknál, mint fazék, stb. is alkalmazhatók, sőt légmagos tekercsek tekercselési veszteségeinek megbecslésére is használhatók.

A toroid tekercs reaktanciafüggvényét Pál Sándornak és Bognár Lászlónak (Magyar Tud. Akad. Alk. Math. Int.) sikerült elméletileg meghatározni a következő feltevésekkel: 1. a tekercs veszteség-

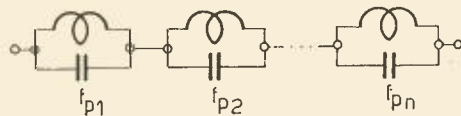
mentes, 2. a tekercs meneteit equipotenciálisnak tekintjük; 3. a tekercselés réteges és a rétegek száma sok (10-nél több); 4. elhanyagoljuk, hogy a tekercs rétegvastagsága a belső oldalon nagyobb,



2. ábra

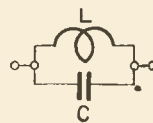
mint a külső oldalon. A reaktanciafüggvény menetét a 2. ábra mutatja. Ezen ábrából látható, hogy Z olyan reaktáns függvény, mely $f=0$ esetén zérus, majd Foster tételének megfelelően pólusok (parallel rezonanciák) és zérushelyek (soros rezonanciák) váltják egymást. Láthatólag létezik egy olyan $\frac{1}{j\omega C}$ jellegű függvény, melyhez $f \rightarrow \infty$ ese-

tén Z egyre nagyobb szakasza simul. A reaktanciafüggvény ezen simuló görbéje $f \rightarrow \infty$ esetén zérushoz tart. Ezért célszerűnek látszik Z megközelítésére olyan függvényt választani, melynek egyik realizálási képe parallel körök sorbakötése (3. ábra).



3. ábra

A legdurvább közelítés nyilvánvalóan egyetlen rezgőkör (4. ábra), melynek antirezonanciája ω_0 körfrekvencián ($\omega = 2\pi f$) van, azaz $\omega_0^2 LC = 1$.



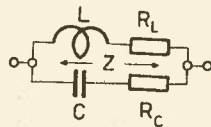
4. ábra

Mivel ezen kétpólus impedanciafüggvényére (Z) áll, hogy

$$-j \lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{dz}{d\omega} \rightarrow L$$

tehát, ha $\omega \ll \omega_0$, akkor $Z \approx j\omega L$. Tehát, ha ω_0 nagy (pld. 100 kHz), akkor alacsony frekvencián (pl. 1 kHz-en) L elhanyagolható hibával közvetlenül mérhető (a példa esetén $\sim 0,1\%$). Magasabbfokú közelítés esetén $L = L_1 + L_2 + \dots + L_n$. Ezen L érték méretezhető közvetlenül, a mag permeabilitásának és a tekercs alaki méreteinek ismeretében. Bármilyen más körfrekvencián, melyre áll, hogy

$0 < \omega < \omega_0$, $\text{Im } Z > \omega L$. A szűrőtervezőt éppen az érdekli, hogy a tekercs valamely ω_i körfrekvencia körzetében bírjon előírt impedanciaértékkel és jósági tényezővel. Ennek meghatározása a következő gondolatmenettel lehetséges.



5. ábra

A veszteségekkel rendelkező tekercs legegyszerűbb helyettesítő kapcsolás az 5. ábrán látható. R_L a vasvesztéseket és a huzal egyenáramú ellenállását képviseli, R_C pedig az önkapacitás dielektromos veszteségét. Bevezetjük a következő jelöléseket

$$D_0 = \frac{R_L}{\omega L}; \quad \eta = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$D = \frac{\text{Re } Z}{\text{Im } Z}; \quad k = \frac{\eta}{\eta - 1};$$

$$\delta = \omega R_C C$$

Tehát D_0 jelenti a tekercs veszteségi tényezőjét, ha önkapacitás nem volna; D a tekercs veszteségi tényezője olyan önkapacitással, melynek veszteségi tényezője δ ; η és k frekvenciatranszformációk; ha

$$\begin{aligned} \omega = 0 & \quad \omega = \omega_0 \text{ (paralel rezonancia)} \\ \eta = 1 & \quad \eta_3 = \infty \\ k = \infty & \quad k = 1 \end{aligned}$$

Ezen jelölésekkel a kétpólusra nézve

$$Z = j\omega L k \frac{(\delta - D_0) - j(D_0 \delta + 1)}{(D_0 + \delta k) + j(1 - k)} \quad \text{II.}$$

Jelöljük

$$\frac{\delta^2 + 1}{D_0^2 + 1} = \xi,$$

akkor II-ből

$$D = \frac{\text{Re } Z}{\text{Im } Z} = \frac{\xi D_0 k + \delta}{\xi k - 1}$$

mivel δ és $D_0 \ll 1$; $\xi \approx 1$

$$D \approx \frac{D_0 k + \delta}{k - 1} = D_0 \eta + \delta(\eta - 1) \quad \text{III.}$$

D -re ez nagyon jó közelítés, mert

$$\frac{\partial D}{\partial \xi} = - \frac{D_0 + \delta}{\left(\xi \sqrt{k} - \frac{1}{\sqrt{k}}\right)^2} \ll 1$$

minden gyakorlatban előforduló D_0 , δ és k esetén.

II.-t így is írhatjuk

$$Z = j\omega L_0 \nu, \text{ ahol}$$

$$\nu = k \frac{(\delta - D_0) - j(D_0 \delta + 1)}{(D_0 + \delta k) + j(1 - k)} \quad \text{IV.}$$

$$\gamma = \frac{\text{Im } Z}{\omega L} = \text{Re } \nu = \frac{\xi k - 1}{\xi k^2 - 2 \frac{1 - D_0 \delta}{1 + D_0^2} k + 1}$$

mivel

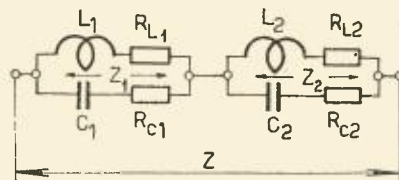
$$\xi \approx 1 \quad \text{és} \quad \frac{1 - D_0 \delta}{1 + D_0^2} \approx 1 \quad \text{IV a és IV b}$$

$$\gamma \approx \frac{k}{k - 1} = \eta \quad \text{V.}$$

$$\text{Tehát } \text{Im } Z \approx \omega L \eta \quad \text{VI.}$$

ha $\omega < \omega_0$

VI. elemi úton közvetlenül is nyerhető a 4. ábra szerinti kétpólusból, itt azért vezettük le a fenti módon, hogy látható legyen a levezetésnél alkalmazott elhanyagolás. A fenti (IV/a és IV/b) képletek szükség esetén hibabecslésre használhatók. Gyakorlatilag számbajöhető eseteknél a VI. képlet szerint számolt $\text{Im } Z$ hibája $\ll 1\%$.



6. ábra

Megjegyezzük, ha a tekercs helyettesítő kapcsolásánál magasabb fokszerű kétpólust választunk, pl. a 6. ábra szerinti, akkor a fentiekhez hasonló szerkezetű képleteket kapunk, ezeket alább adjuk meg:

Legyen

$$D_{0i} = \frac{R_{Li}}{\omega L_i}; \quad \delta_i = \omega R_{Ci} C_i$$

$$\eta_i = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{0i}}\right)^2}; \quad S_i = \frac{L_i}{L_1}, \text{ ahol } i = 1, 2$$

akkor

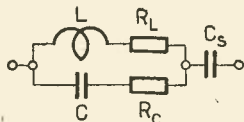
$$\text{Im } Z \approx \omega (L_1 \eta_1 + L_2 \eta_2) \quad \text{VII.}$$

$$D \approx \frac{\eta_1}{\eta_1 + S_2 \eta_2} [D_{01} \eta_1 + \delta_1 (\eta_1 - 1)] + \frac{S_2 \eta_2}{\eta_1 + S_2 \eta_2} [D_{02} \eta_2 + \delta_2 (\eta_2 - 1)] \quad \text{VIII.}$$

A VIII. alatti képlet, ha $S_2 = 0$, akkor a III. alatti képletet adja. A továbbiakban a tekercselési veszteségeknek tárgyalását az 5. ábra szerinti helyettesítő kapcsolásra végezzük, de szándékunkban áll egy következő cikkben ezen vizsgálatot magasabbfokú közelítésekre is elvégezni.

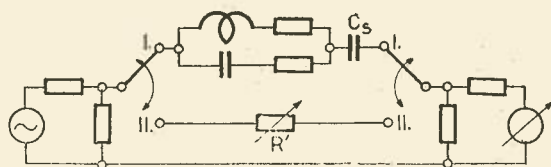
Következőkben az 5. ábra szerinti helyettesítő képből nyert képleteket (II.—VI.) vizsgáljuk meg. A tekercs méretezése az I. és VI. képletek segítségével, azok grafikonokba gyűjtésével lehetséges.

A tekercs mérésére üzemi gyakorlatban többnyire nem a bevezetőben említett impedanciahidas mérést használják. Ennek oka, hogy szűrőkben a tekercs gyakran soros körként működik a 7. ábra szerint.



7. ábra

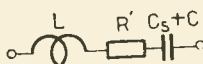
A C_s soros kondenzátor általában veszteségmentesnek tekinthető a tekercshez képest. Mivel a kész toroid tekercs már nem hangolható, tehát egy előírt szűk toleranciával (0,5–1%) kell legyártani, majd a szűrőben C_s kondenzátorral kell pontosan beállítani a szűrő által megkövetelt ω_s frekvencián a soros rezonanciát. Emiatt célszerű már eleve a gyártás során így mérni a tekercseket a 8. ábra szerinti mérőkapcsolásban. Ezen kapcsolásban nem



8. ábra

Im $Z|_{\omega_s} = 0$ helyre állítjuk a soros rezonanciát, hanem $\min |Z|_{\omega_s}$ helyre (itt a csővoltmérő maximumot mutat). A gyakorlatban $\omega_s = \omega$

A mérőkapcsolásban először a kapcsolók I. helyzetében beállítjuk a soros rezonanciát, majd II-be átkapcsolva R' -vel beállítjuk a csővoltmérőn ugyanazt a feszültséget, melyet I. állásban a soros rezonan-



9. ábra

cián mértünk. A 7. ábra szerinti kép ω_s kis környezetében a 9. ábra szerintivel közelíthető meg.

$$\omega_s^2 L (C + C_s) = 1 \quad \text{IX.}$$

ha IX.-et η függvényébe helyettesítjük, kapjuk

$$\eta = \frac{C}{C_s} + 1 \quad \text{X.}$$

ω_s a feltételből ismert, L amint megállapítottuk I.-ben, alacsony frekvencián mérhető, C_s és R' a mérőberendezésen leolvasható, így IX. és X.-ből C és η kiszámolható. D_0 mérhető például olyan módon, hogy a vasvesztési tényezőt kismenetszámú tekercsrel meghatározzuk és ehhez hozzáadjuk a huzal ellenállásából származó veszteségi tényezőt.

Ezekkel

$$D = \frac{R'}{\omega_s L \eta} \quad \text{XI.}$$

Igy D , D_0 , η birtokában III.-ból δ számítható. A fenti képleteket üzemi gyakorlat számára átalakítottuk.

Bevezetjük a következő jelölést:

$$\bar{D} = D \eta$$

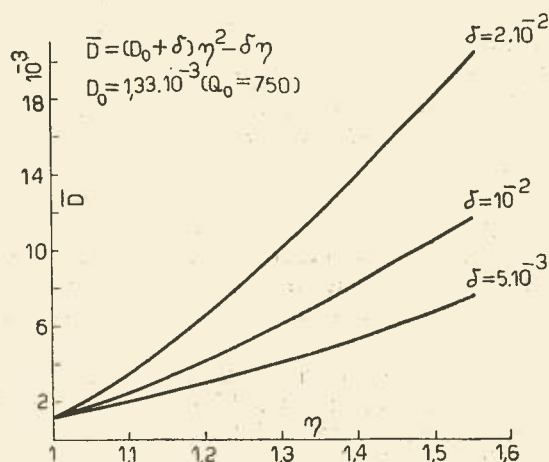
ezzel

$$\bar{D} = (D_0 + \delta) \eta^2 - \delta \eta \quad \text{XII.}$$

ahol $\bar{D}$ az R' -vel arányos mennyiség, ha ω_s és L értéke rögzített (L -et alacsony frekvencián előírt tűréssel állítják be). Mivel $C + C_s$ konstans, ugyanezen oknál fogva,

$$\eta = \frac{1}{\omega_s^2 L C_s} \quad \text{XIII.}$$

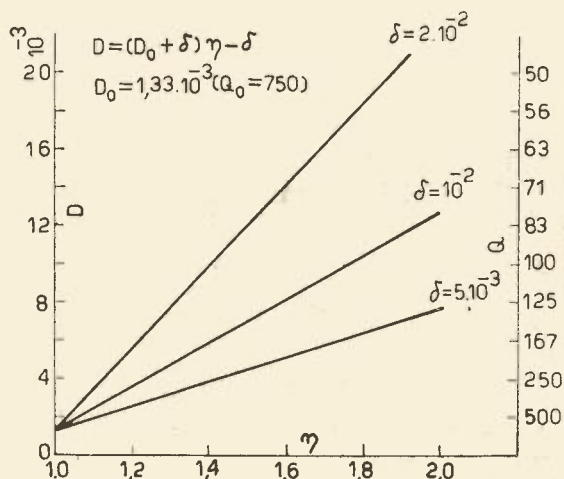
tehát η fordítva arányos C_s -el. A fentiek alapján R' , C_s és δ egy adott tekercsre nomogrammba foglalható, pl. 10. ábra, mely a 12-csatornás berendezés egyik kristálysűrőjének tekercsére



10. ábra

vonatkozik. A 11. ábra D , illetve a Q függését szemlélteti η -tól és δ -tól. Láthatjuk tehát, hogy $Q_0 = 500$, $\eta = 1,3$ esetén, ha a tekercs önkapacitásának veszteségszöge jó, $Q = 180-250$, ha ellenben ugyanezen tekercset gondatlanabban tekercselik, az önkapacitás megnő kb. 20%-al ($\eta \sim 1,35$) és a huzalszigetelés nagyvesztésű a gondatlan kezelés (pl. szennyeződés) és rossz szárítás miatt ($\delta \sim 2 \cdot 10^{-2}$), akkor a $Q = 103$. Mérések szerint a selyemszigetelésű huzal izzadt kézzel való fogdosása az eredetileg $\delta = 2 \cdot 10^{-3}$ értéket $\delta = (1-2) \cdot 10^{-2}$ -ra növeli, azaz a veszteségi tényezőt egy nagyságrenddel elronthatja.

Ha a vasmagot permeabilitás és vasvesztések szempontjából előzőleg válogatták ($D_0 = \text{const}$), L -et alacsony frekvencián az előírt értékre állították, valamint a mérés az előírt ω_s körfrekvencián törté-
nik, akkor ezen nomogramm segítségével a gyártásban előírt vizsgálatok során mért értékekkel



11. ábra

(C_s és R') meghatározható δ . Ha a δ érték nem nagyobb az előírtnál, de C_s kisebb, ez arra enged következtetni, hogy a tekercselési mód változott meg, eltértek a tekercselők az előírásoktól. Ha C_s az előírt értékű, de δ nagyobb, akkor a huzal, illetve tekercs kezelése, szárítása nem volt megfelelő. Végül, ha C_s kisebb az előírt értéknél és δ nagyobb, akkor vagy a két fenti hiba egyidejűségéről van szó, vagy az impregnálóanyag minősége romlott el. Ez utóbbi úgy jelentkezik, hogy a gyártás során egy bizonyos darabszámtól kezdve minden tekercsen C_s kicsi és δ nagy.

A fenti megfontolások jelentősége abban áll, hogy a gyártás során szükséges vizsgálatok szaporítása nélkül, az egyébként is szükséges mérésekből nemcsak az állapítható meg, hogy egy tekercs megfelelő-e vagy sem, hanem a hiba forrása is elhatárolható.

A leírt eljárást a 12-csatornás berendezés szűrőtekercseinek gyártásánál használjuk. Az irodalomban (Stone) a tekercs önkapacitásának veszteségszögére $\delta = 10^{-2}$ értéket találunk.

Hazai huzalok és szigetelőanyagok felhasználásával a fenti képletek segítségével sikerült olyan gyártástechnológiát kidolgozni, melynek eredményeképpen $\delta = (2-5) \cdot 10^{-3}$. Ennek következtében a tekercsek Q -ja közel 50%-al nőtt meg és lényegesen egyenletesebb lett a gyártás. A képleteket eredményesen használtuk a legmegfelelőbb permeabilitású maganyag kiválasztására is. Itt eredményül azt kaptuk, hogy bizonyos esetekben a nagyobb veszteségek ellenére a nagyobb permeabilitású mag jobb eredményt adott, mert a permeabilitás növekedése következtében az önkapacitási veszteségek rohamosan csökkentek.

A fenti képletek ellenőrzésére méréseket végeztünk. Lemértük a huzalszigetelés veszteségszögét, figyelembe vettük a csévetestnek és vasmagnak, mint dielektrikumnak a jelenlétét a tekercselési térben. Az így megbecsült δ és a realizált tekercsen a leírt módon mérések alapján számított δ között az eltérés 5%-nál kisebb volt.

Befejezésül megemlítjük, hogy a tekercs-önkapacitás veszteségszögének befolyására vonatkozólag az irodalomban több helyen [4], [5] téves, vagy megtévesztő alakra hozott képletek szerepelnek.

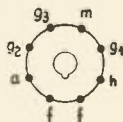
IRODALOM

- [1] Н. К. Крылов : Теоретические основы радиотехники. Морской Тр. Москва 1932.
- [2] V. G. Welsby ; The theory and design of inductance coils. Macdonald, London 1950.
- [3] O. Zinke ; Hochfrequenz-Messtechnik. Hirzel, Zürich 1946.
- [4] F. Sammer ; Schwingungskreise mit Eisenkernspulen. AVG, Leipzig, 1950.
- [5] Dr. Dr. Fröhlich ; Ferromagnetische Werkstoffe. V. Technik, Berlin, 1952.
- [6] H. A. Stone ; Ferrite core inductors. B.S.T.J., March 1953. 265—291.
- [7] Fényes Tamás ; Többrétegű toroid-tekercsek Skin-vesztésének számítása. Magyar Tudományos Akadémia Alkalmazott Matematikai Intézetének Közleményei 3. kötet. (Előkészítés alatt.)
- [8] Pál Sándor és Bognár László ; Toroid tekercsek impedanciafüggvényéről szóló cikk előkészítés alatt.
- [9] П. П. Андреев : Математические таблицы Москва 1952.

PTE 11

A Tungsram PTE 11 hosszúélettartamú, nagymeredekségű pentóda, mely átviteltechnikai berendezések — így a VK12 berendezés — egységes csövezésére szolgál.

A PTE 11 bekötési rajza :



A PTE 11 elektroncső sztatikusan mérhető adatai :

$U_f = 18 \text{ V}$	$U_{g1} = -3 \text{ V}$
$I_f = 0,27 \text{ A}$	$U_{g2} = 210 \text{ V}$
$U_a = 210 \text{ V}$	$I_{g2} = 5,3 \text{ mA}$
$I_a = 20 \text{ mA}$	$S = 11 \text{ mA/V}$

Egyéb adatok :

$R_i = 250 \text{ k}\Omega$; $R_a = 15 \text{ k}\Omega$; $C_{ag1} = 0,02 \text{ pF}$.

12/24 csatornás vivőfrekvenciás teljesítményerősítő

PANKOTAY FERENC

Vivőfrekvenciás berendezésben általában alacsony szinten dolgozunk, kivéve mikor a már egyesített csatornákat a vonalra kiadjuk. Nemzetközi szokás szerint $\pm 0,5$ N-el kell csatornánként adni egy vég-, vagy középpállomásnak. Korszerű berendezéseknél egy vivőfrekvenciás összeköttetés hosszát kb. 2 500 km-re veszik. 12 csatornás berendezésnél egy erősítőmező 6,5 N csillapítással számolva 30 km. A fentemlített összeköttetést 80 középerősítőállomással lehet megvalósítani. Ebből következik, hogy az itt alkalmazott erősítőkkel szemben nagyon szigorú követelményeket kell támasztanunk.

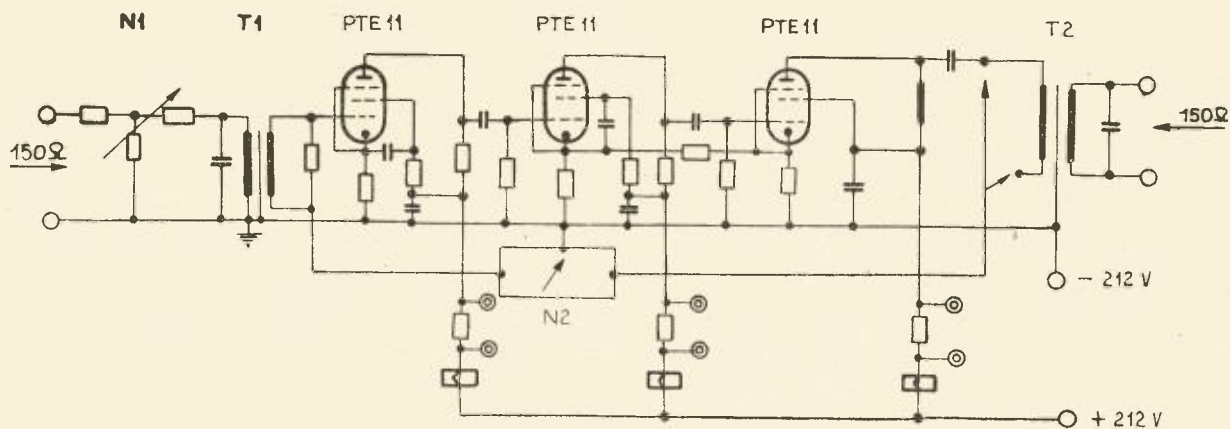
A CCIF ajánlásai a következők:

Erősítőmező csillapítása, max.	7 N
Kimenőteljesítmény csatornánként ..	0,5 N
Túlterhelési szint ¹ , min.	3,2 N

Második felhangcsillapítás, k_2	8,1 N
Harmadik felhangcsillapítás, k_3	9,2 N
Amplitúdóingadozás a frekvencia függvényében	$\pm 0,1$ N
Reflexióstényező	$d = 0,1$

Az erősítő tervezésénél a felhangcsillapításból kell kiindulni, mert ez a legszigorúbb követelmény. Ez fogja megszabni az alkalmazandó visszacsatolás mértékét is. A PTE11 csőnél az alkalmazott beállításnál 3,2 N kimenőteljesítmény mellett a felhangcsillapítás 3,45 N.

Mivel még 3,2 N kimenő teljesítménynél is 7,5 N felhangcsillapítást kívánunk elérni, a min. visszacsatolás értéke 4 N kell, hogy legyen. Az erősítés visszacsatolás nélküli állapotban az alkatrészek szórása miatt változik. Ez indokoltá teszi, hogy az alkalmazott visszacsatolást 4,8 N-re válasszuk.



1. ábra

Az illesztésnek megfelelően a kimenőtranszformátor áttétele:

$$\ln \sqrt{\frac{10k}{150}} = 2,1 \text{ N}$$

A bemenőtranszformátor áttételének minimális értékét az önzajra vonatkozó előírás határozza meg, mely az elméleti értéktől 0,2 N eltérést engedélyez. Így a minimális áttétel 1,95 N lenne. A még jobb jel/zaj viszony érdekében 2,3 N áttételt használunk. A teljes erősítés tehát a következőkből adódik:

$$2,3 \text{ N} - 2,1 \text{ N} + 7,5 \text{ N} + 4,8 \text{ N} = 12,5 \text{ N}$$

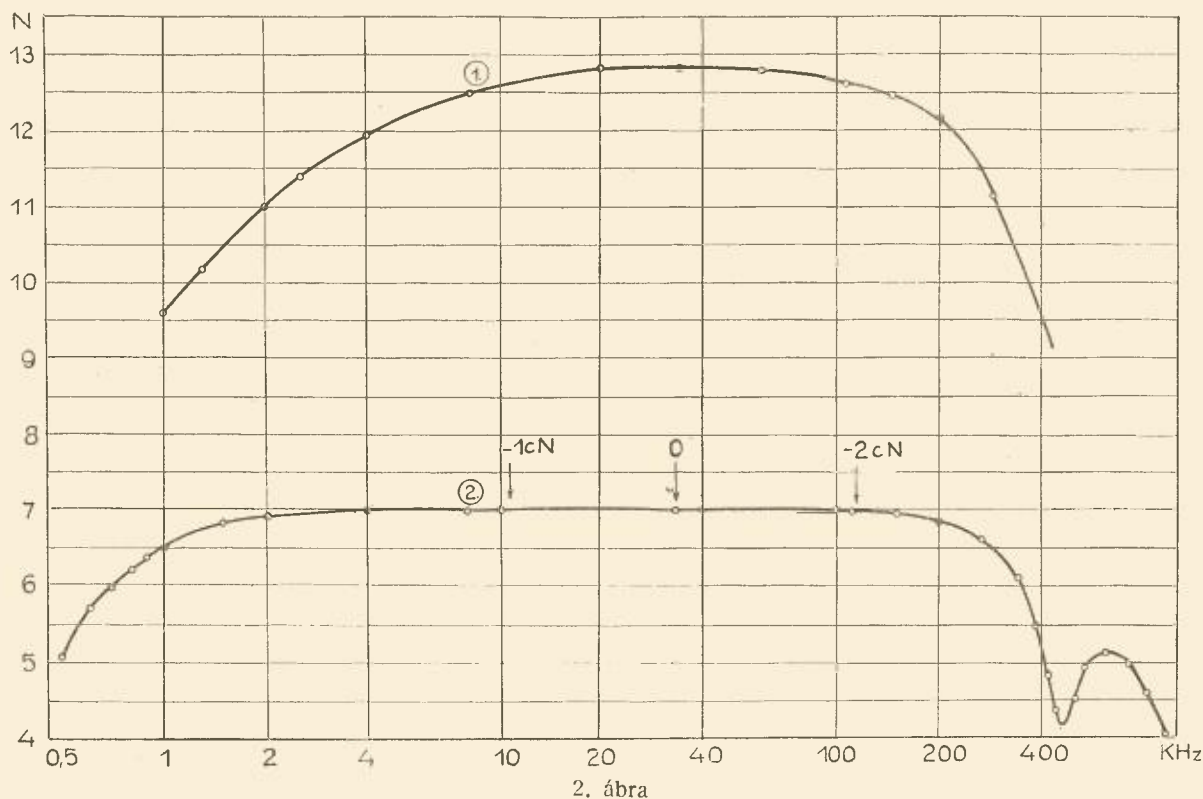
Így az erősítő erősítése, mikor minden visszacsatolást megszüntetünk 12,5 N.

A kivitelezett erősítő sematikus elvi rajzát az 1. ábra mutatja. Az erősítő három fokozatú, transzformátoros ki- és bemenettel. Az erősítőben, vala-

mint az egész berendezésben egységesen PTE11 csöveket alkalmazunk. A csövek erősítése maximum 5 N, így két csővel a kívánt 7,5 N hasznos erősítés nem volt elérhető.

Az erősítő bemenetén fix csillapítótagokat alkalmaztunk, melyekkel $0,5 + 0,5 + 1$ N lépésben állítjuk az erősítést. A bemenőtranszformátor után a háromfokozatú erősítő következik. A fokozatok RC-csatolásúak. A csatolóelemek különböző időállandójával sikerült elérni, hogy az alacsonyfrekvenciás átvitelben púpok nem keletkeznek. A kimenőtranszformátort árammentesítettük, hogy a transzformátor saját torzítását minél kisebb értéken tartsuk. Az erősítőben három helyen alkalmaztunk visszacsatolást. Az első cső katód-kondenzátorát elhagyva csökkentettük a bemenőkapacitást, mely 108 kHz táján már zavarólag hatott. A végerősítőcső katód-kondenzátorát elhagytuk. Ezzel csökkentettük a fázisforgató elemek számát. Az erősítéscsökkenést a második cső katódjára történt visszacsatolással kompenzáljuk. A fővisszacsatoló hurokkal a kimenőtranszformátor primerjéről az első cső rácsára csatolunk vissza.

¹) Az a teljesítményszint, melynél 0,1 N szintnövekedés a harmadik felhangcsillapítás értékét legalább 2,3 N-rel csökkenti.



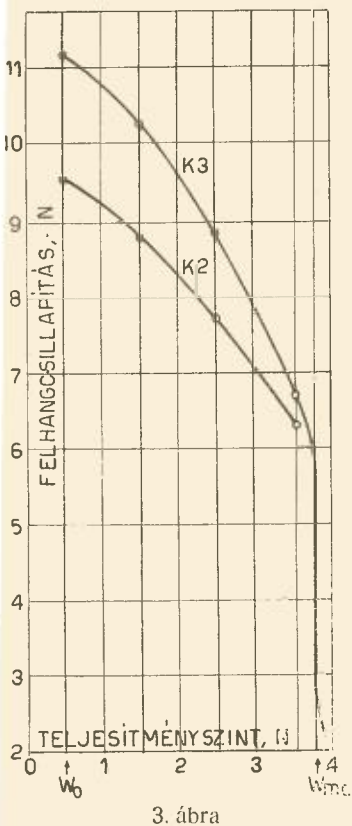
A visszacsatolás mértékét 5 cN-es lépésekkel 1 N-es tartományban állítjuk. Ez az erősítés finom szabályozója. A feszültség és áramvisszacsatolás kombinációjával a kimenőimpedancia ingadozását nagy mértékben csökkentettük. Az erősítés frekvenciafüggőségét a 2. ábra mutatja visszacsatolás nélküli és 7-N-es erősítés állásában.

A visszacsatolás után az átviteli sávban az ingadozást nem lehetett az ábrán szemléltetően feltüntetni, ezért az eltérés maximális értékeit beírtuk. Látható, hogy a felhangsillapítás követelményének kielégítésére törekedve a kevésbé szigorú előírások teljesítése automatikusan történik. A 12 csatorna átviteli sávjában a maximális eltérés 12, 36, 60 kHz-en —1, 0, 0 cN, míg a 24 csatorna sávjában 12, 60, 108 kHz-en —1, 0, —2 cN. A frekvencia-menet nagymértékű stabilitása megkönnyíti a korrekter tervezését. Az erősítés ingadozása sávközépen a névleges 7,5 N-től ± 1 cN. A tápfeszültséget

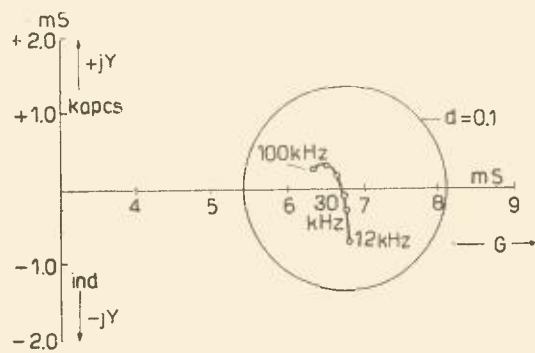
150—210—280 V között változtatva az erősítés-változás 1 cN-nél kisebb.

A felhangsillapítás változását a kimenőteljesítmény függvényében a 3. ábra mutatja. Láthatjuk, hogy az elért értékek az előírásnál, a várakozásnak megfelelően, jobbakk. Eltérés csupán 12 kHz-en volt, ahol a transzformátor saját torzitása csökkentette a felhangsillapítás értékét. A túlterhelési szint csövektől függően 3,6—3,7 N között mozgott. Így az erősítő Holbrook-Dixon vizsgálata szerint $3,6 - (2,15 + 0,5) = 0,95$ N teljesítménytartalékkal rendelkezik 24 csatorna esetén is. Ez a tartalék túlvezérlés ellen teljes biztonságot nyújt.

A kimenőimpedancia frekvenciafüggőségét a 4. ábrán láthatjuk. Az egyszerűség kedvéért a vezetőképességet ábrázoltuk. A berajzolt kör a $d = 0,1$ reflexióstartományt határolja. Látható, hogy az ingadozás az előírtól lényegesen kisebb. A visszacsatolás változtatása a valóstengely men-



3. ábra



4. ábra

tén kismértékben eltolja az impedanciagörbét, de ez az ingadozás a vonal felől mérve jelentéktelen.

Az erősítő bemenetére érkező zaj egy csatorna sávjára számolva 150 ohmos lezárás mellett:

$$U_{zo} = \sqrt{75 \cdot 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 3,300} = -15,6 \text{ N}$$

A korrektor és átvivőcséve beiktatási csillapítását számolva 6,5 N vonalcsillapításnál 6,9 N erősítés szükséges. A kimeneti zajszint tehát

$$-15,6 + 6,9 = -8,7 \text{ N}$$

Az erősítő saját zajával növelve —8,5 N-t kapunk. A zajvédetség +0,5 N csatornaszinthez képest tehát 9 N.

Az erősítő felépítése nem tér el a megszokott panel-szereléstől. Az alkatrészeknél miniatűr kivitelre törekedtünk. A fokozatkapcsoló új típusú, melyről a konstrukcióról írott cikk számol be.

Az erősítő teljes fogyasztása 22 W. Ebből az anódteljesítmény 8 W. Ez utóbbi érték jelentős csökkentésére nincs kilátás, de a 14 W fűtő teljesítmény lényegesen csökkenthető lesz, ha a hazai csőgyártás kihozza a PTE11-el azonos tulajdonságú, de kis fűtőteljesítményű technikai csövet.

Kábelkiegyenlítők

CEBE LÁSZLÓ

1. Bevezetés

Ha vivőfrekvenciás összeköttetést létesítünk két pont között, akkor megkívánjuk, hogy mindegyik csatornában egyenlő minőségű átvitelt kapjunk. Ennek egyik feltétele, hogy az egyes csatornába beadott jelek a vevőállomás csatornáiban azonos nívóval jelenjenek meg. Általában megkívánjuk, hogy az egyes csatornák átvitele között az eltérés ne legyen nagyobb ± 10 cN-nél. Tekintsük végig az összeköttetést. Láthatjuk, hogy az adó és vevő berendezés lényegében szűrőket, modulátorokat és erősítőket tartalmaz. Ezek az átvendő sávban frekvenciafüggetleneknek tekinthetők, s így nagyobb nehézség nélkül elérhető, hogy rajtuk az az átvitel ± 5 cN-en belül legyen. Más a helyzet azonban az adó és vevő berendezést összekötő kábelben, illetve légvezetéken. Ezek erősen frekvenciafüggő csillapítást képviselnek, amelyet csak a velük sorbakötött négypóluskiegyenlítővel tudunk kiegyenlíteni. Jelen cikkünkben kábeles berendezések kiegyenlítésével foglalkozunk. A kiegyenlítés vizsgálatánál azonban az illesztés miatt a kábelben kívül figyelembe kell még vennünk az illesztő elemeket, a vonalcsévéket és a vonalerősítő ki-, ill. bemenő impedanciáját is. Ezért az adó berendezés vonalerősítőjének bemenetétől a vevő vonalerősítő bemenetéig terjedő szakaszt fogjuk vizsgálni és célunk lesz ennek a szakasznak az átvitelét a kívánt sávban ± 5 cN határok közé hozni. Így elérhetjük, hogy a csatornák közti átvitel ± 10 cN-en belül legyen.

2. A kábel

12-csatornás kábeles berendezéseknél az átvendő frekvenciasáv 12 és 60 kHz közé esik. Ezen sáv átvitelére rendszerint papír-kordell szigetelésű 0,9~1,2 mm vörösréz, vagy valamivel nagyobb átmérőjű alumínium kábelt használunk. Mivel ilyen kábeleknél kb. —6 N a legkisebb hasznos jelszint, amely a jel/zaj viszony miatt még

megengedhető és a berendezés kiadott szintje az áthallási veszély miatt a +0,5 N-t nem haladhatja meg, ezért az egy erősítőszakasszal áthidalható távolság legfeljebb 6,5 N maximális csillapításnak megfelelő szakasz lehet. A kábel csillapítása a frekvencia függvényében emelkedő jellegű, tehát a 60 kHz-nél mért csillapítást kell figyelembe vennünk. Átlagos kábelnél így legfeljebb 35—40 km lehet egy erősítőszakasz hossza. Ritkább esetben terhelt kábeleket is használunk, amikor 65—70 km-es erősítőszakaszokat is át tudunk hidalni. Az alábbiakban közöljük egy terheletlen és egy terhelt kábel mért hullámcillapítás adatait. Zárójelben közöljük azokat az értékeket, amelyeket 20 és 60 kHz-re interpolálva, ill. extrapolálva kapnánk, ha a kábel csillapításgörbéjét lineárisnak tekintenénk.

f kHz	10	20	30	40	50	60
Terheletlen :	338	386	425	466	508	550 cN
	(345)	(386)	(427)	(468)	(509)	(550)
Terhelt :	155	186	214	244	275	309 cN
	(155)	(186)	(217)	(246)	(276)	(309)

A fenti értékek 30 km hossza vonatkoznak. Szembetűnő, hogy mindkét kábel csillapítás-menete a mérési határon belül lineárisnak tekinthető a 20—60 kHz-es sávban. Nagyobb eltérés rendszerint csak 10 kHz körül lép fel, mert alacsonyabb frekvenciáknál a csillapítás-görbe már erősen görbül. Terhelt kábeleknel, erősebb terhelés esetén pedig a felső sávban növekedhet meg lényegesen a csillapítás. A kábel másik jellemzője a hullám-impedancia. Az alábbiakban megadjuk egy terheletlen kábelben végzett impedancia mérés eredményeit.

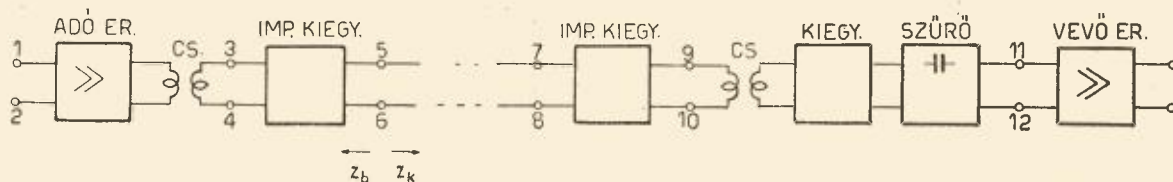
f kHz	12	20	30
Z Ω	176—42 j	172—28 j	169—22 j
f kHz	40	50	60
Z Ω	167—18 j	166—15 j	165—13 j

Láthatjuk, hogy az impedancia mindig kapacitív jellegű. A frekvencia növelésével úgy a valós, mint a képzetes rész csökken és egy konstans érték felé tart.

3. Impedancia-kiegyenlítő

Az 1. ábrán felrajzoltuk sematikusan az adó és vevő vonalerősítő közötti szakaszt. A reflexió elkerülése végett a kábelt az 5—6 pontokon illesztünk keH a berendezéshez. Az illesztés mértékét reflexiócsillapítás mérésével ellenőrizzük. Legyen Z_b a berendezés, Z_k a kábel impedanciája. A reflexiócsillapítás definíciója szerint:

$$g_r = \ln \left| \frac{Z_k + Z_b}{Z_k - Z_b} \right| \text{ néper}$$



1. ábra

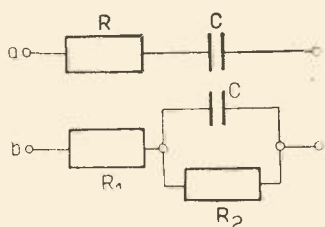
A CCIF előírásai szerint a kábel és a lezárás között legalább az alábbi értékeket kell mérnünk:

f kHz	10	20	30	40	50	60
g_r min	1,48	1,48	1,48	1,62	1,73	1,83 N

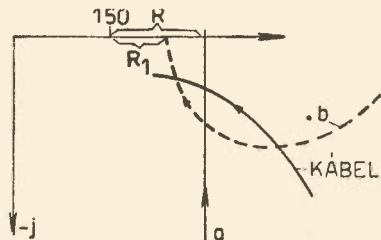
A fenti követelményeket két módon elégíthetjük ki. Az 1. ábra szerint a vonalerősítő kimenő impedanciája, ill. a kiegyenlítő bemenő impedanciája gyakorlatilag tiszta ohmosnak vehető. Értéke

nehogy a vonalcsévé földszimmetriáját megbontsuk és ezzel áthallást okozzunk.

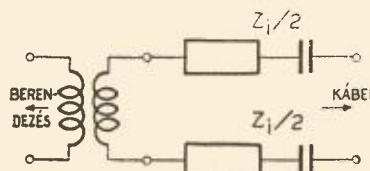
Nézzük meg most, hogy milyen csillapítást jelent egy erősítő szakaszra az adó és vevő impedancia korrektor bekötése. Mivel a kábel impedanciája frekvenciafüggő, ezért teljesítmény szintek helyett feszültségszintekkel fogunk számolni. Adásnál az 1. ábra a 3—4 pontokon a berendezést a 3a ábrának megfelelően E elektromotoros erejű, Z_b



2a ábra



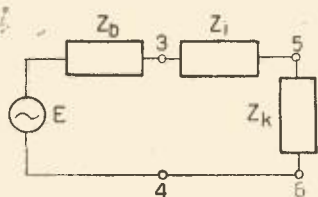
2b ábra



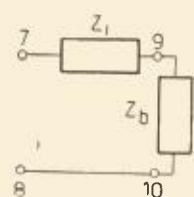
2c ábra

rendszerint 150Ω . Ha az átvivő csévé áttételét úgy választjuk meg, hogy a 150Ω -ot körülbelül a közepes kábel impedanciához illesztjük, pld. az 1. pontban megadott terheletlen kábel esetén körülbelül 170Ω -hoz, akkor az ebben a frekvenciasávban nem túl szigorú CCIF követelményeket ki tudjuk

belső ellenállású generátornak tekinthetjük. Mivel az 1—2 pontokra azonos nyíróval érkezik meg minden csatorna jele, az erősítő pedig teljesen lineárisnak tekinthető, amelynek kimenő impedanciája frekvenciafüggetlenül ohmos és az átvivő csévé is ideálisnak tekinthető, E és Z_b is frekvenciafüggetlen lesz. A 3—4 pontokon megjelenő feszültség azonban csak abban az esetben lenne frekvenciafüggetlen, ha a lezárás is Z_b lenne. Ez azonban nem áll fenn, mert a lezárás $Z_i + Z_k$ -val egyenlő, ahol Z_k a kábel, Z_i pedig az impedanciakorrektor impedanciája. Számunkra azonban csak az a lényeges, hogy a kábel, az 5—6 pontokon legyen állandó a szint. A 3a ábra szerint:



3a ábra



3b ábra

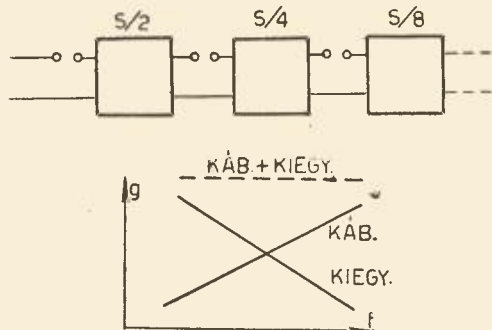
elégíteni. Biztonság kedvéért a vonalcsévére több megcsapolást tehetünk, hogy méréssel állíthassuk be az optimális értéket. Ebben az esetben az illesztetlenség miatt létrejövő ütközési csillapítást a kábel két végén elhanyagolhatjuk, mert csak jelentéktelen nagyságú.

$$E_{5-6} = E \frac{Z_k}{Z_b + Z_i + Z_k}$$

Ha Z_i -t helyesen méreteztük, akkor $Z_b + Z_i \approx Z_k$. Tehát $E_{5-6} = \frac{E}{2}$, vagyis frekvenciafüggetlen. Más

a helyzet a vételoldalon. A 9—10 pontokon a berendezés Z_b impedanciáján a közbeiktatott Z_i impedancia miatt a kábelvégződésen fellépő E_{7-8} feszültség leosztva jelenik meg. A 3b ábra szerint:

$$E_{9-10} = E_{7-8} \frac{Z_b}{Z_i + Z_b}$$



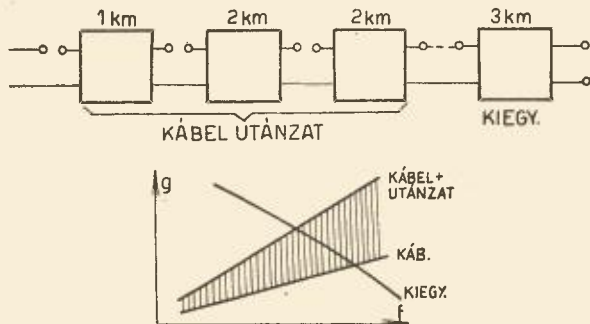
4a. és b ábra

Ez már egy frekvenciafüggő csillapítást jelent, melyet nem hanyagolhatunk el, s melynek értéke:

$$g_i = \ln \left| \frac{E_{9-10}}{E_{7-8}} \right| = \ln \left| \frac{Z_b}{Z_i + Z_b} \right|$$

4. A kiegyenlítés módjai

Mielőtt magával a kiegyenlítéssel foglalkoznánk, nézzük meg, hogy milyen csillapítások lépnek fel egy erősítő szakaszon. Az 1. ábra szerint láttuk már, hogy a ha vonalcséve csillapítását elhanyagoljuk, vagy állandónak tekintjük, ami a kiegyenlítés szempontjából közömbös, akkor az 5—6 pontokig nem lép fel frekvenciafüggő csillapítás. Az 5—6 és 7—8 pontok között a kábel, mivel hullámmellenállással van lezárva, a hullám csillapításával



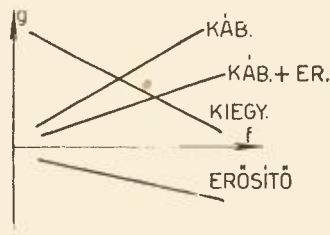
5a és b ábra

szerepel, melyet g_k -val jelölünk. Az előző pont szerint a 9—10 pontokig ehhez hozzájön az impedanciakorrekter csillapítása, g_i . A vevő erősítő elé még beiktattunk egy felülateresztő szűrőt, mert az alacsony frekvenciás zajok és áthallások néhány erősítő szakasz után már túlvezérelhetnék az erősítőket. Ugyanis a kiegyenlítő csillapítása 10 kHz alatt már nem nő lényegesen, az erősítő a nagy visszacsatolás miatt egész alacsony frekvenciákig

lineárisan visz át, a kábel csillapítása viszont rohamosan csökken. A beiktatott szűrő csak a legalsó sávban jelnehet néhány cN csillapítást. Jelöljük ezt g_{sz} -el. A kiegyenlítő csillapítását tehát úgy kell megválasztanunk, hogy

$$g_k + g_i + g_{sz} + g_{kiegy.} = \text{konst. legyen.}$$

A kiegyenlítőt úgy kell megszerkeszteni, hogy vele a különböző hosszúságú erősítőszakaszoknak megfelelő kábelcsillapítást ki tudjunk egyenlíteni. Két mód között választhatunk. Vagy olyan kiegyenlítőket készítünk, amelyek a különböző hosszúságú kábelek csillapításának a tükörképét adják, amikor ezek sorbakötésével tetszőleges hosszúságú kábelt tudunk kiegyenlíteni. Ha a leghosszabb erősítőszakasz hossza s , akkor célszerű $\frac{s}{2}$, $\frac{s}{4}$, $\frac{s}{8}$ stb. hosszúságú kábeleket kiegyenlítő négypólusokat sorbakötni és ezekből összeállítani a megkívánt kiegyenlítőt. 4a ábra egy ilyen típusú kiegyenlítő elvét, a 4b ábra pedig a csillapítás menetét



6. ábra

mutatja. A másik esetben tulajdonképpen csak egy kiegyenlítőt készítünk, amely a leghosszabb szakasznak, s -nek felel meg. Ezzel pedig olyan négypólusokat kötünk sorba, amelynek csillapítása megfelel a leghosszabb és az illető erősítőszakasz hossza közötti kábel csillapításának. Vagyis a kábelt minden esetben mintegy meghosszabbítjuk a leghosszabb szakasznak megfelelően. Mivel a leghosszabb és legrövidebb szakasz közötti differencia nem szokott túl nagy lenni, néhány km kábelnek megfelelő utánzat is elegendő. A megoldást az 5a és az 5b ábra mutatja; a bevonalkázott terület a kábelutánzat csillapítása.

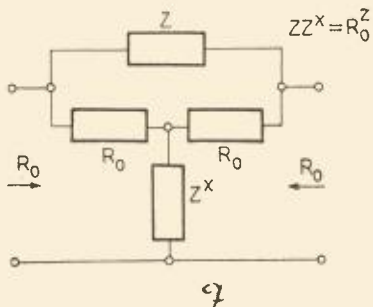
Mindkét kiegyenlítési mód esetén szokásos módszer az, hogy a vonalerősítőt nem lineárisnak készítik, hanem emelkedő karakterisztikával. A 6. ábra szerint a kábel és erősítő együttesen egy kevésbé meredek csillapítást ad, a kábel mintegy megrövidül, tehát egyszerűbb lesz a kiegyenlítés.

5. Áthidalt T kiegyenlítő tervezése

Az előzőekből láttuk, hogy a kiegyenlítőt több négypólus sorbakötésével kell megvalósítanunk. Mivel szükséges, hogy az egyes négypólusok egymást ne zavarják és csillapításuk összeadódjon, ezért hullámmellenállással kell őket egymáshoz illeszteni. A legalkalmasabb ilyen négypólus az áthidalt T, melynél ha a 7. ábra szerint a keresztágba az áthidaló ág R_0 -ra vett inverzét tesszük, R_0 ohmos hullámmellenállást ad.

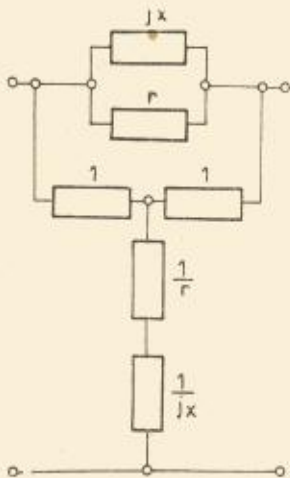
A 7. ábra szerinti áthidalt T-tag hullámcsillapító:

$$g = \ln \left| 1 + \frac{Z}{R_0} \right| \ln |1 + z|$$



7. ábra

Egyszerűség kedvéért relatív impedanciákkal számolunk, vagyis 1 Ω hullámellenállású kiegyenlítő tervezünk és ezután számításunk végén a relatív ellenállásokat és induktivitásokat R_0 értékével



8. ábra

szorozva, a kapacitásokat pedig R_0 -al osztva megkapjuk a kívánt kiegyenlítőt.

Feladatunk tehát z meghatározása. Először kimutatjuk, hogy ha z-val egy r' ohmos ellenállást kötünk sorba, akkor kiegyenlítőnk lényegében nem változik meg, hanem csak egy járulékos konstans csillapítást kapunk. Ugyanis:

$$g' = \ln |1 + r' + z| = \ln |1 + r'| \cdot \left| 1 + \frac{z}{1 + r'} \right| = \ln |1 + r'| + \ln \left| 1 + \frac{z}{1 + r'} \right|$$

Vagyis egy csillapítótag és egy áthidalt T-tag mindig összevonható egyetlen áthidalt T-taggá. Erre a későbbiek folyamán még vissztérünk. A gyakorlatban teljesen elegendő az olyan eseteket vizsgálni, ahol z egy ohmos ellenállás és egy reaktáns kétpólus parallel kötéséből áll. A 8. ábra szerint:

$$z = \frac{r \cdot jx}{r + jx}$$

$$g = \ln \left| 1 + \frac{r jx}{r + jx} \right| = \ln \left| \frac{r + jx(1 + r)}{r + jx} \right| = \frac{1}{2} \ln \frac{r^2 + x^2(1 + r)^2}{r^2 + x^2} = \frac{1}{2} \ln \left(1 + \frac{2r + r^2}{1 + r^2 y^2} \right)$$

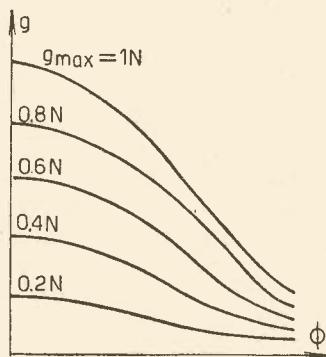
ahol

$$y = \frac{1}{x}$$

Vezessük most be a következő jelöléseket:

$$2r + r^2 = a$$

$$ry = \Phi$$



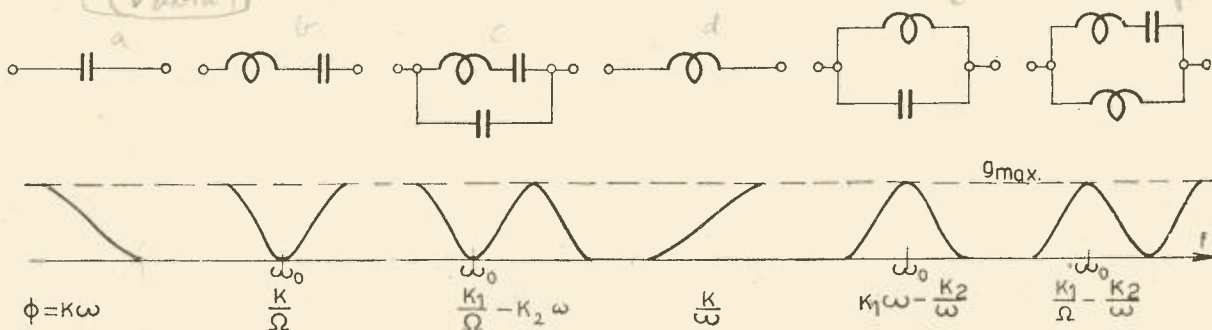
9. ábra

akkor

$$g = \frac{1}{2} \ln \left(1 + \frac{a}{1 + \Phi^2} \right)$$

a értéke megadja, hogy mennyi lehet a kiegyenlítő maximális csillapítása. Ha x szakadást mutat, akkor

$$y = 0,$$



10. ábra

tehát

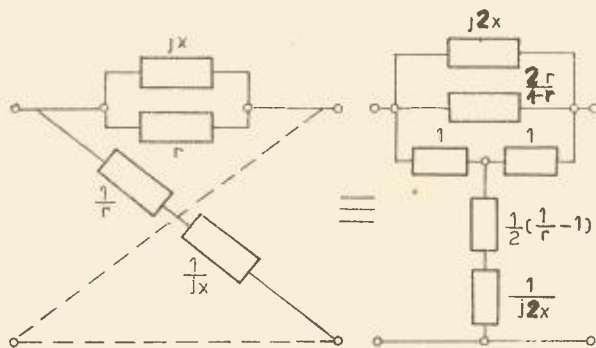
$$\Phi = 0$$

és

$$g_{\max} = \ln(1+r)$$

A tervezés menete a következő. Különböző $g_{\max}$ értékekre kiszámítjuk α értékét és α ill. a megfelelő $g_{\max}$ paraméterrel megrajzolunk egy $g = g(\Phi)$ görbesereget (9. ábra). A kiegyenlítendő csillapításgörbéből meg tudjuk állapítani, hogy milyen csillapítás-differenciát kell áthidalni, ebből $g_{\max}$ értékét és ezzel a görbeseregéből a megfelelő görbét közelítőleg meg tudjuk határozni. A következő lépés Φ ill. y meghatározása.

A 10. ábrán megadjuk a leggyakrabban használt reaktanciátípusokat és a megfelelő frekvencia-transzformációkat. Felrajzoltuk még adott $g_{\max}$



11. ábra

mellett minőségileg a csillapítás menetét a frekvencia függvényében. Látható, hogy az a, b, c típusok kábel kiegyenlítésére, a d, e, f típusok pedig kábel utánzására alkalmasak. Az összetettebb típusokat kizárólag a $0 - \omega_0$ tartományban használjuk. Kiválasztjuk a megfelelő reaktancia-típust és próbálgatással meghatározzuk a legmegfelelőbb k ill. k_1 és k_2 értékét. Ezek után már csak a kapcsolási elemek meghatározása van hátra. α értékéből közvetlenül kapjuk

$$r = \sqrt{1 + \alpha} - 1$$

és Φ értékéből, például a 10e ábra esetén:

$$\Phi = ry = k_1 \omega - \frac{k_2}{\omega}$$

Innen:

$$y = \frac{k_1}{r} \omega - \frac{k_2}{r\omega} = C\omega - \frac{1}{L\omega}$$

Tehát

$$C = \frac{k_1}{r} \quad \text{és} \quad L = \frac{r}{k_2}$$

Ezzel megkaptuk az 1Ω hullámellenállású áthidalt T-tag elemeit.

Fenti számításunkhoz hasonlóan más frekvencia-transzformációkat is bevezethetnénk, azonban a számítás menetét lényegében egyszerűsíteni nem tudjuk. Kiegyenlítő számításoknál kellemetlen, hogy egy elég komplikált görbeseregre van szükségünk, amely nem áll mindig rendelkezésünkre. Ezt elkerülhetjük a következő megfontolással.

Induljunk ki az x -tag kiegyenlítőből. Bartlett tételéből egyszerűen belátható, hogy a 11. ábrán felrajzott x - és áthidalt T-tag equivalens egymással. $r > 1$ esetén az áthidalt T-tagban negatív ellenállások lépnek fel, ez azonban csak azt jelenti, hogy $r > 1$ esetén az x -tagban levő ohmos elemekből álló csillapító tag fázisforgatása 180° . Ha r helyébe $\frac{1}{r}$ -et írunk és ugyanakkor a reaktancia együtthatót r

r -el osztjuk, akkor a 180° -os fázisforgatástól eltekintve, a kiegyenlítő csillapítás-menete nem változik. Ezért elegendő csak a $0 < r < 1$ esetet vizsgálni. Írjuk fel az x -tag hullámcsillapítását:

$$g = \ln \left| \frac{1+z}{1-z} \right| = \ln \left| \frac{1 + \frac{rjx}{r+jx}}{1 - \frac{rjx}{r+jx}} \right| = \frac{1}{2} \ln \frac{r^2 + x^2(1+r)^2}{r^2 + x^2(1-r)^2} = \frac{1}{2} \ln \frac{r^2 y^2 + 1 + r^2 + 2r}{r^2 y^2 + 1 + r^2 - 2r}$$

Osszuk el a számlálót és nevezőt $2r$ -el:

$$g = \frac{1}{2} \ln \frac{\frac{r}{2} y^2 + \frac{1}{2} \left(r + \frac{1}{r} \right) + 1}{\frac{r}{2} y^2 + \frac{1}{2} \left(r + \frac{1}{r} \right) - 1}$$

Vezessük be a következő jelöléseket:

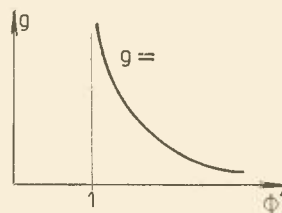
$$\sqrt{\frac{r}{2}} y = ky = \Phi$$

és

$$\frac{1}{2} \left(r + \frac{1}{r} \right) = v$$

Tekintsük új frekvencia-transzformációnknak:

$$\Phi' = \Phi^2 + v$$



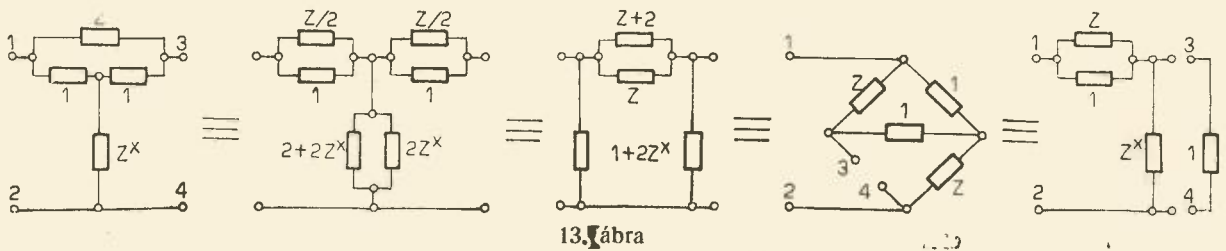
12. ábra

Tehát:

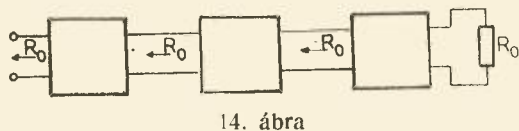
$$g = \frac{1}{2} \ln \frac{\Phi' + 1}{\Phi' - 1} = \operatorname{ar th} \Phi'$$

Elértük célunkat. Minden típusú kiegyenlítő csillapítását a 12. ábra szerinti függvény ábrázolja. Mivel v értéke 1 és ∞ között változhat, r értékének megválasztása csak Φ kezdőpontját és ezzel $g_{\max}$ értékét határozza meg. A kapcsolási elemek visszszámítása az előzőhöz hasonlóan történik.

Az áthidalt T-kiegyenlítőnek nemcsak x -, hanem T- és π -equivalense is van. Ezek azonban, mint a 13. ábrából látható, sokkal több elemet



tartalmaznak, ezért sohasem használjuk őket. Érdekesebb eset, ha a 13d. ábrának megfelelő átalakítást végezzük el. A Wheatstone-hídban levő ellenállás rövidrezárható, ha a 3—4 pontokat hullámenellenállással zárjuk le. Fontos megjegyezni, hogy az így nyert négyfázisnak a hullámenellenállása nem R_0 . Ilyen négyfázisok, a 14. ábra szerint láncba



kötve, ha a lánc végét R_0 -al zárjuk le, a bemeneten mindig R_0 ellenállást mutatnak, a másik irányban azonban ez nem igaz. Legtöbb esetben ez nem is szükséges, mert csak a kábelcsatlakozásnál kell reflexiómentességre törekedni. Ily módon tagonként egy ellenállást takaríthatunk meg. Ez nem lényeges előny, ezért a kapcsolást nem igen használjuk.

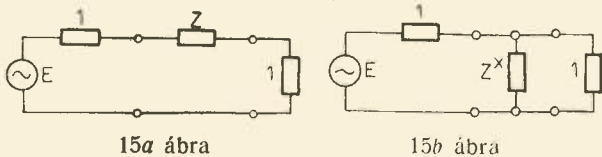
Foglalkozzunk most a 15. ábra szerinti elfajuló négyfázisokkal. Ismeretes, hogy az a illetve b ábra szerinti kapcsolások üzemi csillapítása:

$$g_s = \ln \left| 1 + \frac{z}{2} \right|$$

és

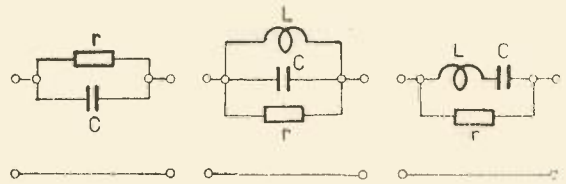
$$g_p = \ln \left| 1 + \frac{1}{2z^*} \right|$$

Látjuk, hogy ha $z = \frac{1}{z^*}$, vagyis egymásnak inverzei, akkor $g_s = g_p$. Elegendő tehát csak az első esettel

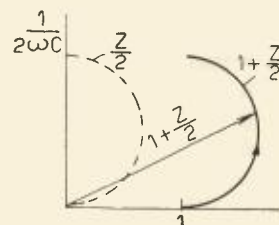


foglalkozni. Ha összehasonlítjuk az áthidalt T-tag csillapításával, közvetlenül látható, hogy azonos csillapításértéket kapunk, ha a soros ágba az áthidaló ág impedanciájának a kétszeresét, vagy a shunt ágba a kereszt ág impedanciájának a felét tesszük. A számítás menete tehát megegyezik az ott elmondottakkal. Mindenesetre itt lényeges, hogy pontosan R_0 ohmos ellenállások közé kerüljön Z . Nagy szerepük van ezeknek a típusoknak mint pótkiegyenlítőknél. Rendszerint a 16. ábra szerinti kapcsolásban használjuk őket.

Itt említünk meg egy érdekes látszólagos ellentétet. Vegyük például a 16a. ábrát. Adott frekvenciánál, ha r értékét növeljük, a csillapítás értéke egy darabig nő, aztán csökkenni kezd. Ez közvet-



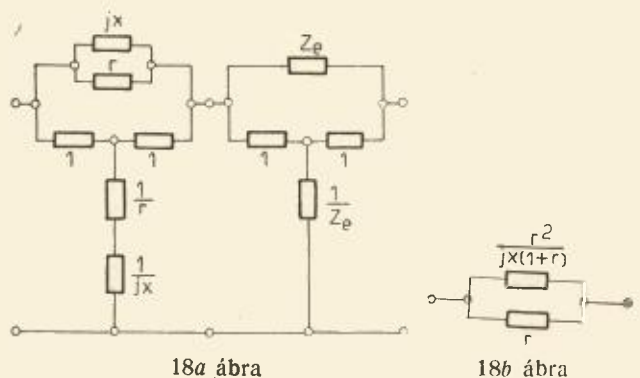
lenül belátható, ha a komplex síkon felrajzoljuk $1 + \frac{z}{2}$ értékét. r változtatásával z a 17. ábrában szaggatott vonallal jelölt félkört írja le. Tehát $\left| 1 + \frac{z}{2} \right|$ az ábrán jelölt vektor abszolút értéke, mely



r növelésével a félkör lefutása közben elér egy maximumot és aztán újra csökkenni kezd.

6. Ellenkiegyenlítők tervezése

A következőkben keressünk olyan négyfázist, amely valamilyen kiegyenlítővel sorbakötve frekvenciafüggetlen konstans csillapítást ad. Az ilyen négyfázist ellenkiegyenlítőnek nevezzük. A 18a.



ábra szerinti r , x elemeket tartalmazó kiegyenlítő ellenkiegyenlítője tartalmazza az egyelőre ismeretlen z_e -t. Keressük azt az esetet, amikor a két kiegyenlítő csillapításának összege az első kiegyenlítő maximális csillapításával egyenlő.

Iráthatjuk ekkor :

$$g + g_e = g_{\max}$$

$$\ln(1+z) + \ln(1+z_e) = \ln(1+r)$$

$$(1+z) \cdot (1+z_e) = (1+r)$$

$$1+z+z_e+zz_e = 1+r$$

Vagyis :

$$z_e = \frac{r-z}{1+z} = \frac{r - \frac{rjx}{r+jx}}{1 + \frac{rjx}{r+jx}} = \frac{r^2}{r+jx(1+r)} = \frac{1}{\frac{1}{r} + \frac{jx(1+r)}{r^2}}$$

Tehát z_e a 18b. ábrának megfelelő.

Mivel rendszerint nagyszámú azonos típusú korrektort kell legyártani, célszerű a kiegyenlítő bekötését ellenkiegyenlítő sorbakötésével végezni, amikor a csillapítás-görbe felvétele helyett az egész frekvenciatartományban csak egy konstans csillapítást kell mérni.

Van azonban az ellenkiegyenlítőknél fontosabb alkalmazási lehetőségük. A későbbiekben látni fogjuk, hogy leggyakrabban a 10b. típusú kiegyenlítőt használjuk. Elég nehézkes azonban ennek a típusnak a számítása, mivel nemcsak r és k ismeretlen,

hanem az $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ -ban ω_0 -t is meg kell határoz-

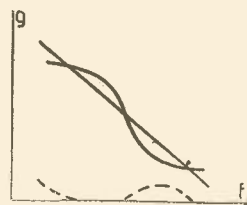
nunk próbálgatással. Ennél sokkal egyszerűbb, ha nem a kábelszakaszt próbáljuk kiegyenlíteni, hanem a 10e. típussal próbáljuk a kábelt leutánozni. Ez sokkal egyszerűbb feladat. Ezután az így kapott kábelutárat ellenkiegyenlítője adja a megoldást.

7. Hosszú vonalak kiegyenlítése

Kiegyenlítők tervezésénél sohasem szabad szem elől téveszteni, hogy nem egy 35—40 km-es szakaszt kell kiegyenlítenünk, hanem már aránylag rövid, 2 ~ 300 km-es összeköttetés esetén is 8—10 szakasz sorbakötésével kell számolnunk. Tehát ha a

± 5 cN-es kiegyenlítést tartani akarjuk, akkor egy szakaszt ± 1 cN-en belül kellene kiegyenlítenünk, ami nyilván lehetetlenség. Arra sem számíthatunk, hogy statisztikusan összegeződve a kisebb eltérések kiküszöbölődnek. Ugyanis már a tervezésnél észrevesszük, hogy bizonyos frekvenciáknál a kiegyenlítőnek csillapítása a kívánt csillapításmentől mindig egy irányban eltér, amely eltérés a kiegyenlítés folyamán minden egyes szakasz után növekedni fog.

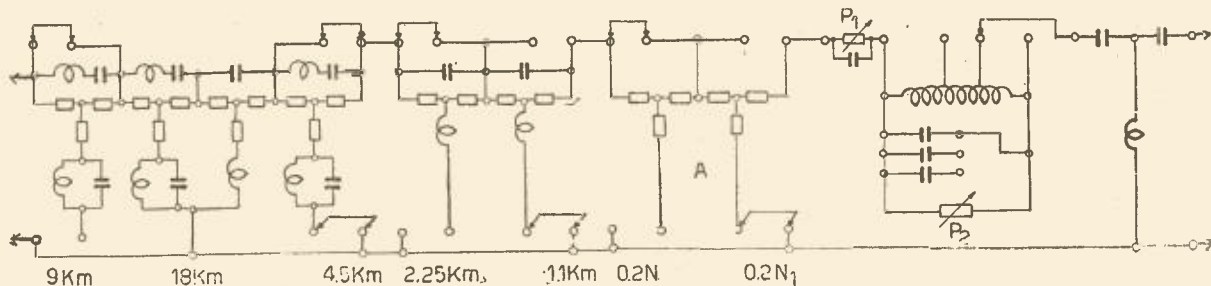
Két út áll előttünk : az egyik, hogy komplikáltabb reaktáns kétpólusok alkalmazásával a kábelt a lehető legpontosabban próbáljuk kiegyenlíteni, ill.



19. ábra

leutánozni. A 10. ábra c és f típusai alkalmasak erre. Azonban éppen a jó közelítés miatt nem tudjuk előre, hogy milyen frekvenciáknál fog majd az eltérés mutatkozni. A már különben is túl sok elemet tartalmazó kiegyenlítőhöz kénytelenek vagyunk még egy komplikált pót-kiegyenlítőt csatolni, amellyel a sáv bármely szakaszára tudunk egy pótcillapítást betenni, ill. kivenni. Túl hosszú összeköttetés kiegyenlítésénél kénytelenek vagyunk ezt a típust használni. Rövidebb összeköttetésnél célszerű az alábbi megfontolás alapján tervezni a kiegyenlítőt. Egyszerűbb típusú, a 10a, b, ill. d, e. ábrának megfelelő reaktanciákkal nem is törekszünk a pontos kiegyenlítő tervezésére, hanem bizonyos frekvenciáknál erősebb eltéréseket engedünk meg. Ebben az esetben biztosak lehetünk abban, hogy ezeknél a frekvenciáknál fognak bekövetkezni a kiegyenlítésnél is az összegeződő legnagyobb eltérések. Tehát elegendő néhány egyszerű és adott jellegű pótkiegyenlítő alkalmazása. Jelenlegi berendezésünk kiegyenlítőit is ezen elv alapján készítettük. A 19. ábra szerint, ha a kábel csillapításgörbéje egyenes, az ábrába berajzolt görbe az, ami soros rezgőkörű kiegyenlítővel a legkönnyebben megvalósítható. Tehát pótkiegyenlítővel csak a szaggatott vonallal jelzett csillapítást kell elérnünk.

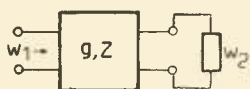
A 20. ábrán közöljük a kiegyenlítő teljes elvi rajzát. A megfelelő forrcsúcsokat páronként fent,



20. ábra

vagy lent összekötve az illető kiegyenlítőt be- vagy kiiktatjuk. P_1 potencióméter állításával alacsony frekvenciákon, P_2 -vel pedig a felső sávban tudunk pótcsapítást bevinni. Mivel a pótkiegyenlítők nem hullámellenállással illeszkednek, szükséges volt az A jelű csillapítótagokat közbeiktatni. A négy-pólus elméletből ismeretes, hogy ha egy szimmetrikus négy-pólust nem hullámellenállással zárunk le, akkor a bemenő impedancia:

$$\frac{W_1 + Z}{W_1 - Z} = \frac{W_2 - Z}{W_2 + Z} e^{2g}$$



21. ábra

ahol a 21. ábra szerint

W_1 a bemenő impedancia

W_2 a lezáró impedancia

Z a hullámellenállás

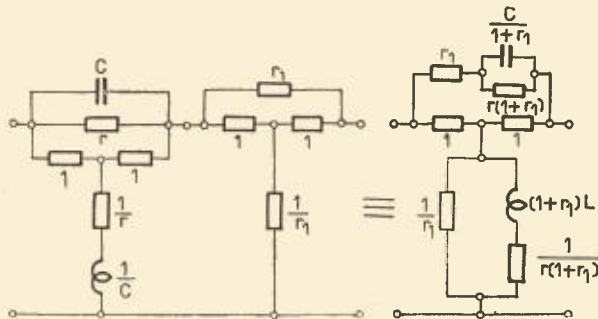
g a hullámcsillapítás.

Ha a bemenetet Z -vel zárjuk le, akkor a bemeneti reflexió:

$$g_r = \ln \left| \frac{W_1 + Z}{W_1 - Z} \right| = \ln \left| \frac{W_2 + Z}{W_2 - Z} \right| + 2g$$

Vagyis minél nagyobb a négy-pólus hullámellenállása, annál kevésbé függ a bemeneti impe-

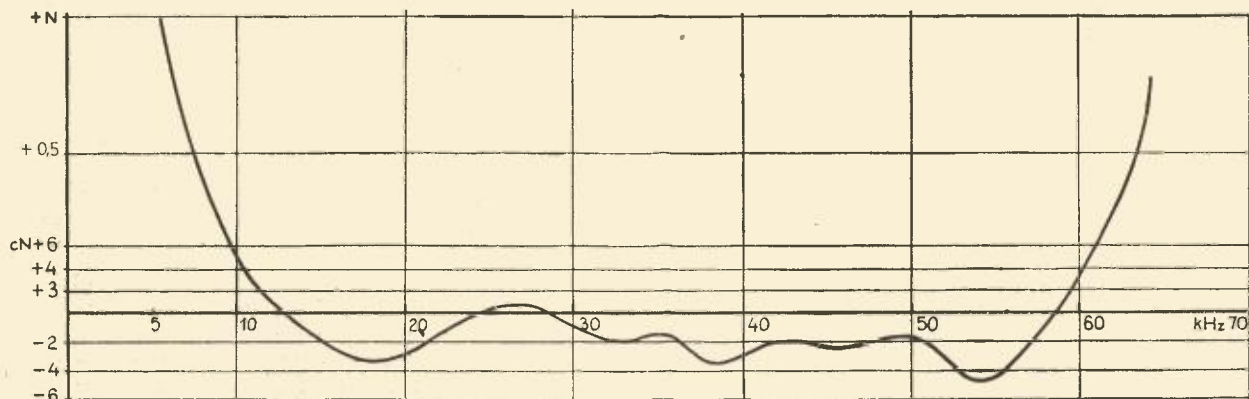
g_r értéke lecsökkenhet az előírt érték alá. Ebben az esetben egy csillapítótagot közbeiktatva, pl. 0,2 N-t, a bemeneti reflexiós csillapítás 0,4 N-el nő meg. Esetleg jobb illesztés elérésére állandóan bekötve is hagyhatunk valamilyen csillapítást. Ha meg-



22. ábra

gondoljuk, hogy a 18 km szakasz kiegyenlítője állandóan be van kötve, mert ennél rövidebb erősítőszakasz nincs, akkor a 22. ábra szerint a csillapítótagot összevonhatjuk, pl. a 18 km-es kiegyenlítő második tagjával.

Ez különösen akkor célszerű, ha számításaink kellemetlenül nagy C és kis L értékre vezetnek. Az összevonás kedvéért a T csillapítótagot áthidalt T-vé alakítottuk át. A kiegyenlítőben az ohmos alaptagokat mind T-tagdá vontuk össze, hogy kevesebb ellenállást használjunk fel. A fenti kiegyenlítő 34 km maximális erősítőszakaszra készült. A 23. ábra mutatja egy 6 szakaszból álló 180 km



23. ábra

dancia a lezárástól és annál jobban megegyezik a hullámellenállással. Ezért pótkiegyenlítőben, ha P_1 -et változtatjuk, a reflexió értéke a bemeneten nem változik lényegesen, mert alacsony frekvenciákon g nagy és a követelmények itt különben sem szigorúak. Más a helyzet azonban magasabb frekvenciákon. Például, ha a pótcsapítás 50—60 kHz körül szükséges, ahol g értéke már kicsi, akkor

hosszú vonal kiegyenlítésének adatait. Teljesség kedvéért meg kell még' említenünk, hogy a kábel csillapítása az év folyamán a hőmérséklettől függően változik. Rövidebb szakasznál még nem jelentős, de nagyobb távolságoknál már feltétlenül figyelembe kell venni és vagy újabb pótkiegyenlítő beiktatásával, vagy egyéb úton gondoskodni kell a változás kompenzálásáról.

12-csatornás kábeles berendezés konstrukciós felépítése

BAJÁN TIBOR

Nagytávolságú táviró és távbeszélő összeköttetés fejlődését a vivőfrekvenciás rendszerek alkalmazása tette lehetővé, mely rendszerek a meglévő légvezetékek és kábelek kihasználási lehetőségét megsokszorozták.

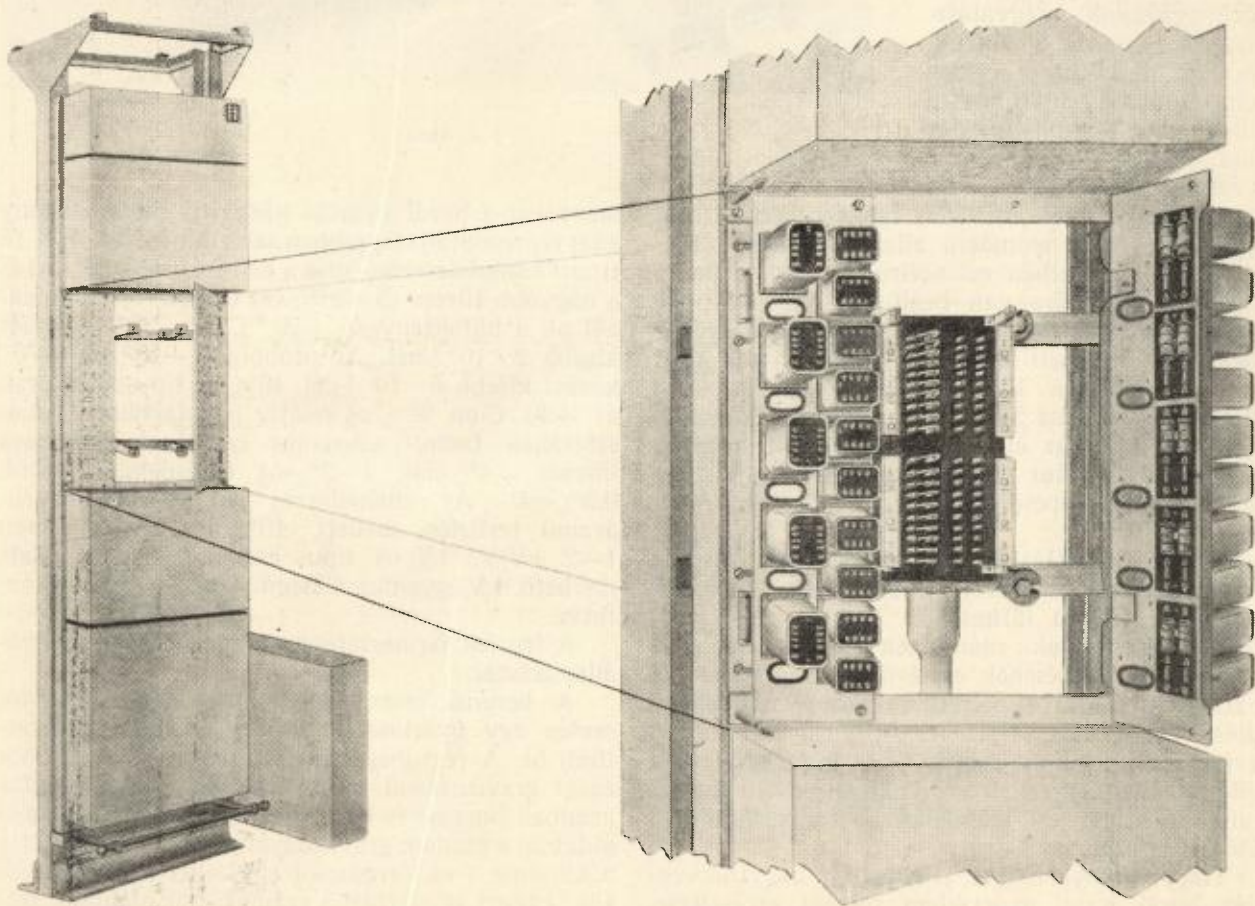
Feladat volt egy olyan berendezés megtervezése, mely a kábelek jobb kihasználását célozza, üzembiztosan működik és lehetőség van további bővítésre.

A 12-csatornás kábeles berendezés konstrukciós felépítésénél a kiindulási alap az elvi terv minél egyszerűbb és üzembiztosabb realizálása. A berendezés az átviteltechnikai vonalon döntő mértékben alkalmazott, keretállványra szerelt »panelos« szerelési mód alapján készült.

A tervezési kiindulás alapjait képezte az alkatrészeknek a lehetőséghez képest történő miniatürizálása. A berendezés egy keretállványsor mindkét oldalára szerelt egységekből áll. A keretállványok 2735 mm magasak, 520 mm szélesek és 320 mm mélyek. A berendezés »A« és »B« végállomásokból és a közbenső erősítőállomásokból áll. Az állomások felépítésénél a következő kerettípusokat különböztetjük meg. Végállomás esetében: csa-

torna, csoportáttevő, oszcillátor és vonalerősítő keretek. Erősítő állomásokon: erősítő keret. A megrendelőtől függően szállítható csengetőkeret is, mely 12 üzemi és egy tartalék 500/20 Hz csengetőegységet tartalmaz. A törzs és fantomcsévék elhelyezése kábelvégződő kereten történik.

A keretek felépítése olyan, hogy lehetőség van további rendszerek kiépítésére. Ha pl. két 12-csatornás rendszert akarunk működtetni, akkor a keretek száma csak egy csatornakerettel növekszik, mert az oszcillátorkeret több rendszer kiszolgálására alkalmas, a csoportáttevőkeret felépítése olyan, hogy minden további rendszer alkalmazása esetén egy csoportösszetevő-egységkomplexumot lehet felszerelni. A vonalerősítő kereteken hasonló a megoldás, az 12 drb. rendszer kiépítésére alkalmas. A keret kábelezése mindkét kerettípus esetén a bővítés lehetőségének figyelembe vételével készült. A kábelvégződő keret Siemens-típusú kábelfejhez készült, 10 érnégyes megfelelő csévéi helyezhetők el, tehát maximum 10 rendszer kiszolgálására alkalmas. Az impedanciakorrektorok könnyű hozzáférhetősége céljából a csévesávok kinyitható kivitelben készültek (1. ábra).



1. ábra

Az egységek felépítésénél törekvés az, hogy az elvileg összetartozó elektromos alkatrészek önálló egységként szerepeljenek. Ez a megoldás az üzemszerű gyártás szempontjából előnyös, mert a gyártás menete jobban felosztható, vizsgálatnál pedig a hibák könnyebben lokalizálhatók, tekintve, hogy az ilyen önálló egységek egyéni vizsgálati előírással bírnak. Ilyen pl. a csatornaegység, ahol az összetartozó elektromos alkatrész elemek összerakásával önálló elektromos funkciót végez, pl. csillapítás, modulálás, erősítés stb. Ezen megoldás alkalmazása perspektívát ad és alapjaiban megegyezik a fejlesztés alatt álló dugaszolható berendezés konstrukciós alapjával.

Alkatrészek

Berendezéseink hibaforrása és zajforrása általában az alkalmazott fokozatkapcsolók bizonytalan érintkezéséből adódott. Ezen hibák megszüntetése érdekében egy új típusú fokozatkapcsoló kialakítása volt szükséges. A feladat egy olyan kisméretű fokozatkapcsoló megtervezése, mely biztosítja a kis átmeneti ellenállásértéket és üzembiztos érintkezést ad. A kapcsoló érintkezőanyagának megválasztásánál figyelembe vettük, hogyan áll ellent a légköri behatásoknak, vagyis hosszú idő után se képződjék rajta oxid, szulfid, vagy egyéb az átvezetési ellenállást növelő réteg. Az átvezetési ellenállás csökkentésének második feltétele a nyomóerő állandóságának biztosítása. Jelen esetben ezt acélrúgó végzi el, mely 300 gr nyomóerőre van beállítva. Az új típusú fokozatkapcsoló mérési eredményei igen kedvezőek. Az átmeneti ellenállás $R_d = 2 \text{ m}\Omega$ alatt van. A kapcsoló 10 000 átkapcsolása után az ellenállás változása 5% alatt marad. A kapcsoló léptetője azzal az előnnyel rendelkezik, hogy az ütköztetés a kívánt állások számának megfelelően beállítható. A kapcsoló fényképét a 2. ábra tünteti fel.

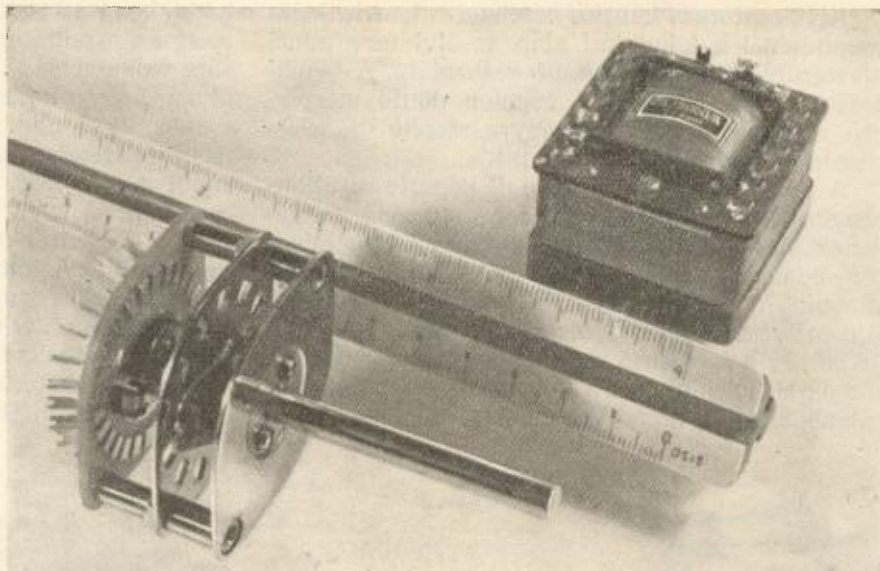
A miniaturizálás folytán szükségessé vált kis méretű transzformátorok kidolgozása, melynek képe a 2. ábrán látható.

A kábelformák méretének csökkentését s az egységek kábelezésének esztétikusabbá tételét célozta az új típusú kisméretű lakkozott textilszigetelésű huzal bevezetése. Az új típusú huzalnál a térfogatcsökkenés majd 50%-os. A huzal szigetelési jellemzői megegyeznek a régi nagytérű huzaléval, sőt szigetelési ellenállása 3 nagyságrenddel felül is mulja azt.

Nagy könnyebbséget jelentett a nagyfrekvenciás huzal hazai gyártásban történt elkészítése, melynek mérési eredményei szintén igen kedvezőek.

Az ér-ér közötti kapacitás $11,9 \text{ pF/m}$, $\text{tg } \delta = 9 \cdot 10^{-4}$. Ér és árnyékolás közötti kapacitás 75 pF/m , $\text{tg } \delta = 62 \cdot 10^{-4}$.

Konstruktőrök feladata az elektromos alkatrészek olyan megválasztása, hogy az elméleti feltételek minden szempontból kielégítse. Pl. az ellenállásoknál szükséges a stabilitás (ellenállás változások terhelés alatt, hőmérsékletváltozás hatására, stb.) és nem utolsósorban az ellenállás-zajok vizsgálata. Ezen szempontok figyelembevétele és az ellenállásokkal szembeni »negatívumok« minél kisebbre szorítása a kooperáló vállalatok feladata. Meg kell állapítani, hogy az ellenállásokkal szemben támasztott követel-

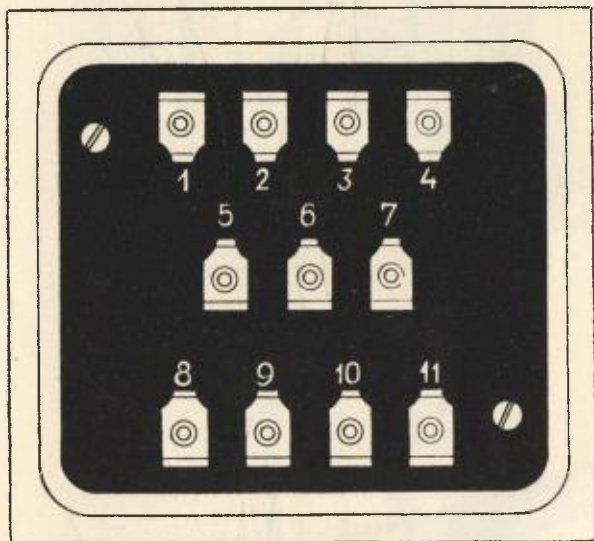
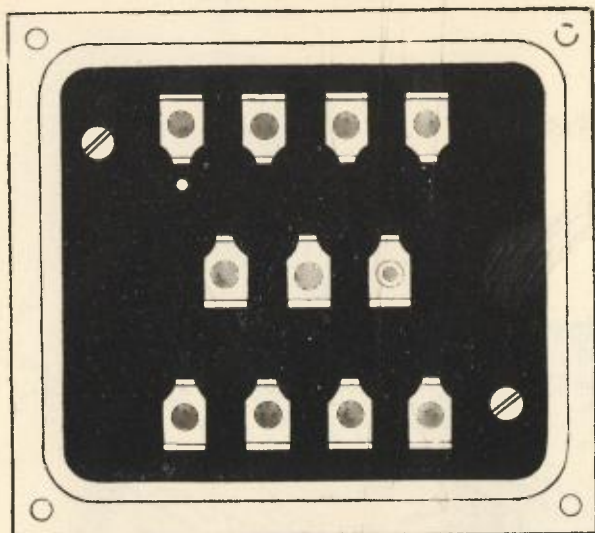


2. ábra

ményeket a hazai gyártás kielégíti. Talán néhány adat reprezentálja legjobban azok minőségét. Két fő típust különböztetünk meg: kistűrűsű (1—2%-os) és a nagyobb tűrésű (5—10%-os) típust. Az előbbieknél pl. a hőfoktényező $+20^\circ \text{C}$ és $+70^\circ \text{C}$ között kisebb $2 \cdot 10^{-4}$ -nél. Az utóbbinál $+20^\circ \text{C}$ és $+70^\circ \text{C}$ között kisebb $6 \cdot 10^{-4}$ -nél. 10%-os típusnál 4 órán át $+40^\circ \text{C}$ -on 98%-os relatív páratartalmú atmoszférában tartott ellenállás értékének változása kisebb $+4\%$ -nál. 1—2%-os tűrésűeknél kisebb 0,5%-nál. Az ellenállászaj a névleges egyenáramú terhelés mellett 10%-os típus esetén 1—2 $\mu\text{V/V}$, 1%-os típus esetén 0,5 $\mu\text{V/V}$ alatt mérhető 1 V egyenfeszültségű terhelésre vonatkoztatva.

A fentiek természetesen átlagos minőségű ellenállás adatai.

A berendezésben alkalmazott forrcsúcssávok esetén egy gyártástechnikai egyszerűsítést vezetünk be. A régi megoldásnál a forrcsúcsok számozását gravírozással tüntettük fel. Ez a megoldás azonban hosszas és bonyolult művelet. Az új megoldásnál a számok gravírozását elhagytuk s helyette a kiinduló 1-es forrcsúcsot egy fehér ponttal jelöltük. Ebben az esetben a számozás az alábbiak szerint értendő.



3. ábra

A forrcsúcssávot magunk elé helyezzük úgy, hogy a fehér ponttal jelölt forrcsúcs a sáv bal felső sarkában legyen, ez az 1-es kivezetés. Ettől a forrcsúctól jobbfelé haladva, 2, 3... jelű kivezetések következnek a számok növekvő sorrendjében. Ha a forrcsúcsok több sorban helyezkednek el, minden sor számozása balról jobbra halad és a sor első forrcsúcsának száma az előző sor utolsó forrcsúcsának száma után következik (lásd 3. ábrát).

Jelölések

A berendezésen új típusú internacionális szabványjelölést vezetünk be, melynek célja,

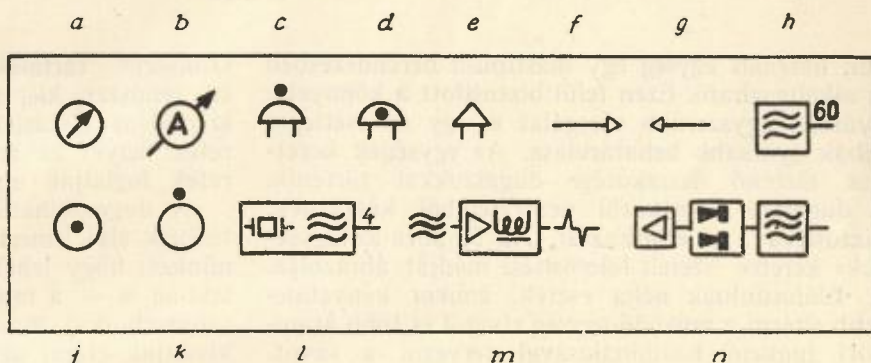
hogy exportra kerülő berendezések esetén megszűn-
tessük a különböző nyelvű feliratok alkalmazását.
A berendezéshez a leírásban mellékeljük minden
működést jelentő jel megfelelő nyelvű magyará-
zatát. A jelek szabványosítása során figyelembe
vettük, hogy azok lehetőség szerint reprezentálják
a működési funkciót (lásd pl. a 4. ábrát).

Fejlesztési irányelvek

Az átviteltechnikai berendezések mind nagyobb
térhódítása kapcsán felmerült olyan berendezés
tervezésének gondolata, melynek tömeggyártása
könnyebb, térfogata kisebb, karbantartása egy-
szerűbb.

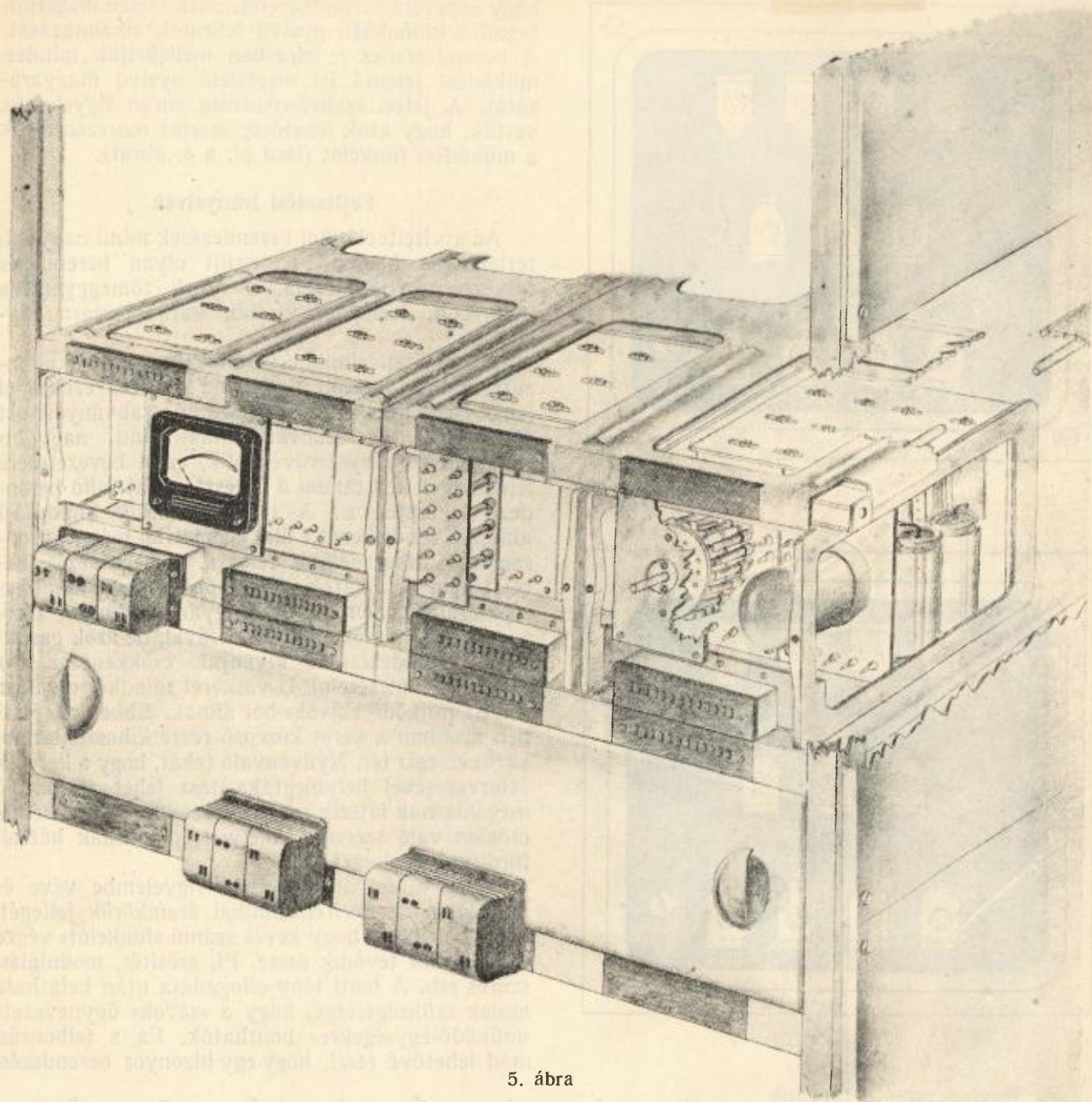
Az átviteltechnikai berendezésekben alkalmazott áramköri funkciók száma kevés és ezeket el lehet látni aránylag kevés számú szabványosított alkatrészszel. A szabványosítás mind nagyobb területen törvényszerűvé válik, ezért bevezetésére lehetőséget kell találni a fejlesztés alatt álló berendezések esetén is. A tervezés másik kiindulási alapja a rendelkezésre álló geometriai méret gazdaságosabb kihasználását célozza. A berendezés méretét nem az alkatrészek túlminiaturizált alkalmazása árán, hanem normális gyártás alapján elfogadott alkatrészek felhasználásával, de azok gazdaságos elrendezésével kívánjuk csökkenteni. Az eddigi berendezéseink U-vaskeret mindkét oldalára szerelt működő »sávok«-ból állnak. Ebben az esetben azonban a keret középső része kihasználatlan, kárbavesztett tér. Nyilvánvaló tehát, hogy a keretek áttervezésével helymegtakarítást lehet elérni. Jó megoldásnak látszik a berendezés két önálló keret-oldalon való szerelése, melyek egymásnak háttal fordítva alkalmazhatók.

A tervezés kiindulásánál, figyelembe véve és analizálva az átviteltechnikai áramkörök jellegét, megállapítható, hogy kevés számú »funkció« végző áramkörből tevődik össze. Pl. erősítés, modulálás, szűrés stb. A fenti tény elfogadása után belátható annak szükségessége, hogy a »sávok« úgynevezett »működő-egységekre« bonthatók. Ez a felbontási mód lehetővé teszi, hogy egy bizonyos berendezés-



4. ábra

- | | |
|-------------------|------------------------|
| a vizsgálat | h pilot adó |
| b ampermérő | j kapcsoló "be" |
| c riasztás "ki" | k kapcsoló "ki" |
| d riasztás "be" | l főoszillátor |
| e sürgős riasztás | m harmonikus generátor |
| f adás | n csatorna egység |
| g vétel | |



5. ábra

ben használt egység egy mástípusú berendezésben is alkalmazható. Ezen felül biztosított a könnyebb gyártás, egyszerűbb vizsgálat és így az esetleges hibák gyorsabb behatárolása. Az egységek keret-höz történő összekötése dugaszokkal történik. A dugaszok érintkezői nemesfém-ből készülnek, biztosítva a jó érintkezést. Az 5. ábra az »egységek« keretre szerelt felerősítési módját ábrázolja.

Előfordulnak néha esetek, amikor kényelmesebb eltérni a működő-egység elvétől és több áram-köri funkció kombinálásával tervezni a sávot. Ha a különböző működő-egységek úgy vannak megtervezve, hogy azok más rendszerben is alkalmazhatók, csak korlátozott számú egység-típus

szükséges tartalék gyanánt, számos különböző rendszer kiépítéséhez. A dugaszolható rendszer-nél az U-vasból készült, kétoldalt szerelt keretek helyét az acéllemez-ből hajlított állványke-retek foglalják el.

A dugaszolható rendszer konstrukciós felépítésének elvi ismertetésénél az a cél vezetett bennünket, hogy lehetőséget adjunk — ha körvonalakban is — a fejlesztés alatt álló univerzális átviteltechnikai konstrukciónk megismerésére. Így kívánjuk elérni azt a célt, hogy vivőfrekvenciás berendezéseink minél jobban elégítsék ki a könnyebb, olcsóbb gyárthatóság követelményeit és megfeleljenek a korszerű üzemi igényeknek.