

VI.

Magyar HIRADÁSTECHNIKA



3

Magyar

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Felelős szerkesztő:
Balogh Pál
VI., Eötvös u. 11/a
Telefon: 420-536

Szerkesztő:
Boglár Gyula
XI., Fehérvári út 70.
Telefon: 268-940/158

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

Előfizetési ár
egész évre 30 Ft
Egyes szám ára 5 Ft

Megjelenik kéthavonként

TARTALOM:

<i>Kemény Ádám—Saufert János</i> : Tranzisztoros feszültség stabilizátorok	81
<i>Kovalóczy György—Vágó Jenő</i> : A szentesi TV adóállomás.....	91
<i>Horváth Loránd—Vörös András</i> : Módszer az átviteli karakterisztika kialakítására.....	97
<i>Pataky Balázs</i> : Mangán-cink ferritek.....	104
<i>Berceli Tibor</i> : Haladóhullámú erősítők.....	108
<i>Haszóné Ferenc</i> : A nyomtatott huzalozás gyártásának mai helyzete.	115
Szemle	118
Обобщения на русском языке	120
Résumés des articles en langue française	120
Summaries in English	B/3
Zusammenfassungen in deutscher Sprache	B/3

Újszerű kapcsolási megoldások az AM — FM szignálgenerátorban

KONKOLY TIHAMÉR

Műszeripari Kutató Intézet

A cikk a Műszeripari Kutató Intézetben kifejlesztett amplitúdó-, frekvencia- és videó modulálható szignálgenerátor műszaki adatainak rövid ismertetése után a készülékben levő újszerű kapcsolási megoldásokkal foglalkozik. Ezek közül részletesebben a következőket írja le: 1. frekvencia moduláció szimmetrikus oszcillátornál, 2. az oszcillátor-rezgőköri tekeres és a piszton attenuátor közötti csatolási tényező növelése, 3. nívó stabilizálás pisztonattenuátorral ellátott oszcillátornál, 4. a pisztonattenuátor és az amplitúdó modulátor egység illesztése, 5. a nagyfrekvenciás nívómérő hitelesítése.

1958-ban fejeződött be a Műszeripari Kutató Intézetben az új amplitúdó-, frekvencia- és videomodulálható URH szignálgenerátoros fejlesztési munkálatainak első része. A következő évben a készülék gyártásra került és két kisebb sorozat el is készült belőle, egy harmadik pedig jelenleg befejezés előtt áll.

A fejlesztési munkák során (melyek 1959-ben sem szüneteltek) több újszerű kapcsolási megoldás született. Ez az ismertetés csak átfogó képet kíván adni anélkül, hogy a részletekbe túlságosan belemenne. Az egyes megoldások pontos kvantitatív tárgyalása túlságosan terjedelmes lenne, így meghaladhatná a cikk kereteit.

Nem lesz érdektelen néhány szóval összefoglalni magának a szignálgenerátornak jellegzetesebb tulajdonságait. Minden egyes pontnál megemlítjük, melyek azok a kívánalmak, amiket egy modern készüléknek teljesítenie kell.

Az említett tulajdonságok közül legfigyelemre méltóbb az, hogy a készülék a szokványos feladatkörön túl, hidak táplálására is alkalmas, mivel nagyszintű kimenetéből maximálisan 450 mV feszültség nyerhető.

Általában a frekvencia és videomodulálható szignálgenerátorok kimenő nívója 100 mV-nál nem nagyobb. Hidak táplálására külön nagyteljesítményű típusok léteznek. Ha ezt a két feladatot egyetlen készülék el tudja látni, az azt jelenti, hogy két szignálgenerátor helyett csak egyre van szükség. A megszokott rendszerektől való eltérés azonban elég sok nehézséget okozott. Ezek kiküszöbölése — éppen az ismertetendő újszerű kapcsolási megoldások segítségével — sikerült.

A frekvenciasáv alsó határa 4 MHz-nél van. A 4 MHz-es intercarrier középfrekvenciás transzformátorok hangolásánál van szükség ilyen — aránylag alacsony — frekvenciájú jelre.

A felső frekvenciahatár 240 MHz. Ez néhány megahertzcel több, mint a felső televízió csatornához tartozó legszaporább rezgés frekvenciája.

A kimenő nagyfrekvenciás jel feszültségének pontos ismerete elsőrendű fontosságú. Az elkerülhetetlen mérési hibát a feszültségmérő

és az utána következő osztó pontatlansága okozza. Mindkettőre külön-külön $\pm 10\%$ hibát szoktak megengedni. Ezt az értékét specifikáltuk szignálgenerátorunknál is. (A $\pm 10\%$ -ba beleértendő, a feszültségmérő, ill. osztó frekvenciahibája is!)

A kezelhetőséget nagyon megkönnyíti, ha a generátor kimenő nívója frekvenciaváltoztatás esetén csak kis mértékben ingadozik. Készülékünknel a nívóingadozás (sávon belül) 50 MHz-ig $\pm 3\%$, előlött pedig $\pm 10\%$.

A generátor frekvenciamodulátora teljesíti a hasonló kategóriájú készülékek szokásos specifikációját. A maximális löket ± 100 kHz-nagyságú. A lökettorzítás ± 75 kHz esetén nem haladja meg az 5% -ot. Fontos szempont az, hogy a frekvencia modulálása ne okozzon számottevő amplitúdómodulációt. Általában az a kívánalom, hogy ± 100 kHz löketnél az amplitúdómoduláció maximális értéke 10% -nál kisebb legyen. (Ellenkező esetben alkalmatlan a készülék limiterok, aránydetektorok stb. amplitúdómoduláció elnyomásának vizsgálatára.) Generátorunknál az említett káros amplitúdómoduláció kicsi, 5% , vagy annál is kevesebb.

A következőkben felsoroljuk azokat a követelményeket, melyeket egy modern URH szignálgenerátor amplitúdómodulátornak teljesítenie kell.

Amplitúdómodulációnál a moduláló frekvencia tartomány magában foglalja a hangfrekvenciás sávot, ill. az e fölötti frekvenciákat is, kb. 20—100 000 Hz-ig, videomoduláció esetében pedig 0—6,5 mHz-ig terjedjen a sáv. Az előbbinél a modulációs torzításnak kicsinynek kell lennie, $m = 30\%$ -nál maximálisan $1\text{—}2\%$ lehet. További fontos követelmény az, hogy az amplitúdó modulálása csak minimális frekvenciamodulációt okozhat ($m = 80\%$ esetén $\frac{\Delta f}{f} < 5 \cdot 10^{-5}$).

Ez a kikötés fontos következménnyel jár, nevezetesen kizárja azt, hogy az amplitúdó modulálása a nagyfrekvenciás oszcillátoron belül történjék. Kétségtelen, hogy ez lenne pedig a legegyszerűbb megoldás. Sajnos azonban ennél a módszernél elkerülhetetlenül fellép egy tetemes nagyságú ($m = 30\%$ -nál 100 kHz nagyságrendű) káros frekvencialöket. Szelektív körök vizsgálatára az ilyen rendszer e miatt nem is alkalmas. Ilyen célra csak olyan berendezés használható, melyben amplitúdómodulátor-egység van. Szignálgenerátorunkban is külön amplitúdómodulátort alkalmaztunk. (Ennek specifikációja kielégíti a fent részletezett követelményeket.)

Utóljára még megemlítjük azt, hogy a generátor kimenő impedanciájának minden frekvencián állandó értékűnek, célszerűen pl. 50 ohm-nak kell lennie.

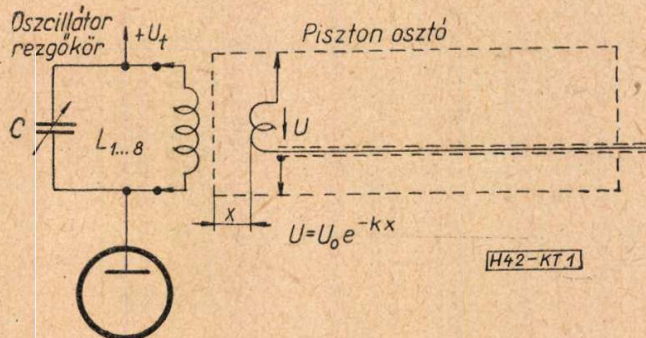
Az előzőkben felsorolt feltételek természetesen nem szabják meg egyértelműen a generátor rendszerét. Egyetlen további megkötéssel azonban eléggé leszűkíthető a lehetséges változatok száma: használjunk feszültségosztóként határfrekvencia alatti (ún. piszton) attenuátort.

Mi indokolja ezt a választást?

A pisztonattenuátor nevezetes jótulajdonságokkal rendelkezik. Ezek rendre a következők: 1. Nagy a feszültségosztás pontossága. 2. Ez a pontosság csak kismértékben frekvenciafüggő. 3. A feszültségosztás az elmozdulás függvényében logaritmikusan változik, ezért az osztó skálája is logaritmikus. (Ez előny, mert így a leolvasás relatív hibája állandó!) 4. A pisztonattenuátor igen egyszerű szerkezetű, ezért elkészítése könnyű. 5. Induktív piszton alkalmazása esetén könnyen lehet az oszcillátorból aránylag nagy teljesítményt kicsatolni.

Ennyi előny mellett hátrányai is vannak.

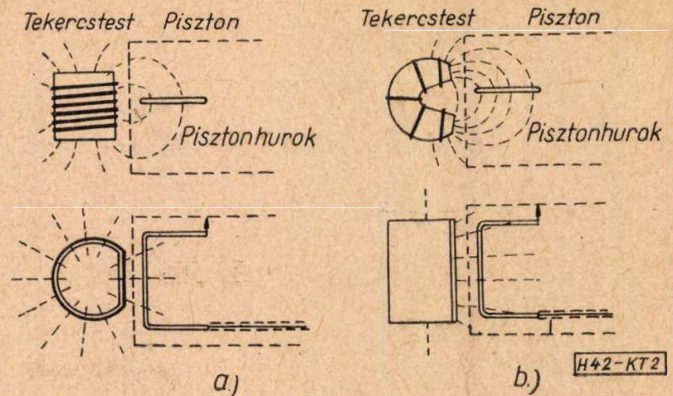
Ezek közül az egyik legkellemetlenebb az, hogy 4 MHz körül — tehát a sáv alacsonyfrekvenciás részén — kicsatolási nehézségek lépnek fel. A jelenség okát egyszerűen megérthetjük. Az induktív piszton-attenuátorcsőben mozgó kicsatolóhurok egy vagy több menete és az oszcillátornak a pisztont gerjesztő rezgőköri tekercse első közelítésben egy transzformátort alkot, a primer az oszcillátortekercs, a szekunder a kicsatoló hurok (1. ábra).



1. ábra

Az oszcillációs frekvencia folyamatos változtatását C forgókondenzátor végzi, míg a sáv-váltás L rezgőköri tekercs cseréjével eszközölhető. Az alacsonyabb frekvenciához tartozó tekercsek nagyobb induktivitásúak — nagyobb menetszámúak — mint a magasabb frekvenciákhoz tartozók. ($L_1 > L_2 > \dots > L_8$.) Az első sávon (4 MHz környékén) kell tehát a legnagyobb menetszám. Itt a legnagyobb az előbbi értelemben vett transzformátor menetszám-átvétele, egyben legkisebb a piszton kicsatolóhurokján fellépő nagyfrekvenciás feszültség, (ha a rezgőköri feszültséget minden sávon állandónak tételezzük fel).

A pisztonrendszerű feszültségosztóknak az alacsonyfrekvenciákon jelentkező közismert kicsatolási nehézségén úgy lehetne segíteni, hogy megváltoztatnánk a menetszám-átvételt. Adott kapacitású rezgőköri forgókondenzátor esetén L tekercshez nem nyúlhatunk (ha azt akarjuk,



2. ábra

hogy a frekvencia ne változzék), így maradna a kicsatolóhurok menetszámának növelése. Sajnos, ez sem a legtokéletebb megoldás. A többmenetes pisztonhurok a felső frekvenciasávokban elhúzási jelenséget idézhet elő. A gyakorlat azt mutatja, hogy ebből és még más szempontból is az egymentes hurok a kedvezőbb.

Mivel a menetszám-változtatás nem járható út, más megoldást kellett keresni. A szokványos henger alakú rezgőköri tekercs és az egymentes kicsatolóhurok közötti csatolási tényező kicsi. A 2a ábrán látható, hogy a rezgőköri tekercs által keltett indukcióvonalak közül aránylag kevés metszi a kicsatolóhurok síkját. De ha egy nagy permeabilitású (pl. ferrit) patkó alakú vasmagra csévéljük fel a rezgőköri tekercset és azt a 2b ábra szerint helyezük el a piszton-torok előtt, akkor az indukcióvonalak nagy része már átmegegy a kicsatolóhurok síkján. A szóródás az előzőkhöz képest kisebb, megnő a csatolási tényező, ezzel együtt a kicsatolóhurokban fellépő feszültség is.

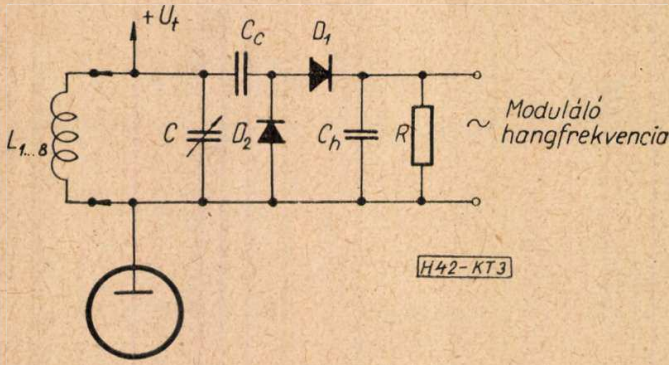
A szignálgenerátor oszcillátorának 8 frekvenciasávja közül az alsó 4-ben alkalmaztuk — a 2b ábra szerinti ferritmagos tekercset. A felső 4 sávban kicsatolási nehézségek nem voltak, ott a 2a ábra szerinti egyszerű tekercsforma is megfelelt.

A frekvencia modulálása magában az oszcillátorban történik. Az ismert frekvenciamodulációs rendszerek közül — számos jótulajdonsága miatt — az áramfolyási szög vezérlésén alapuló diódás megoldás látszott számunkra a legalkalmasabbnak. Ennek egy válfaját a két diódás kapcsolást választottuk.

Elvi működése a 3. ábra alapján érthető meg.

Az L és C elemekből álló oszcillátor-rezgőköri tekercshez C_c csatoló kondenzátoron keresztül D_1 és D_2 dióda csatlakozik. Ezek végpontjait a paralel kapcsolt C_h kondenzátor és R ellenállás köti össze. Az öt elem tulajdonképpen egy R ellenállással terhelt feszültségkészszerző egyenirányítót képez. Hogy ez a kapcsolat miként használható a frekvencia modulálására, arról az alábbiak alapján alkothatunk magunknak közelítő képet:

Tegyük fel először, hogy R ellenállása zérus. C_c kondenzátor akkor párhuzamosan csatolódik a C rezgőköri kondenzátorhoz, ugyanis egyik



3. ábra

félperiódusban D_1 , a másikban D_2 dióda tekinthető rövidzárnak. (A C_h kondenzátoron fellépő egyenfeszültség zérus.)

Ha R ellenállása végtelen nagy, akkor C_h kondenzátor a rezgőköri feszültség kétszeres csúcsertékeire töltődik fel, aztán nem folyik be több áram az egyenirányítóba. Felfogható úgy is, hogy ebben az esetben a rezgőkörrel egy zérus kapacitású kondenzátor csatlakozik párhuzamosan.

Akkor, ha R értéke a 0 és ∞ közé esik, C_c kapacitásának egy része fog hozzáadódni a C rezgőköri kondenzátor kapacitásához. (A C_h -n levő feszültség zérus és a kétszeres rezgőköri feszültség közötti értéket vesz fel.)

Ha most már R ellenállás értékét változtatjuk, változni fog a rezgőkörbe bevitt kapacitás értéke, így a rezgőköri frekvencia is. Frekvenciamodulálást végezhetnénk tehát pl. úgy, hogy R ellenállását időben változtatnánk.

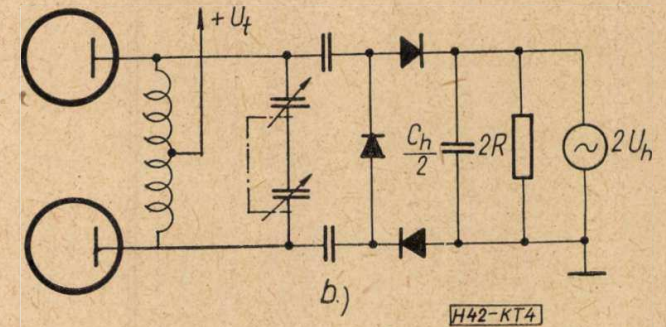
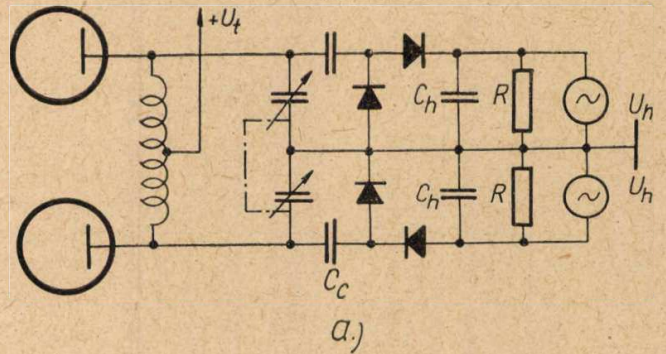
Teljesen hasonló hatás érhető el akkor is, ha nem R értékét, hanem C_h kondenzátor sarkain fellépő feszültség nagyságát változtatjuk. Ha tehát arra pl. szinuszos váltófeszültséget szuperponálunk, akkor az oszcillátor frekvenciája (jó közelítéssel) időben szinuszosan fog változni.

A szignálgenerátorban a két-diódás frekvenciamodulátort nem a 3. ábrán látható legegyszerűbb alakjában alkalmaztuk. A készülék oszcillátora szimmetrikus ellenütemű oszcillátor. Kíváncsnak látszott az, hogy a frekvenciamodulálást létrehozó kapcsolás is szimmetrikus legyen, (ne vigyen be aszimmetriát az oszcillátor rezgőkörébe). A kézenfekvő megoldás az lenne, hogy az oszcillátor rezgőkörének két felére egy-egy 3. ábra szerinti kapcsolást alkalmaznánk (4a ábra). Ha a két modulátorfél azonos elemekből épül fel, akkor a középén végigvonuló vezeték (A-B) azonos potenciálú pontokat köt össze, tehát elhagyható. További egyszerűsítést jelent még az is, hogy a kapcsolásban levő 2—2 sorba-kapcsolt dióda, kondenzátor, ellenállás és generátor összevonható úgy, mint az a 4b ábrán látható. A4b kapcsolás alig áll több elemből, mint a 3. ábra szerinti alapkapsolás és emellett megvan az az előnye, hogy a szimmetrikus rezgőkört szimmetrikusan terheli.

Azt már a bevezetőben említettük, hogy az amplitúdó modulálását nem lehet magában az oszcillátorban végezni. Ilyen megoldásnál

ugyanis elkerülhetetlenül fellép egy tetemes nagyságú frekvenciamoduláció is. Ha azt akarjuk, hogy az utóbbi elhanyagolhatóan kicsi legyen, az amplitúdó modulálását feltétlenül külön egységben kell eszközölni. Ez bizonyos szempontból egyszerűsítést jelent, ugyanis az oszcillátor—frekvenciamodulátor—attenuátoregység egy újabb tag beépítésével nem lesz még komplikáltabb. Sajnos az említett három részből álló komplexum és a külön amplitúdómodulátor összekapcsolása sem végezhető el minden nehézség nélkül.

Tudjuk azt, hogy a pisztonattenuátor osztása a pisztoncsőben mozgó hurok helyzetétől függ. A hurok végén fellépő feszültség a hely exponenciális függvénye. A felhasználóhoz egy kábel vezet. Ha ez a felhasználó felőli végén Z_0



4. ábra

hullámellenállásával megegyező ellenállással van lezárva, akkor reflexió nem lép fel és a lezáró ellenálláson, valamint a hurok végén fellépő feszültség egyenlő. Nem ez a helyzet akkor, ha a pisztonkábel végére az amplitúdómodulátor csatlakozik. Ennek bemenő impedanciája kapacitív jellegű és illesztetlen lezárást eredményez; a kábel két végén levő feszültség különbözni fog.

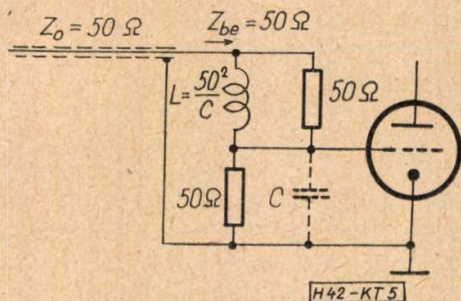
Önként kínálkozó megoldás a hiba elkerülésére az, hogy a modulátor kapacitív bemenetét — az ún. Boucherot kapcsolási elv segítségével — állandó impedanciájú (50 ohmos) négy-pólussá képezzük ki.

Az 5. ábrán felvázoltunk egy ilyen megoldást. Adott nagyságú C modulátor bemenő kapacitás mellett az ábrán bejelölt értékekkel a bemenő impedancia valóban 50 ohm nagyságú.

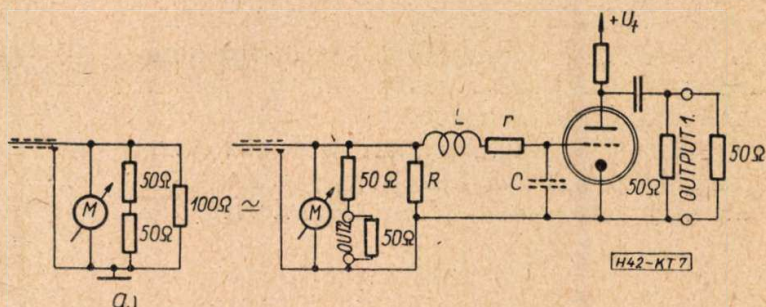
Az oszcillátor által szolgáltatott kb. 0,5 V feszültség tehát az amplitúdómodulátor bemenetére került és annak 20 dB-es csillapítása után

a modulátor kimeneten 50 mV (lezáratlanul 100 mV) feszültségként jelentkeznek. Ez körülbelül annyi, amennyit egy hasonló célra tervezett szignálgenerátortól megkövetelhetünk.

Az induktív piszton alkalmazása lehetővé teszi azt, hogy a kábelvégen fellépő 0,5 V-os feszültséget közvetlenül is felhasználhassuk.

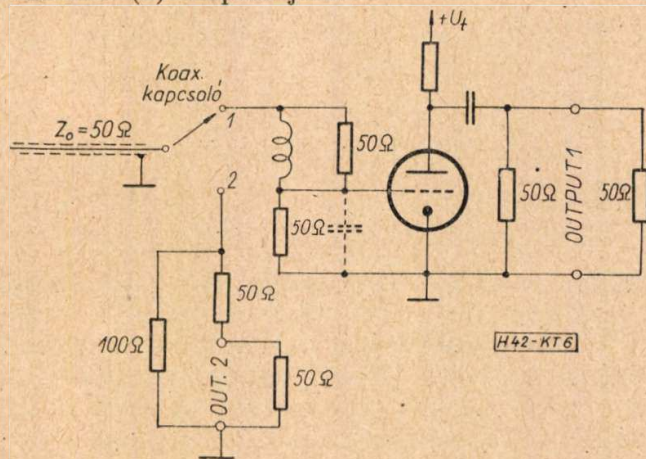


5. ábra



7. ábra

A 6. ábrán látható egy lehetséges megoldás. A pisztonkábel végét egy koaxiál kapcsolóval egyik esetben az amplitúdómodulátor bemenetére (1), másik esetben pedig nagyszintű kimenetre (2) kapcsoljuk.



6. ábra

Az ábra alapján láthatjuk, hogy a második esetben is biztosítva van a kábel 50 ohmos illesztett lezárása.

A kapcsolás egyik hibája az, hogy nehéz olyan Boucherot kapcsolást készíteni, amelyik széles frekvenciasávban (itt 4—240 MHz-ig) valóban állandó impedanciájú. A másik hátrány az, hogy a koaxiál kapcsolót kell használni. (Erre itt a reflexiók elkerülése miatt van szükség. Egyszerű kivitelű közösleges kapcsoló nem felel meg.) A koaxiál kapcsoló költséges darab, alkalmazása megdrágítja a berendezést.

A fenti két okot figyelembe véve a szignálgenerátornál nem a 6., hanem a 7b ábra szerinti megoldást használtuk. Ennek az a lényege, hogy a 7a ábrán látható — pontosan 50 ohmos ellenállású — komplexumban a jobboldali 100 ohmos tagot az amplitúdómodulátorral helyettesítjük. Ha az utóbbinak bemenő ellenállása éppen 100 ohmos lenne, az illesztés tökéletes maradna. Sajnos, ezt csak közelítően

tudjuk megvalósítani. Az eljárás a következő: ha az amplitúdómodulátor C bemenő kapacitásával r ellenállást és L tekercset kapcsoljuk sorba, valamint ezekkel az $R = \frac{2Z_0r}{r-2Z_0}$ ellenállást paralel, akkor $f_0 = \frac{1}{2\pi LC}$ frekvencián

a komplexum impedanciája éppen $2Z_0 = 100$ ohm nagyságú lesz, (az LCr soros kör rezonanciaellenállása ugyanis r nagyságú, de R akkora, hogy R és r eredője éppen $2Z_0$ a fenti feltétel szerint). Egy frekvencián tehát tökéletes a kapcsolás: a pisztonkábel illesztve van, az oszcillátorból kivethető a 0,5 V-os nagyfrekvenciás feszültség stb.

Ha az oszcillátor frekvenciája kissé eltér f_0 -tól, a kábel lezárása sem lesz pontosan Z_0 nagyságú. Minél nagyobb az eltérés, annál nagyobb az illesztetlenség, ill. a reflexió. Tegyük fel, hogy f_0 a felső határfrekvencia 0,7—0,8 szorosa, ($f_f = 240$ MHz esetén $f_0 = 180$ MHz). Ebben az esetben f_0 -nál nagyobb frekvenciáknál a modulátorkomplexum bemenő impedanciája nem tér el jelentősen $2Z_0$ -tól. Itt számottevő illesztetlenség nincs.

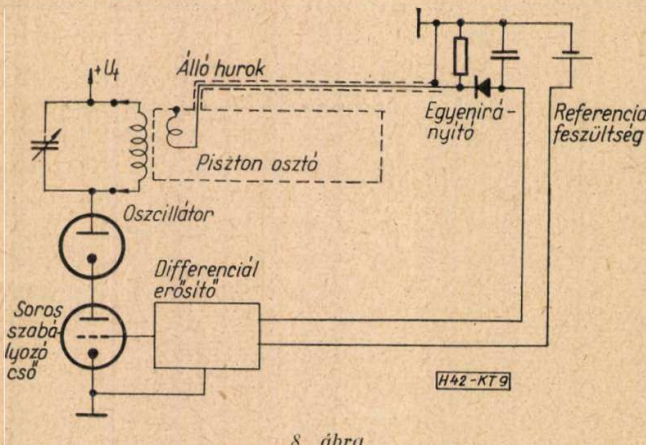
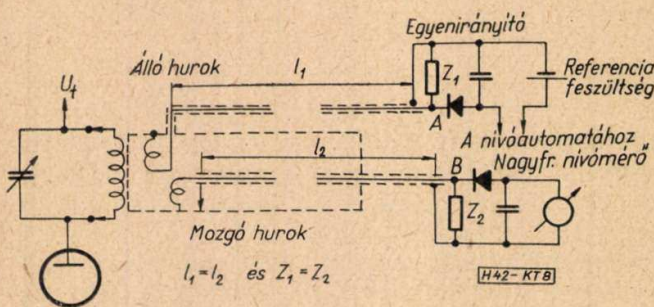
Nagy illesztetlenség lép fel azonban alacsony frekvenciákon. ($f = 0$ Hz körül pl. a modulátorhoz kapcsolt komplexum bemenő ellenállása R nagyságú lenne, és mivel általában R nagy 100 ohmhoz képest, a kábel a 7b ábra baloldalán levő két 50 ohmos tag soros eredőjével 100 ohmmal volna lezárva, 100 ohmos lezárásnál a reflexió 50%-os.) Az illesztetlenség azonban a sáv alacsonyabb frekvenciás végén nem okoz bajt. Ha a kábel nem túlságosan hosszú, a kábel elején és végén levő feszültségek alig különböznek egymástól. Ha visszaemlékezünk éppen ez volt az elérendő célunk.

A fentiek megvilágítására szolgáljon az alábbi néhány számadat: a szignálgenerátor modulátorának bemenő kapacitása $C = 12$ pF. L értékét úgy választottuk meg, hogy $f_0 = 180$ MHz legyen. $r = 120$ ohm. (Ha r nagyon nagy lenne, jó volna az illesztés, de nagyon nagy volna a modulátorcső bemenetére jutó feszültségelosztás magas frekvenciákon.) $Z_0 = 50$ ohm és $r = 120$ ohm esetén $R = 600$ ohm. Kiszámítottuk azt, hogy a frekvencia függvényében hogyan változik a pisztonkábel mentén az állóhullám arány, továbbá mi a kábel két végén levő fe-

szültségek viszonya. A kábel elektromos hossza 65 cm.

Látható az, hogy a kábel két végén levő feszültség hányadosa 1 körüli érték. Az ettől való maximális eltérés 35%. A kábel hosszának és az f_0 rezonancia frekvencia helyének változtatásával mindig lehet egy olyan helyzetet előállítani, melynél az alacsony és magas frekvencián előálló eltérések kb. egyenlőek lesznek.

A fentiekből az is megállapítható, hogy a modulátor bemenetének soros rezgőkörre való kiképzése egymagában még nem kielégítő. Abban az esetben, ha a feszültség mérését a 7b ábrán bejelölt helyen (tehát közvetlenül a modulátor bemenetén) végezzük, feszültségmérési hibát



8. ábra

nem követünk el. Mégis kellemetlen a fent vázolt hatás, mert növeli a kimenő jel szintjének ingadozását.

Vizsgáljuk meg a kérdést kissé tüzetesebben:

A szignálgenerátorok kezelését igen megkönnyíti az, ha hangolásnál — folyamatos frekvenciaváltoztatásnál, ill. a sáv váltásánál — a kimenőfeszültség szintje nem változik. A nívó állandó értéken tartását automatikus szabályozóberendezésekkel szokás végezni. Ezek működése általában azon alapul, hogy az egyenirányított kimenő nagyfrekvenciás feszültséget egy konstans, ún. referenciafeszültséggel hasonlítják össze, a különbözetet differenciálerősítővel erősítik és a felerősített jellel az oszcillátorcső anódáramát változtatva szabályozzák az oszcillátor nagyfrekvenciás feszültségét.

Kapacitív, vagy ohmos osztók használata esetén az osztó bemenetén levő nagyfrekvenciás feszültséggel vezérlik a nívóautomatát. Pisztonosztóknál más a helyzet. Itt az osztó kimenetét

képező hurkon levő feszültség — a hurok helyzetétől függően — mindig más és más. Nem lehet tehát erről venni a nívóautomata vezérléséhez szükséges feszültséget. Általános szokás, hogy azt a pisztoncső oszcillátor felőli oldalába fixen beépített hurokról csatolják ki. A nívóautomata így ezen az álló hurkon levő feszültséget fogja állandó értéken tartani.

Ha azt akarjuk, hogy a mozgó hurokról elvezető kábel túlsó (terhelés felőli) végén levő feszültség — a hurok egy tetszőleges helyzetében — frekvenciától függetlenül állandó legyen, a kábelt illesztve kell lezárunk. Ha reflexió van, hiába tartja a nívóautomata állandó értéken az állóhurok feszültségét, a nívó a lezárás helyén hangolás esetén változni fog. A 7. ábra szerinti megoldásnál — 1. táblázat szerint — $\pm 17,5\%$ -os feszültségingadozás várható a hangolásnál még akkor is, ha a nívó-

1. táblázat

Frekvencia(MHz)	60	90	120	150	180	210	240
Állóhullám arány	1,58	1,38	1,21	1,12	1	1,1	1,13
A kábel végén lévő feszültség osztva a kábel elején lévő feszültséggel	1,35	1,28	1,05	1,01	1	0,99	0,98

automatánk tökéletes. Ezen a hibán a következő képpen lehet segíteni. Tegyük fel azt, hogy az állóhurok feszültségét nem közvetlenül annak végénél egyenirányítjuk, hanem egy kábellel elvezetjük. Legyen ennek hossza akkora, mint azé a kábelé, amelyik a mozgó hurokhoz csatlakozik. A kábel végét olyan műterheléssel zárjuk le, amelynek impedanciája megegyezik a mozgóhurok kábelének végét lezáró modulátoregység bemenőimpedanciájával.

Azt állítjuk, ha a két kábel és a végükön levő lezárás elektromosan megegyezik, továbbá a nívóautomatát az állóhurokhoz csatlakozó kábel végéről vezéreljük, akkor a mozgó hurok kábelének végpontjain a feszültség (tökéletes nívóautomata esetén) állandó nagyságú lesz. A 8. ábrán vázoltuk fel a nívó szabályozásnak ezt a rendszerét.

Az állítás helyessége rögtön belátható, ha meggondoljuk azt, hogy az elektromos egyformaság miatt az A és B pontokon levő feszültségek mindig azonosnak kell lennie.

Ha az álló és mozgó hurok elektromosan egyező a hurok induktivitása sem okozhat zavart. Tudnivaló, hogy az említett induktivitás miatt a hurok — mint feszültségforrás — nem zérus belső ellenállású, ezért a kábel bemenetére jutó feszültség nagysága a frekvencia növelésekor csökken, (állandó nagyságú indukált elektromotoros erő esetén). Ha nem alkalmazzuk

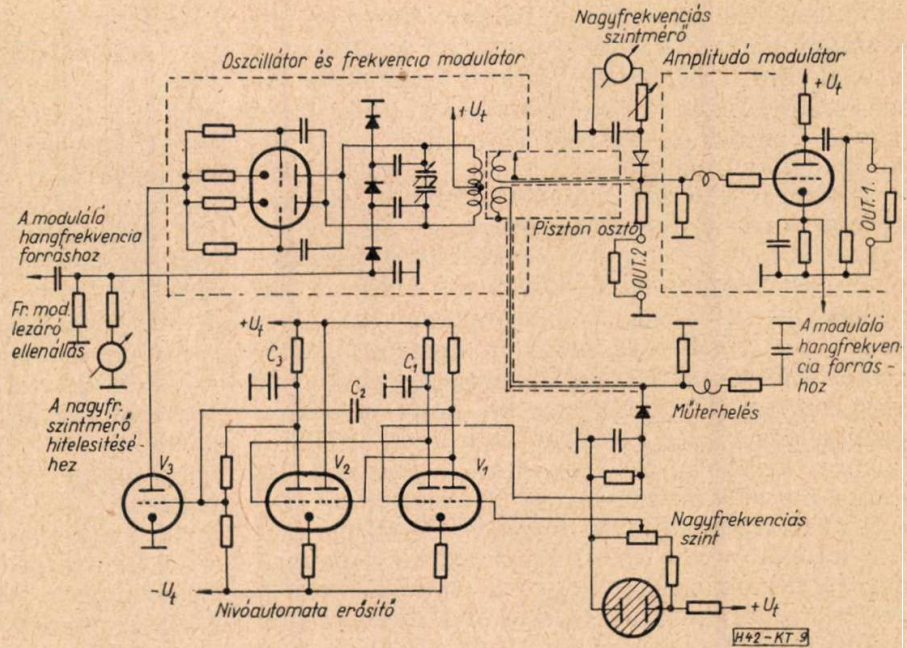
a 9. ábra szerinti megoldást, valamilyen módon gondoskodunk kell a hurok-induktivitás csökkentéséről. Ez leg egyszerűbben úgy érhető el, a hurokba egy ohmos ellenállást iktatunk. Az eljárásnak azonban megvan az a hátránya, hogy megnő a hurok belső ellenállása (a frekvenciafüggő rész csökken ugyan, de az ohmos rész nő). A belső ellenállás megnövekedése azt okozza, hogy a kábelre, így a fogyasztóra is, kisebb feszültség jut.

Szignálgenerátorunkban a fent leírt szabályozórendszert alkalmaztuk. A 8 sávra osztott frekvenciatartomány első 5 sávjában a hangolás közbeni nivóingadozás kisebb, mint $\pm 3\%$. Ugyan ez a 6—8 sávban $\pm 10\%$ alatti érték. Láthatjuk, hogy az 1. táblázatban megadott $\pm 17,5$ -hoz képest a javulás jelentős.* Jobb értékek is elérhetőek lettek volna, ha a műterhelésnél a könnyebb elkészíthetőség kedvéért nem teszünk engedelményeket az elektromos minőség rovására.

A most ismertett rendszer akkor működik kielégítően, ha gondoskodunk arról, hogy hangolásnál a pisztoncső torkában levő álló hurok feszültsége állandó értékű maradjon. A feladatot egy nivószabályozó áramkör látja el. Elvi kapcsolása a 9. ábrán látható. A pisztoncsőbe fixen beépített hurok egyenirányított feszültségének és az ún. referencifeszültségnek a különbségét egy differenciálerősítő erősíti. Ennek kimenő jele az oszcillátorcsővel sorbakötött szabályozócsövet vezérli. A szabályozócső anódáramának megváltozása az oszcillátorcső anódáramváltozását és ezen keresztül az oszcillációs nivó változását okozza. Ha végtelen nagy lenne a differenciálerősítő erősítése, akkor a pisztonhurok egyenirányított feszültsége, mindig pontosan a referencifeszültséggel volna egyenlő.

Kérdés az, hogy 1—2%-os stabilitáshoz mekkora erősítésre van szükség!?

A megvalósított oszcillátor—attenuátor komplexum olyan, hogy kb. 20-ezerszeres erősítés az, aminél a fenti követelmény teljesül. Ez a differenciálerősítőben használatos kettős triódák alkalmazása esetén két differenciálfokozattal valósítható meg, ha figyelembe vesszük még az utána következő szabályozócső kb. 20-szoros erősítését is. A nivóautomata erősítője tehát három fokozatból áll. Ez a megállapítás a begerjedési veszély szempontjából érdekes. A 9. ábrán látható rendszer tulajdonképpen egy visszacsatolt erősítő. A visszacsatolás (hangfrekvenciákon) az oszcillátorból, attenuátorból és



9. ábra

az utána levő egyenirányítóból (demodulátorból) álló bonyolult láncon keresztül történik. Ez a lánc gyakorlatilag nem tol fázist, tehát az oszcillátor tápfeszültségére ültetett szinuszos jel és a pisztonhurok végén levő egyenirányító által demodulált jel azonos fázisban van. Az erősítő három fokozatú és mint ilyen, begerjedésre hajlamos. Valóban, ha az erősítő átviteli sávját nem szűkítjük le kb. 1 kHz-re, a rendszer magasfrekvencián (100 kHz körül) begerjed. A nivószabályozás szempontjából nem lenne hátrányos, az átviteli sáv szűkítése. A generátorral szemben támasztott követelmények ismertetésekor azonban említettük, hogy a frekvencia modulálása miatt előálló káros amplitúdómodulációt is csökkentenünk kell.

Mindenek előtt tisztázzuk, a káros amplitúdómoduláció jelenségének mibenlétét.

Keletkezésének oka, könnyen megérthető. Az oszcillátor rezgőkörére csatlakozó frekvenciamodulátor ohmosan is terhel. (A frekvenciamodulátor tulajdonképpen egy egyenirányító, mely ellenállással van lezárva. Az ellenálláson elvesző teljesítmény az oszcillátorból származik.) A frekvencia modulálásakor a rezgőkörbe bevitt veszteségi ellenállás a modulációt előidéző hangfrekvenciás jel frekvenciájának ütemében ingadozik. A rezgőkör veszteségének (jóságának) periodikus ingadozása a nagyfrekvenciás jel amplitúdómodulációját idézi elő.

Ez az utóbbi felfogható gyors nivóváltozásként is. Ha a nivóautomata erősítője átviszi a frekvenciamoduláló jel frekvenciáját, akkor csökkenti a „gyors nivóváltozást” — a káros amplitúdómodulációt — éppen úgy, mint ahogy a lassú nivóváltozásokat igyekszik mérsékelni.

A frekvenciamodulálást a hangfrekvenciás tartományban kell végezni, gyakorlatban 30 Hz és 15 kHz között. Ha tehát azt akarjuk, hogy ilyen frekvenciájú jelekkel végzett frekvencia-

* A $\pm 17,5\%$ számított érték. A valóságos ingadozás nagyobb!

moduláció esetén ne lépjen fel nagy káros amplitudómoduláció, a nívóautomata erősítőjének át kell vinni a 30 Hz-től 15 kHz-ig terjedő frekvenciasávban. Ez a követelmény ellentmondásban van a begerjedési veszély elkerülése miatt alkalmazott sávszűkítéssel.

Ilyen esetben az a gyakorlat, hogy „kétszatornás” nívóautomatát építenek. Az egyik csatorna csak a zérus frekvencia környékén erősít — ez végzi a nagyfrekvenciás nívó stabilizálását — a másik a hangfrekvenciás tartományban erősít — ez szolgál a káros amplitudómoduláció elnyomására. A második csatornát természetesen úgy képezik ki, hogy ne álljon fenn a begerjedés veszélye, (tehát pl. kétfokozatúra készítik). A kétszatornás rendszer jó, csak az a hátránya, hogy nagy elemszámot igényel, ezért bonyolult és drága. A szignálgenerátor nívóautomata erősítőjénél azt az egyszerű fogást alkalmaztuk, hogy a háromfokozatú erősítő egy fokozatát váltóáramú szempontból kiiktattuk. 0 Hz körüli frekvenciákon három fokozat működik, míg a hangfrekvenciás tartományban csak kettő. A 9. ábrán megfigyelhetjük, az elgondolás kapcsolástechnikai megvalósítását. (Ezen az elvi rajzon együtt láthatjuk különben mindazokat a megoldásokat, melyekről az eddigiek során szó volt.) A rajz alsó felében található nívóautomata erősítőt a V_1 kettős triódából álló szimmetrikus be- és szimmetrikus kimenetű, továbbá a V_2 kettős triódából álló szimmetrikus be- és aszimmetrikus kimenetű differenciál erősítőfokozat képezi, melyekhez a V_3 -as csőből álló további erősítőfokozat csatlakozik.

A zérus közelében levő frekvenciákon mindhárom fokozat működik. A hangfrekvenciás tartományban, ahol a kapcsolásban levő C_1 , C_2 és C_3 kondenzátorok impedanciája kicsi, ott az első fokozat aszimmetrikus kimenetűvé válik, a második fokozat pedig kiiktatódik, így a V_1 cső közvetlenül a V_3 fokozathoz kapcsolódik. A két fokozat erősítése elegendő ahhoz, hogy a káros amplitudóelnyomás még a legkedvezőtlenebb esetben (4 MHz-nél) is kielégítő legyen.

Végezetül még egy szokásostól eltérő megoldást ismertetünk.

Tudjuk azt, hogy ha diódás egyenirányítóval ellátott műszerrel mérünk váltófeszültséget; — kis szintek esetén — a voltmérőt esetről esetre hitelesíteni kell. Ennek szükségességét az indokolja, hogy a mérés pontosságát meghatározó tényezők között csökkenő feszültségeknél egyre inkább szerepet játszik a dióda karakterisztika alakja. Erről köztudomású, hogy mechanikus behatásokra, melegedésre, öregedésre stb. érzékeny.

A szignálgenerátor nagyfrekvenciás nívómérőjénél számolni kell az említett bajok előfordulásával. A mérendő maximális szint 0,5 V, emellett a mérési pontosságnak elég nagynek kell lennie.

Általános szokás ilyen esetben a nívómérőt — a mérés végrehajtása előtt — ismert nagyságú feszültséggel hitelesíteni. A hitelesítő jel frekvenciája egyszerűbb esetben a hálózati 50 Hz, de elő lehet azt állítani külön generátor segítségével is. Mindkét esetben vannak nehézségek. Az elsőnél a feszültségmérés frekvenciahatárát ki kell terjeszteni 50 Hz-ig, a másodiknál viszont külön generátort kell alkalmazni. (A hitelesítő jelet magas nívón meg kell mérni. 5–10 V feszültség mérésénél már az egyenirányítóban levő dióda karakterisztikájának alakja csak kis mértékben befolyásolja a mérési pontosságot.) Ezután egy hiteles osztóval le kell osztani a jelet, majd az így nyert alacsony szintű ismert nagyságú feszültséggel lehet a nívómérőt kalibrálni. A szignálgenerátorunk nagyfrekvenciás nívómérőjének hitelesítéséhez nincs szükség külön segédberendezésekre (nagyszintű feszültségmérő, osztó, oszcillátor stb.). A készülékben meglévő alkatélemek felhasználásával tudjuk azt végrehajtani. Az egyszerűség azonban nem megy — mint majd látni fogjuk — a pontosság rovására.

Emlékezzünk arra, hogy a frekvenciamodulátor felfogható, mint egy feszültségkétszerező egyenirányító kapcsolat. A modulátor kimenetére kötött ellenálláson fellépő egyenfeszültség (egy meghatározott frekvencián) mindig arányos az oszcillátor rezgőkörén levő nagyfrekvenciás feszültséggel. Ha tehát az említett egyenfeszültséget valamely meghatározott értékre állítjuk (az oszcillátoráramának változtatásával), ezzel a rezgőkörön levő váltófeszültséget is meghatározott nagyságúra szabályoztuk. (Ez a feszültség az alacsonyabb frekvenciájú sávokon elég tetemes nagyságú. Az első sávon pl. 100 V fölött van.) Rendelkezésünkre áll tehát egy reprodukálható nagyságú nagyfrekvenciás jel. Ennek segítségével a másodiknak említett nívókalibrációt hajthatnánk végre, ha volna még egy hiteles osztó. Szerencsés körülmény, hogy ez az osztó a készülékbe beépítve megtalálható.

Az oszcillátor rezgőköri tekercse a piszton-
torok előtt mindig azonos helyzetbe áll be. Ha a piszton kicsatoló hurokját is egy meghatározott helyre hozzuk a pisztoncsőben (pl. a torokban ütköztetjük), akkor a rezgőköri tekercs is a pisztonhurok egy meghatározott osztással rendelkező induktív osztót képez, mellyel reprodukálható nagyságú nagyfrekvenciás jelet tudunk a nívómérő bemenetére juttatni.

A fentiekből kitűnik tehát, hogy — már meglévő elemek felhasználásával — igen egyszerűen meg lehet oldani a nagyfrekvenciás feszültségmérő hitelesítésének problémáját. Mindössze a frekvenciamodulátor lezáróellenállásán kell (egy megfelelően előtézett deprez műszerrel) egyenfeszültséget mérni és a pisztonhuroknak egy helyen való ütköztetéséről gondoskodni.

Tranzisztoros feszültségstabilizátorok

KEMÉNY ÁDÁM és SAUFERT JÁNOS
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

A három részből álló cikksorozat a tranzisztoros soros szabályozó feszültségstabilizátorok működési elvvel és méretezési szempontjaival foglalkozik. Az első részben a szerzők a használatos áramköri megoldások működését és áramköri analízisét tárgyalják. Az elméleti analízisnél a minőségre jellemző két egyformán fontos paraméter, a kimenő ellenállás és a szabályozási jóság kifejezését tűzték ki célul. Az irodalomból eddig csak a kimenő ellenállás kifejezésének módja ismeretes. A szerzőknek sikerült a szabályozási jóság kifejezésének módját is megoldani és ezzel a tranzisztoros stabilizátorokra teljes értékű analízist fejlesztettek ki.

A második rész a két szabályozási paraméter műkapcsolásokkal való ideálissá tételét tárgyalja a hozzájuk tartozó analízissel együtt, amelyből a szerzők pontos méretezési formulákat vezetnek le.

A harmadik rész a különböző referencia feszültségforrások kritikai összehasonlítását, az azokkal realizált kapcsolások vizsgálatát és a tervezési és méretezési problémákat tárgyalja.

I. rész

Bevezetés

A tranzisztortechnika fejlődése megkövetelte a kisfeszültségű (0...50 V) és viszonylag nagy áramú (néhány mA-tól néhány A-ig) feszültségstabilizátorok kifejlesztését. — A kiindulást megkönnyítette a csőtechnikában oly jól bevált soros áteresztő csöves típus nagyfokú kidolgozottsága [9]. Ennek áramköri alapelemeit kellett a tranzisztortechnikára alkalmazni. A nagy terhelőáramú stabilizátorok kifejlesztése csak a 10—20 W disszipációjú teljesítménytranzisztorok kidolgozása után vált lehetségessé. Cikkünkben a soros áteresztő elektroncsöves típusal analóg tranzisztoros stabilizátorok működési elvét, a méretezési szempontokat és a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet Elektronikus Laboratóriumában kivitelezett néhány típust ismertetjük.

A stabilizátor áramkörök elméleti analízisének a két szabályozási paraméter kiszámítása a cél. Az eddig ismert irodalomban — pl. [1—4] — a két, egyaránt fontos paraméter közül csak a kimenő ellenállás kifejezése van megoldva, de nem talákoztunk sehol a szabályozási jóság analitikus meghatározásával. Munkánk során sikerült a szabályozási jóság paramétert is analitikusan meghatározni és így a tranzisztoros áramkör ugyanolyan pontossággal számolható, mint az elektroncsöves kapcsolások.

Az elemi kapcsolásoknál ahhoz, hogy a kimenőellenállás zérus, ill. a szabályozási jóság

végtelen (ideális) érték legyen, végtelen belső hurokerősítés kellene. Véges hurokerősítésnél is célt érhetünk, ha a hibajelben nemcsak a szabályozni kívánt mennyiség — a kimenő feszültség —, hanem a bemenő feszültség változása, vagy a kimenő áram változásával arányos feszültség is szerepel. Előbbi esetben a szabályozási jóságot lehet végtelenné, utóbbiban a kimenő ellenállást lehet zérussá tenni. Ilyen megoldások a csöves kapcsolásokban közismertek [11, 12], de tranzisztoros kapcsolásoknál az eddigi irodalomban nem szerepeltek. Az alábbiakban ismertetünk ilyen kapcsolásokat és a hurokegyenletekben hatásukat feltüntetve, jól alkalmazható méretezési formulákat közlünk, amelyek használatával az ideális működésnek elegendő áramkörök dolgozhatók ki.

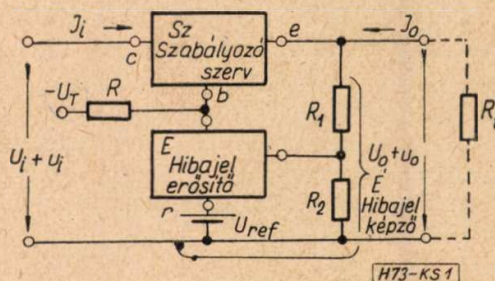
1. A stabilizátorok működési paramétere

A soros szabályozós alaptípus blokkdiagramja az 1. ábrán látható. A stabilizátor, mint négy-pólus működését mennyiségileg kétváltozós függvénnyel írhatjuk le:

$$U_0 = f(U_i, I_0) \quad (1)$$

ahol U_0 a stabilizátor kimenő- és U_i a bemenőfeszültsége, I_0 a terhelő áram. Arra a kérdésre, hogyan változik a kimenőfeszültség a bemenőfeszültség és a terhelőáram változásának hatására, választ kapunk, ha az U_0 függvény teljes differenciálját képezzük:

$$dU_0 = \frac{\partial U_0}{\partial U_i} \Delta U_i + \frac{\partial U_0}{\partial I_0} \Delta I_0 \quad (2)$$



1. ábra. A stabilizátor blokk-sémája

U_{ref} : referencia fesz. forrás;
 r : referencia fesz. forrás belső ellenállása;
 R_t : terhelő ellenállás;
 E : hibajel képző érzékelő szerv;
 U_T : az U_{be} tápfeszültségénél nagyobb segéd-tápfeszültség

A kimenőfeszültség relatív megváltozása:

$$\frac{dU_0}{U_0} = \left[\frac{\partial U_0}{\partial U_i} \cdot \frac{U_i}{U_0} \right] \cdot \frac{\Delta U_i}{U_i} + \left[\frac{\partial U_0}{\partial I_0} \right] \cdot \frac{\Delta I_0}{U_0} \quad (3)$$

Az első szögletes zárójelben levő kifejezés reciprokát tekintjük a rendszer szabályozási jóságának:

$$s = \frac{dU_i}{dU_0} \cdot \frac{U_0}{U_i}; I_0 = \text{const.} \quad (4)$$

A kimenőellenállás definíciójának pedig a második szögletes zárójelben levő kifejezést tekinthetjük:

$$r_0 = \frac{dU_0}{dI_0}; U_i = \text{const.} \quad (5)$$

A továbbiakban a kisjelű, változó értékeket kisbetűvel, az egyenáramú értékeket nagybetűvel fogjuk jelölni.

2. A soros tranzisztoros stabilizátor alapkapsolása

Az 1. ábra szerint az érzékelő szerv a terheléssel párhuzamos, így az elrendezés a feszültség stabilizálására alkalmas. Mivel az érzékelő szerv általában nem képes közvetlenül működtetni a szabályozó szervet (a soros tranzisztor), ezért kettőjük közé általában egyenáramúan csatolt hibajelerősítőt iktatnak. A hibajel a (leosztott) kimenő feszültség és egy fix referenciafeszültség különbségeként adódik.

A rendszer erősen negatív feszültségvisszacsatolású huroknak tekinthető. Minél nagyobb a hibajel belső erősítése, annál jobb lesznek a szabályozási paraméterek. Célszerű tehát az E erősítővel minél nagyobb erősítést elérni.

A tranzisztoros stabilizátorok működési analízisének módszere hasonló az elektroncsöves megfelelőhöz: a zárt visszacsatolási rendszerű áramkör hurokegyenletét kell felírni az egyes aktív és passzív elemek átviteli paramétereinek tekintetbevételével. Az aktív elemeket itt tranzisztorok alkotják és tárgyalásunkban ezek mint lineáris elemek szerepelnek. Ezt nyugodtan megtehetjük, mivel a változás mennyiségei (kisbetűkkel jelezve) kicsinyek az egyenáramú mennyiségekhez képest (nagybetűk).

A legegyszerűbb tranzisztoros stabilizátor alapkapsolás a 2. ábrán látható. Ez lényegében emitterkövető, melynek tulajdonsága, hogy a kimenetén közelítőleg a bemenetre adott jel — ebben az esetben a referenciafeszültség — jelenik meg, és a tranzisztor kimenő ellenállása ebben a kapcsolásban a legkisebb. Ebben a

felfogásban az U_i bemenőfeszültség az emitterkövető tápfeszültsége.

A következőkben a működésre jellemző egyenletekben csak a kisbetűvel jelzett váltakozómennyiségekkel foglalkozunk.

Írjuk fel a kapcsolás hurokegyenleteit. Az ábrából a legkülső huroknál

$$u_{ceI} + u_0 = u_G + \alpha_I r_B i_0 \quad (6)$$

mivel a soros T_I tranzisztor kollektorárama

$$i_i = -\alpha_I i_e = -\alpha_I i_0$$

ahol α_I a T_I tranzisztor közös bázisú áramerősítési tényezője (≈ 1).

A jobboldali hurokra felírható:

$$u_0 - r \cdot i_b = i_0 / g_{beI} = -u_{beI} \quad (7)$$

ahol $g_{beI} = -i_0 / u_{beI}$, a soros tranzisztor mereksége, és r a referenciaforrás belső ellenállása.

Végül is fel kell írunk a baloldali hurokra vonatkozó egyenletet. Ennek az egyenletnek a felírását az irodalom eddig nem alkalmazta. A tranzisztorra felírható alapegyenlet (a trióda 2. Barkhausen egyenletének differenciális formájának analógiájára):

$$i_e = i_0 = (1 + \beta_I) \cdot i_b - h'_{22(I)} \cdot u_{ceI} \quad (8)$$

ahol β_I a T_I tranzisztor közös emitteres áramerősítési tényezője és $h'_{22(I)}$ a hybrid kimenő vezetőképeség paramétere:

$$\beta_I = h'_{21(I)} = i_i / i_b |_{u_{ce}=0}; h'_{I22(I)} = i_i / u_{ceI} |_{i_b=0}$$

továbbá

$$g_{beI} = \frac{1 + \beta_I}{h'_{11(I)}} \approx \beta_I / h'_{11(I)}$$

A (8) kifejezés kis változások esetén jogosan írható fel, hiszen ebben az esetben a tranzisztor lineáris, aktív elemként kezelhető.

Ha megtekintjük egy tranzisztor I_c , ill. $I_e = f(U_{ce})$ görbeseregét, úgy láthatjuk, hogy az a pentódához hasonlít, tehát $h'_{22(I)}$ értéke, igen kicsiny lévén, az emitteráramot alig befolyásolja. Így tranzisztoros stabilizátoroknál eleve jobb szabályozási jóságra számíthatunk, mint csöves eszközöknél.

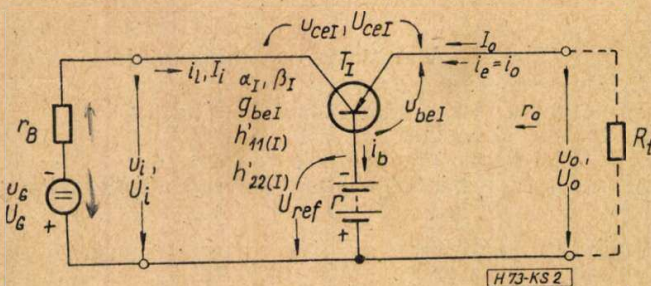
A (7)-ből i_b bázisáramot kifejezve

$$i_b = \frac{1}{r} (u_0 - i_0 / g_{beI}) \quad (9a)$$

A (6)-ból u_{ceI} -et a (8)-ba helyettesítve, szintén a bázisáramot nyerjük:

$$i_b = \frac{1}{1 + \beta_I} \cdot (i_0 + h'_{22(I)} \cdot u_G - h'_{22(I)} \cdot u_0 + \alpha_I \cdot h'_{22(I)} \cdot r_B \cdot i_0) \quad (9b)$$

Az előbbi két egyenlet jobboldalait egyenlővé téve, megkapjuk a rendszer működésére jellemző egyenletet. Ha ebben az egyenletben $u_G = 0$ -t



2. ábra. Soros áteresztő tranzisztoros stabilizátor alapkapsolása

helyettesítünk, úgy rendezés után a rendszer kimenő ellenállását kapjuk: r_0

$$r_0 = (u_0/i_0) = \frac{\frac{1}{g_{be1}} + \frac{r}{1 + \beta_I} + \frac{\alpha_I \cdot h'_{22(I)} \cdot r_B \cdot r}{1 + \beta_I}}{1 + \frac{r \cdot h'_{22(I)}}{1 + \beta_I}} \quad (10)$$

Ez a kifejezés pontos, de túl bonyolult. Nézzük meg, milyen ésszerű elhanyagolásokat lehet tenni. Ezt legegyszerűbben számpéldával demonstrálhatjuk.

Egy 1 A-es stabilizátor esetén, teljesítmény-tranzisztort alkalmazunk, $g_{be1} = 5$ amper/V meredekséggel, így $1/g_{be1} = 0,2$ ohm. Az 1 A emitteráramnál $\beta_I = 29$ és $h'_{22(I)} = 2,10^{-2}$ amper/volt. A referencia telep belső ellenállását 3 ohmnak és r_B tápforrás belsőellenállást 10 ohmos, relative igen nagy értéknek véve: ($\alpha_I \approx 1$)

$$r_0 = \frac{0,2 + \frac{3}{30} + \frac{2 \cdot 10^{-2} \cdot 10 \cdot 3}{30}}{1 + \frac{2,10^{-2} \cdot 3}{30}} = \frac{0,3 + 0,02}{1 + 0,002} \approx 0,32 \text{ ohm} \approx 320 \Omega$$

Látható, hogy a nevező második tagja nyugodtan elhanyagolható. A számláló utolsó tagjának elhanyagolása 7% hibát okoz csak, így a gyakorlatban ez is elhagyható, különösen, ha számításba vesszük, hogy az $r_B = 10$ ohm a gyakorlatban már elő nem fordul, szélsőségesen nagy érték. Így a (10) kifejezés redukálódik az

$$r_0 = (u_0/i_0) = \frac{1}{g_{be1}} + \frac{r}{1 + \beta_I} \quad (11)$$

kifejezésre.

Az előbbi számítás eredményeiből először is látható, hogy a tápforrás r_B belső ellenállása a gyakorlati esetekben nem befolyásolja a kimenő ellenállást, és így numerikus számításoknál a (11) kifejezés alkalmazható. A nagy r_B érték csak a szabályozási határokat befolyásolja oly módon, hogy pl. csökkenő U_G (hálózati) feszültségnél a stabilizátor sokkal hamarabb esik ki a szabályozásból nagy r_B értéknél, mint kicsinél; ugyanis a 2. ábra egyenfeszültség értékeiből

$$U_{ce1} = U_G - I_i r_B - U_0 \quad (12)$$

Az U_{ce1} legkisebb értéke a „könyökfeszültség”, kb. 0,2–0,3 V. A (12)-ből látható, hogy nagy r_B érték esetén egy bizonyos esetben magasabb U_G tápfeszültségnél esik ki a rendszer a szabályozásból, mint alacsonyabb r_B -nél.

Másrészt láthatjuk, hogy kis r_0 eléréséhez az áteresztő tranzisztornál minél nagyobb g_{be1} meredekség, β_I áramerősítési tényező és minél kisebb r referenciaforrás belsőellenállás kell.

Vizsgáljuk meg a rendszer szabályozási jóságát a (4) definíció alapján. A szabályozási

jóság helyett itt az $s'' = u_G/u_0$ szabályozási viszonyt fogjuk kiszámolni, amelyből a szabályozási jóságot U_0/U_G -vel való szorzás után kaphatjuk. E célból a (9a) és az (9b) jobboldalait ismét egyenlővé téve:

$$\frac{1}{r} \left(u_0 - \frac{i_0}{g_{be1}} \right) = \frac{1}{1 + \beta_I} (h'_{22(I)} \cdot u_0 + h'_{22(I)} \cdot u_G + \alpha_I h'_{22(I)} r_B \cdot i_0 + i_0) \quad (9)$$

Az i_0 -val szorzott tagokat zérussá téve, a (4) definíció átírása szerinti s'' szabályozási viszony nyerhető, rendezés után:

$$s'' = \left(\frac{u_G}{u_0} \right) = 1 + \frac{1 + \beta_I}{r \cdot h'_{22(I)}} \approx \frac{1 + \beta_I}{r \cdot h'_{22(I)}} \quad (13)$$

Így az r_B tápforrás-belsőellenállás hatása itt teljesen kiesik, és a (4) definíció alapján írhatjuk, hogy

$$s' = s'' = \frac{u_i}{u_0}$$

A simitási viszony (és a szabályozási jóság) így egy adott tranzisztornál a referencia feszültségforrás belső ellenállásának függvénye. Ideális referencia forrásnál $r = 0$ és így a (13) alapján a szabályozási viszony végtelen nagy. Ez nem is meglepő, hiszen az alapkapcsolás tulajdonképpen emitterkövető.

Az előbbi számpélda adataival $s' = 150$ értékű, tehát meglepően nagy.

3. Az emitterkövető lánc [1–4]

Az egy tranzisztoros, 2. ábra szerinti stabilizátornál a szabályozási jóság kielégítő, de az r_0 kimenő ellenállás még nagy, és a referencia forrásból való nagy bázisáramfogyasztás miatt r értéke kritikus. Ezen a hibán segíthetünk a 3. ábra szerinti kapcsolással, ahol az egyetlen T_1 soros tranzisztor helyett több — esetünkben pl. 3 — láncba kapcsolt emitterkövetőt alkalmazunk.

Az emitterkövető lánc bemenetén (b) a bázisáramfogyasztás igen kicsi és emellett az eredő áramerősítési tényező nagyságrendekkel nő. Az emitterkövető láncot az ábra szerint egyetlen tranzisztorral helyettesítjük (T_1), így a helyettesítő tranzisztor paramétereivel az előző pontban levezetett paraméter-értékek (10), (11) és (13) szerint erre a kapcsolásra is alkalmazhatók.

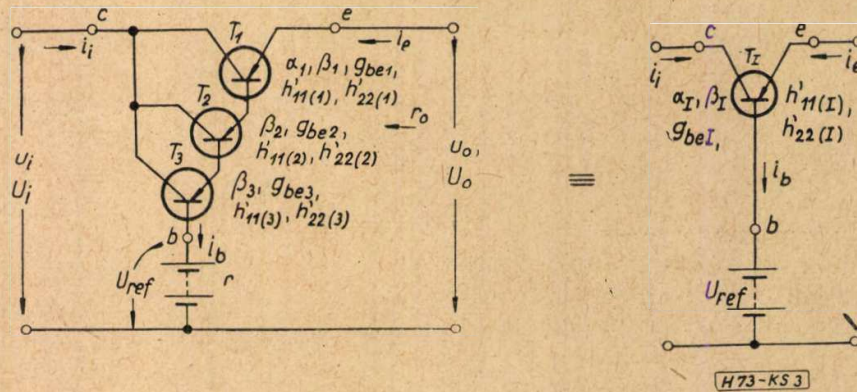
Vizsgáljuk meg a helyettesítő tranzisztorra vonatkozó mennyiségi viszonyokat. A levezetéseket mellőzve, a helyettesítő tranzisztor paramétere a következők.

Az áramerősítési tényező:

$$1 + \beta_I = (1 + \beta_1) \cdot (1 + \beta_2) \cdot (1 + \beta_3), \quad (14)$$

$$\text{vagy jó közelítéssel: } \beta_I = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \beta_3 \quad (15)$$

$$\text{A bázisáram változása: } i_b = \frac{i_e}{1 + \beta_I} \quad (16)$$



3. ábra. Emitterkövető lánc és helyettesítése egyetlen tranzisztorral

A kollektor alapáram:

$$I_{col} = \frac{I_{co1}}{\beta_2 \beta_3} + \frac{I_{co2}}{\beta_3} + I_{co3} \quad (17)$$

Az eredő meredekség reciproka pedig:

$$\frac{1}{g_{beI}} = \frac{1}{g_{be1}} + \frac{1}{(1 + \beta_1)g_{be2}} + \frac{1}{(1 + \beta_1) \cdot (1 + \beta_2) \cdot g_{be3}} \quad (18)$$

ugyanaz hybrid paraméterekkel kifejezve:

$$\frac{1}{g_{beI}} = \frac{h'_{11(1)}}{1 + \beta_1} + \frac{h'_{11(2)}}{(1 + \beta_1) \cdot (1 + \beta_2)} + \frac{h'_{11(3)}}{(1 + \beta_1) \cdot (1 + \beta_2) \cdot (1 + \beta_3)}$$

vagy jó közelítéssel, mivel $\beta_1, \beta_2, \beta_3 \gg 1$:

$$\frac{1}{g_{beI}} = \frac{h'_{11(1)}}{\beta_1} + \frac{h'_{11(2)}}{\beta_1 \cdot \beta_2} + \frac{h'_{11(3)}}{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \beta_3} \quad (19)$$

A h' paraméterek közös emitteres kapcsolásra (közös kollektoros kapcsolásra is) vonatkoznak. Az utánuk zárójelbe tett index a tranzisztor ábra szerinti sorszáma. A római index a helyettesítő tranzisztorra vonatkozik.

Látható, hogy az eredő meredekség gyakorlatilag az 1. jelzésű áteresztő tranzisztor meredekségével egyenlő, mivel a 2. és különösen a 3. tag nevezője a magas β értékek miatt igen nagy; tehát

$$g_{beI} \approx g_{be1} \quad (20)$$

Az emitterkövető lánc bemenőellenállása pedig a (15) és (20) jó közelítésű kifejezésekből

$$h'_{11(I)} = (1 + \beta_1)g_{beI} \approx \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \beta_3 / g_{beI} = \beta_2 \cdot \beta_3 \cdot h'_{11(1)} \quad (21)$$

Ez az impedancia terheli a referenciaforrás r belsőellenállását, tehát az egy tranzisztoros esethez képest $\beta_2 \beta_3$ -szor nagyobb impedancia. Ily módon az r befolyása a kimenő ellenállásra, ill. szabályozási jóságra $\beta_2 \beta_3$ -szor kisebb, amely 1000 nagyságrendű érték! A hibajelerősítő

kapcsolásnál ez a $h'_{11(I)}$ impedancia fogja terheli az erősítő R munkaellenállását.

Szükségünk van még $h'_{22(I)}$ értékére is. Mivel az emitterkövető lánc legfelső tranzisztorja általában teljesítmény-tranzisztor, annak vezető-képessége, a nagy emitteráramú beállítás (I_0) miatt is, sokkal nagyobb, mint a többi lánctag h'_{22} -je. Ezért kimondhatjuk, hogy

$$h'_{22(I)} \approx h'_{22(1)} \quad (22)$$

Láthatjuk az előzőekből, hogy az emitterkövető lánc eredő áramerősítése $\beta_2 \beta_3$ -szor nagyobb, mint az egyetlen tranzisztoré, és az eredő meredekség marad kb. változatlanul a felső tranzisztor meredeksége. Így a (11) szerinti kimenő ellenállás kifejezésnél az első tag marad állandó, de a második tagban r hatása $\beta_2 \beta_3$ -szorosán csökken. A (13) szerinti simítási viszony $\beta_2 \beta_3$ -szorosán javul adott r referencia ellenállás mellett. Így a kimenő ellenálláson nem sokat javít az emitterkövető lánc, hiszen (11)-ben az első tag kb. ugyanolyan nagy, mint a második, és változatlan marad. Az amúgy is kielégítő simítási viszonyt ezzel szemben nagymértékben tovább javítja. A kimenő ellenállás lecsökkentése csak a visszacsatoló hurkon belüli feszültség erősítés növelésével — pl. egyenáramú csatolt hibajelerősítő beiktatásával — lehetséges. Erről a következő pontban lesz szó.

A referencia telepből való bázisáram fogyasztás szintén $\beta_2 \beta_3$ -szor lesz kisebb.

A láncban alkalmazott tranzisztorok számának emelésével tehát tetszőlegesen növelhetnénk β_I -et és $h'_{11(I)}$ -et. Ennek két dolog szab határt. Az első a stabilitási probléma a láncnál, mint egyenáramú erősítőnél; ugyanis azt nagyon sok tagból összerakva, a legelső tag legkisebb változása, pl. az alapáram és így az emitteráram külső hőmérsékletváltozás hatására való elmászása erősen eltolja a rendszer alaphelyzetét. Másrészt, ha egyszer elértük azt, hogy a lánc bemenete ($h'_{11(I)}$), gyakorlatilag alig söntheti a referencia forrás r belsőellenállását, vagy a hibajelerősítő R munkaellenállását, további tagok teljesen fölöslegessé válnak. Kis áramú stabilizátorokban két, nagy áramúakban 3 lánctag teljesen elegendő.

4. Az egyenáramú hibajelerősítő és a kimeneti osztó [3, 4, 7, 10]

A fokozat konkrét kapcsolását később tárgyaljuk.

Most vizsgáljuk meg a 4. ábrát egyenfeszültség szempontjából, ugyanis meg kell indokolnunk, hogy az R_1-R_2 kimeneti osztó miért szükséges.

Ha kimenő osztót nem alkalmaznánk, és E az hibajelerősítő b bemeneti bázispontja közvetlenül a kimeneti kapocsra (EL lánc e pontja) kerülne, úgy a hibajelerősítő $c-b$ pontjai közötti U_{cbII} feszültség egyenlő lenne az emitterkövető lánc $e-b$ pontjai közötti U_{beI} feszültséggel. Mivel az U_{beI} igen kis feszültség, általában 0 és $-0,7$ közötti (sőt néha pozitív), az emitterre vonatkoztatva, az E hibajelerősítőnél egyetlen tranzisztort használva, annak nem mindig lenne biztosítva a működéséhez szükséges minimális (könyök)-feszültségnél, kb. $-0,5$ V-nál magasabb U_{cbII} feszültség, és így a tranzisztor „leülne”. Az U_{cbII} növelésének legegyszerűbb módja az ábra szerinti kimenő osztó, és ezzel az U_{cbII} egyenfeszültség értéke a 4. ábrából leolvashatóan:

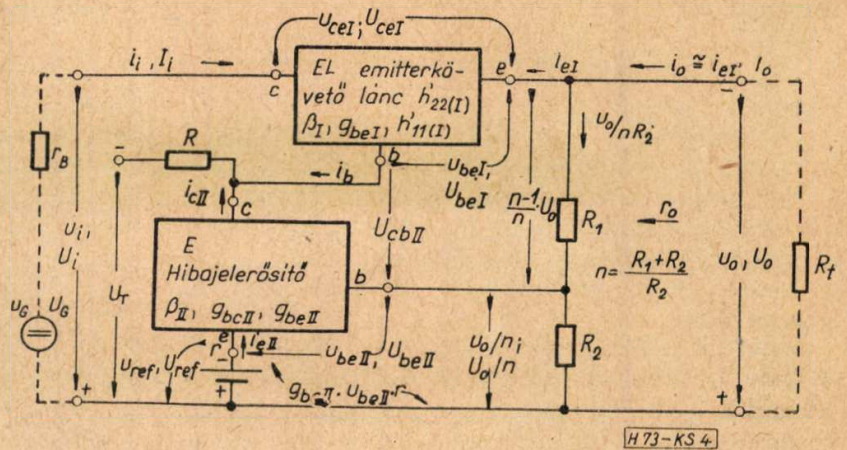
$$U_{cbII} = U_{beI} + \frac{n-1}{n} U_0 \quad (23)$$

ahol
$$n = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (24)$$

a kimenő osztó osztásviszonya. Ha az n osztásviszonyt elegendő nagyra választjuk, elérhető, hogy az U_{cbII} feszültség a megfelelő értékű legyen, minimalisan $1...2$ V. Túl nagyra viszont nem választhatjuk az osztásviszonyt, mert a hibajelét leosztja, és így rontja a hurokerősítést és a szabályozási paramétereket.

Van még egy egyszerű módszer, amellyel elérhetjük, hogy a kimenő osztó egyenfeszültség szempontjából hatásos legyen, de a változás mennyiségét mégsem osztja le; és pedig ha az 5. ábra szerint R_1 helyébe egy szilícium-zenerdiót teszünk, amelyen az átfolyó áramtól függetlenül, a záróirányú kapocsfeszültség gyakorlatilag állandó marad és így a teljes változás az osztó alsó tagjára kerül. (Zener-dióda helyett elvileg telep is alkalmazható, amelyet az osztó keresztárama tölt.)

A kimenő osztó alkalmazása egy másik ok miatt is szükséges, ugyanis az osztó mindjárt az előterhelés szerepét is elláthatja. Külső terhelés nélkül a T_I soros tranzisztoron nem folya áram az előterhelés hiányában, tehát azt nem lehetne szabályozni (lezárni), és így rajta nem lenne feszültségesés. Relatív kis áramoknál sem lehet a soros tranzisztort, ill. emitterkövető láncot jól működtetni, ha a fogyasztás az I'_{coI} nagyságrendjében van, ugyanis



4. ábra. Egyenáramú hibajelerősítő beiktatása

I'_{coI} lezárásához az emitterhez képest pozitív, és meglehetősen nagy feszültség kell, különösen akkor, ha a soros tranzisztor (ill. lánc tag) meleg és így I'_{co} értéke eleve magas. Másrészt az I'_{co} nagyságrendjében a soros tranzisztor β_I (ill. az emitterkövető lánc tagjainak $\beta_1, \beta_2, \beta_3$) áramerősítési tényezője és a g_{beI} merevedéke igen alacsony, és így a szabályozás az előbbieken segített a kimenő osztó, ha annak keresztárama I'_{coI} értékénél kb. $30...100$ -szor nagyobb. Így a kivethető áramban egy kis veszteségünk van, de a szabályozási paraméterek nem változnak túlzott mértékben a terhelő áram függvényében. Jó gyakorlati érték, ha az osztó keresztáramot az $I_{o,max}$ 10%-ára választjuk meg.

Változtatható kimenő feszültségű stabilizátoroknál az R_1-R_2 osztó értékét a fentiek alapján $U_{o,max}$ -nál állapítjuk meg. Kisebb feszültségek felé menve a keresztáram egyre csökkenne, pedig a jó megoldás a kimenőfeszültségtől független előterhelés-áram. Ezt a kimenőfeszültség szabályozó szervvel együtt változó pótterheléssel lehet megoldani.

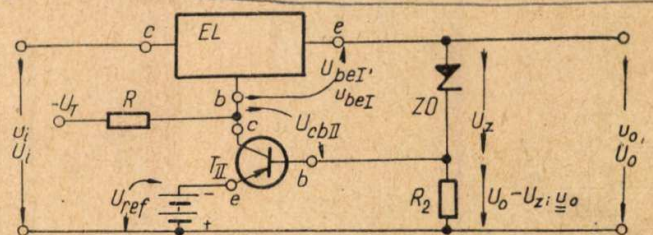
A referencia- és kimenőfeszültség közötti összefüggés a 4. ábra alapján:

$$U_0 = n(U_{ref} + U_{beII}) \cong n U_{ref} \quad (25)$$

5. Az egyenáramú hibajelerősítő kapcsolás analízise

A 4. ábra szerint az emitterkövető láncot (EL) jellemezzük a β_I (15), a g_{beI} (20) és a $h'_{22(I)}$ (22) paraméterekkel; míg az E hibajelerősítőt a β_{II} áramerősítési tényezővel és a

$$g_{bcII} = -i_{cII}/u_{beII} \quad (26)$$



5. ábra. Zenerdióda alkalmazása a kimeneti osztóban

továbbá a

$$g_{beII} = -i_{eII}/u_{beII} \quad (27)$$

meredekségekkel.

Az analízisben (10), (11) és (13) alapján a tápforrás r_B ellenállásának figyelembevételétől eltekintünk. A pontosabb analízis végeredményét közölve, láthatjuk majd, hogy r_B ugyanúgy nem befolyásolja az erősítő kapcsolás paramétereit, mint az egyszerű, 2. ábra szerinti kapcsolásnál.

Kezdjük ismét a hurokegyenletek felírásával. A baloldali kis huroknál az R erősítőfok-munkaellenállás $-U_T$ (U_T -nál nagyobb) negatív segéd-feszültségre van kötve, amelyet vegyünk állandónak (ezt nyugodtan megtehetjük, hiszen i_{cII} és i_{eII} a gyakorlatban nem függ U_{cbII} -től és így U_T -től sem), tehát a változások szempontjából a közös nullpontra kapcsolva képzeljük R ellenállás hideg végét. Így:

$$R(i_b + g_{bcII} u_{beII}) = u_{beI} + u_0 \quad (28)$$

a (26) alapján. Az alsó kis huroknál:

$$u_{beII} = \frac{u_0}{n} - g_{beII} u_{beII} \cdot r \quad (29)$$

$$u_{beII} = \frac{u_0}{n(1+g_{beII}r)}$$

$$i_b = \frac{u_0 \left[1 + \frac{1}{nR_2 \cdot g_{beI}} + \frac{R \cdot g_{bcII}}{n(1+g_{beII} \cdot r)} \right] - i_0/g_{beI}}{R} \quad (31b)$$

Az egyszerűség kedvéért a számlálóban levő tagok egyikében levő kifejezést az alábbiakban így fogjuk jelezni:

$$\frac{R \cdot g_{bcII}}{1 + g_{beII} \cdot r} = A_u \quad (33)$$

mivel, mint azt később látjuk, ez a kifejezés éppen a hibajelerősítő feszültségerősítése. Így a (31a) és (31b) jobboldalait egymással egyenlővé téve:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{R} \left[u_0 \left(1 + \frac{1}{nR_2 g_{beI}} + \frac{A_u}{n} \right) - i_0 \frac{1}{g_{beI}} \right] = \\ & = \frac{1}{1 + \beta_I} \left[i_0 - u_0 \left(\frac{1}{nR_2} + h'_{22(I)} \right) + h'_{22(I)} \cdot u_i \right] \end{aligned} \quad (31ab)$$

A rendszer kimenőellenállását ebből definíció szerint úgy kapjuk, ha az $u_i = 0$ tagot (a jobb-oldalon) zérussá tesszük; és az egyenletet rendezzük: $\cdot R$

$$\begin{aligned} r_0 &= \left(\frac{u_0}{i_0} \right) = \\ &= \frac{1}{1 + \frac{A_u}{n} + \frac{h'_{22(I)} \cdot R}{1 + \beta_I} + \frac{1}{nR_2} \left(\frac{1}{g_{beI}} + \frac{R}{1 + \beta_I} \right)} \end{aligned} \quad (34)$$

A számláló formailag a (11) kifejezés, a referenciaforrás r belsőellenállása helyett itt az R

a (27) definíció alapján. A „nagy” huroknál:

$$-u_i + u_{ceI} + u_0 = 0 \quad (30)$$

írható fel. Végül is fel kell írunk az emitterkövető láncra vonatkozó alapegyenletet a (8) kifejezéssel analóg módon, amellyel a bemenő feszültség változására reagáló kifejezést nyerjük:

$$i_{eI} = i_0 - \frac{u_0}{nR_2} = (1 + \beta_I) \cdot i_b - h'_{22(I)} \cdot u_{ceI} \quad (31)$$

A (30)-ból u_{ceI} -et (31)-be téve, és abból i_b -t kifejezve:

$$i_b = \frac{i_0 - \frac{u_0}{nR_2} - h'_{22(I)} \cdot u_0 + h'_{22(I)} \cdot u_i}{1 + \beta_I} \quad (31a)$$

A felső kis huroknál:

$$u_{beI} = \frac{-i_{eI}}{g_{beI}} = \frac{u_0}{nR_2} - i_0 \quad (32)$$

és ezt, továbbá (29)-ből u_{beII} -t a (28) egyenletbe helyettesítjük, majd az így kapott egyenletből i_b -t kifejezzük:

hibajelerősítő munkaellenállás szerepel a második tagban. A nevezőben az $A_{u/n}$ mellett, amely 100-as nagyságrendű, az összes többi tag elhanyagolható, mert egynél is kisebb az értékük, így a végeredmény

$$r_0 = \left(\frac{u_0}{i_0} \right) = \frac{1/g_{beI} + R/\beta_I}{1 + A_u/n} \approx n \cdot \frac{1/g_{beI} + R/\beta_I}{A_u} \quad (35)$$

A fenti kifejezésből a következő tanulságok vonhatók le: az emitterkövető lánc felső (átteresztő) tranzisztorának g_{beI} meredeksége minél nagyobb legyen, úgyszintén a lánc tranzisztorainak $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ áramerősítési tényezői; az A_u feszültségerősítés is minél nagyobb legyen, míg az n osztásviszony ne sokkal haladja meg az egységet, ahhoz, hogy minél kisebb r_0 -at valósítsunk meg.

Az r_0 zérussá csak A_u végtelenné tételével lenne tehető. Az A_u növelése elsősorban R növelésével valósítható meg, a (33) szerint, de ennek R számlálóban való szereplése ellentmond. Az R értékét általában a $h'_{11(I)}$ kiadódó értéke körül ajánlatos felvenni, és ez néhányszor 10 kohm nagyságrendű. Így is a számláló két tagja, bár egyező nagyságrendű, de R/β_I valamivel nagyobb. Az A_u erősítés növelésének másik módja a g_{bcII} meredekség növelése. Ez csak minél nagyobb kollektoráramú munkapont választással lehetséges, de a viszonylag magas R érték mellett ennek az U_T negatív segéd-feszültség mértékelen növelésének szüksége szab ésszerű határt (az I_{cII} értéke néhány tized mA általában).

Vizsgáljuk meg ezután a 4. ábra szerinti rendszert a szabályozási jóság, ill. a simítási viszony szempontjából. E célból a (31ab) egyenletben az i_o -t tartalmazó tagokat definíciószerűen zérussá téve, és az így kapott egyenlet rendezve, a simítási viszony

$$s' = \left(\frac{u_i}{u_o} \right) = 1 + \frac{1}{nR_2} \left[\frac{1}{g_{beI}} + \frac{R}{1 + \beta_I} \right] + \frac{A_u}{n} + \frac{R h'_{22(I)}}{1 + \beta_I} \quad (36)$$

Az előbbieken alapján ezt a kifejezést is egyszerűsíthetjük: a számlálóban így csak A_u/n marad; míg a nevező törtjében β_I mellett 1-et elhanyagoljuk. Így

$$\boxed{s'} = \left(\frac{u_i}{u_o} \right) \approx \frac{\beta_I A_u}{n \cdot R \cdot h'_{22(I)}} \quad (37)$$

Vonjuk le a következtetéseket az előbbi kifejezésből is. A β_I -re, A_u -ra (így g_{bcII} -re és $1/r$ -re) ugyanúgy azt a feltételt kapjuk, hogy nagy szabályozási jóság eléréséhez ezeknek minél nagyobbaknak, az n leosztási viszony-

$$\boxed{r_o} = \left(\frac{u_o}{i_o} \right) = \frac{1}{g_{beI}} + \frac{R}{1 + \beta_I} (1 + \alpha_I \cdot r_B \cdot h'_{22(I)}) \quad (38)$$

míg az s'' simítási viszony:

$$\boxed{s''} = \left(\frac{u_G}{u_o} \right) = \frac{1 + \frac{A_u}{n} + \frac{R \cdot h'_{22(I)}}{1 + \beta_I} + \frac{1}{nR_2} \left[\frac{1}{g_{beI}} + \frac{R}{1 + \beta_I} \cdot (1 + \alpha_I \cdot r_B \cdot h'_{22(I)}) \right]}{\frac{R \cdot h'_{22(I)}}{1 + \beta_I}} \quad (39)$$

Láthatjuk, hogy mindkét kifejezés azonos a (34) ill. (36) kifejezésekkel, azzal a különbséggel, hogy az $R/1 + \beta_I$ tag mellett egy ugyanilyen, $\alpha_I \cdot r_B \cdot h'_{22(I)}$ -el szorzott tag is kerül be mindenütt. Mivel $\alpha_I \approx 1$; $h'_{22(I)} \approx 2 \cdot 10^{-2}$ A/V és r_B maximális gyakorlati értéke 10 ohm; ez a tag az eredeti kifejezések $R/1 + \beta_I$ értékéhez képest max. 20% hibát okozhat. Ez nem olyan nagy, hogy az amúgy is tájékozódás jellegű numerikus analízisnél figyelembe kellene venni a tervezésnél.

6. A „klasszikus” egyenáramú hibajelerősítő kapcsolása [1, 3, 4]

A realizált kapcsolásnál a 6. ábra szerint a hibajelerősítő egyetlen T_{II} tranzisztorból áll. A fokozat tulajdonképpen közös emitteres kapcsolású: a referencia feszültségforrás az emitter és a közös zéruspont, míg az U_o/n feszültség a bázis és a közös zéruspont között van. A hibajel a kettő különbsége: $u_{beII} = u_o/n - u_{ref}$.

nek pedig az egységhez minél közelebb kell lenni. Az R értékére, mivel az A_u -ban (számlálóban) és a nevezőben egyaránt szerepel, az előbb elmondottak ugyancsak érvényesek. Az új tag, a $h'_{22(I)}$, ez legyen minél kisebb.

Egy átlagos tranzisztorral számolva, az $s' \approx 10^4$ nagyságrendű, tehát rendkívül nagy érték. Az egyszerű kapcsolás hibajelerősítő nélkül $s' = 150$ értéket adott. Látható, hogy a javulás két nagyságrend, tehát kb. az A_u/n feszültségerősítésszel jobb. A valóságos kapcsolások, ha a referencia feszültség független a hálózati feszültségtől, tényleg eléri ezt az értéket (pl. telep-referencia alkalmazásánál). Ahol a referencia-feszültség a hálózati feszültségtől függ bizonyos mértékben; pl. parázfénystabilizátor, ill. Zener-dióda, hálózati tápegyenirányítóról való táplálással — ott a szabályozási jóságot első sorban a referencia feszültség tápfeszültségtől való függése határozza meg.

Így kimondhatjuk, hogy a hibajelerősítő alkalmazása mindkét szabályozási paraméternél durván A_u/n szerez javulást hoz.

Ha a 4. ábra szerinti kapcsolásnál tekintetbe vesszük a tápáramforrás r_B belsőellenállásának hatását, úgy a levezetések végeredményeit közölve:

Számítsuk ki a T_{II} fokozat feszültségerősítését. Ez definíciószerűen

$$A_u = - \frac{u_c}{u_o} \cdot n \quad (40)$$

ahol u_c az R munkaellenálláson megjelenő feszültségváltozás (az U_T tápáramforrást fix feszültségűnek véve). Mivel az $u_c = i_{cII} R$, a (26), (27) és (29) alapján:

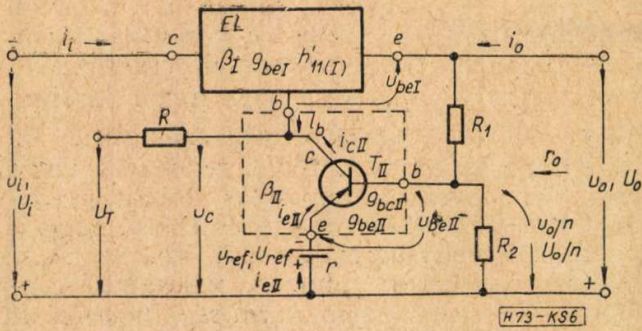
$$\boxed{A_u} = \frac{R \cdot g_{bcII}}{1 + r \cdot g_{beII}} \quad (33)$$

vagy hybrid paraméterekkel, mivel $g_{bcII} = \beta_{II}/h'_{11(II)}$ és $g_{beII} = (1 + \beta_{II}) \cdot (h'_{11(II)})$:

$$A_u = \frac{R \beta_{II}}{h'_{11(II)} + r \cdot (1 + \beta_{II})} \quad (41)$$

A klasszikus hibajelerősítőnek komoly hibái vannak. A T_{II} tranzisztor emitterárama elég nagy. Ez átfolyik a referencia feszültségforrás r belső ellenállásán, ami komoly erősítésveszte-

$2.9 \text{ } \theta_{\text{ref}} \text{ } \Delta U_c = \frac{U_{beII}}{n(1+g_{beII}r)}$



6. ábra. „Klasszikus” hibajelerősítő kapcsolása

séget okoz (33), ill. (41) szerint. Ha a referencia-ként kisakkumulátort vagy száraztelepet alkalmazunk, a töltőirányú emitteráram miatt a referenciaforrás kapocsfeszültsége az időben elég gyorsan megváltozhat, és ez a kimenőfeszültség jelentős megváltozását vonja maga után.

A másik, még súlyosabb hiba a külső hőmérsékletre való nagyfokú érzékenység. Ugyanis az erősítőfokozat nyugalmi kollektorárama az I'_{co} alapáram hőfokfüggése miatt azonos mértékben hőfokfüggő. A külső hőmérséklet növekedésével pl. nő a hibajelerősítő kollektorárama és kb. ugyanígy az emitteráram is. Ez azt jelenti, hogy a referenciaforrás r belsőellenállásán eső feszültség is megnő, és kb. ilyen mértékben nő emiatt a kimenő feszültség is. Az effektus olyan, mintha a külső hőmérséklet változása is vezérelné a hibajelerősítőt az u_0 -n kívül. Ez a káros feszültség az emitteráram változás következtében fellépő u_{beII} változásnak fogható fel.

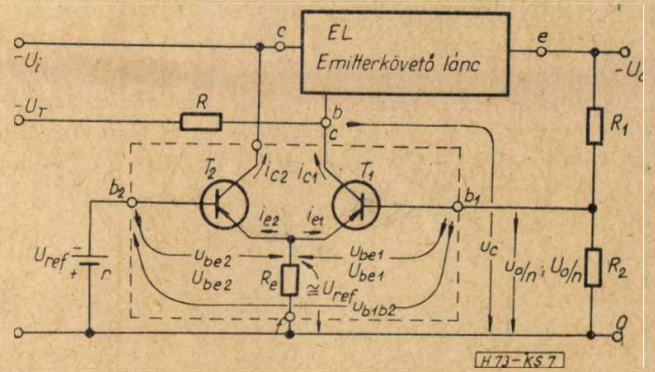
A fenti hibákat a következő pontokban tárgyalt „long tailed pair” hibajelerősítővel kerülhetjük el [2, 6, 9, 10].

7. A „long tailed pair” hibajelerősítő és analízise

A „long tailed pair” (differenciálerősítő) kapcsolását a 7. ábrán mutatjuk be.

A kapcsolat két tranzisztort tartalmaz, és lényege, hogy egyenfeszültség szempontjából az U_{be1} és U_{be2} feszültségek egymással szemben vannak kapcsolva. A külső hőmérséklet változására, ha a két tranzisztor és munkaponti emitteráramuk kb. egyforma, úgy az I'_{co} változás, és így az ennek megfelelő u_{be1} és u_{be2} hőfokváltozásból eredő hibafeszültségek is egyenlőek, de egymás ellen vannak kapcsolva, így hatásuk kompenzálódik. Az u_0/n hibajel viszont teljes egészében a két bázis, b_1 és b_2 pontok között jelenik meg, a hibajelerősítőt vezérelve.

A T_2 fokozat mint emitterkövető fogható fel és a közös R_e emitterellenállásra teszi át a bázisa és a közös 0 pont közötti referenciafeszültséget. Ezzel elkerültük, hogy a hibajelerősítő relatíve nagy emitterárama átfolyjon a referencia forráson. Itt csak a T_2 fok bázis-



7. ábra. A „Long tailed pair” hibajelerősítő kapcsolása

árama folyik át a referenciaforráson, amely az időbeli stabilitás szempontjából elhanyagolhatóan kicsiny; a referencia forrás kapocsfeszültség változása az átfolyó áram hatására már nem következik be. A bázisáram oly kicsiny — biztonságosan $50 \mu A$ alatti —, hogy telepreferencia esetén, a telep élettartama gyakorlatilag a „raktározási” élettartam. Mivel a referenciaforrás gyakorlatilag terheletlen, annak r belsőellenállása lényegesen nagyobb lehet, mint a „klasszikus” hibajelerősítőnél.

Mivel a T_2 fokozat a referenciaforrást impedancia letranszformálás mellett tulajdonképpen a T_1 fokozat emittere és a közös zéruspont közé teszi át, a kapcsolat visszavezethető a „klasszikus” kapcsolásra. Maga a hibajelerősítő voltaképpen a T_1 fokozat és ennek kollektor-körében van az R munkaellenállás is.

A továbbiakban szükségünk lesz a „long tailed pair” A_u feszültségerősítésének kiszámítására. A 7. ábra jelöléseivel ez:

$$A_u = -n u_c / u_0 \tag{42}$$

ahol $u_c = R \cdot i_{c1}$ (43)

Vezessük be a g_{bc} meredekségre az alábbi definíciót:

$$g_{bc} = -i_{c1} / u_{b1b2} \tag{44}$$

Tekintsük a g_{bc} meredekséget adottnak. A későbbiekben le fogjuk vezetni, hogy az hogyan számolható T_1 és T_2 tranzisztorok paramétereiből. A kollektor feszültségváltozás értéke (43) és (44)-ből:

$$u_c = -R \cdot g_{bc} \cdot u_{b1b2} \tag{45}$$

A kapcsolat hurokegyenlete:

$$u_0/n = u_{b1b2} + i_{b2} \cdot r \tag{46}$$

Szükségünk van még egy másik „meredekség” definiálására is, ha (46)-ból i_{b2} -t ki akarjuk ejteni. A 4., illetve 6. ábra „klasszikus” hibajelerősítőjével analóg tárgyalásmóddhoz ragaszkodva ugyanis a g_{beII} -nek megfelelő „meredekség” kell itt kifejeznünk. A „klasszikus” hibajelerősítőnél ez tényleges meredekség az emitteráram és a bázisfeszültség között (27). A „long tailed pair” esetében ez nem valódi meredekség, hanem a bemenő impedancia re-

ciproka a T_2 tranzisztornál:

$$g_{be} = i_{b2}/u_{b1b2} \quad (47)$$

Helyettesítsük (47)-ből i_{b2} értékét a (46) hurok-egyenletbe, majd abból u_{b1b2} értéket kifejezve, helyettesítsük azt a (45) egyenletbe vissza:

$$u_c = \frac{-g_{bc} \cdot R \cdot u_0}{(1 + g_{bc} \cdot r) \cdot n}$$

Ebből a feszültségerősítés, a (42) definíció alapján

$$A_u = - \left(n \cdot \frac{u_c}{u_0} \right) = \frac{R \cdot g_{bc}}{1 + r \cdot g_{bc}}$$

tehát ugyanazt a kifejezést kaptuk, mint a „klasszikus” hibajelerősítőnél (33). A különbség mindössze az, hogy a g_{be} „meredekség” sokkal kisebb, mint a klasszikus hibajelerősítő egyetlen tranzisztorának tényleges g_{beII} meredeksége, amelyik ott kb. a g_{beII} -vel egyezik meg. Így rögtön látható, hogy a referenciatorrás r belső ellenállása sokkal nagyobb lehet, mint az előző esetben.

Ezekután, a (33) fenti egyenletben szereplő két meredekséget kell a hybrid paraméterekkel kifejeznünk, hogy katalógusi adatokból a fokozat számolható legyen.

A g_{bc} meredekség kiszámításával kezdjük, melyet a (44) szerint definiáltunk. Ezt fogjuk a továbbiakban a T_1 és T_2 tranzisztorok hybrid paramétereivel kifejezni. E célból írjuk fel a következő egyenleteket:

$$i_{c1} = -g_{bc1} \cdot u_{be1} \quad (48)$$

$$i_{e1} = -g_{be1} \cdot u_{be1} \quad (49)$$

$$i_{e2} = -g_{be2} \cdot u_{be2} \quad (50)$$

Írjuk fel azt az egyenletet is, amely kifejezi, hogy a két tranzisztor emittora egymással szembe van kapcsolva:

$$i_{e1} + i_{e2} = 0 \quad (51)$$

A b_1 és b_2 bázispontok közötti feszültségváltozás pedig:

$$u_{b1b2} = u_{b1} - u_{b2} \quad (52)$$

Ezen alapegyenleteket megoldva a g_{bc} meredekségre:

$$g_{bc} = \frac{g_{bc1} \cdot g_{be2}}{g_{be1} + g_{be2}} \quad (53)$$

A fenti kifejezést átírjuk közös bázisú hybrid paraméterekre. Mivel a bázis-emitter közötti vezetőképességek definíciószerűen

$$g_{be1} = 1/h_{11(1)} \text{ és } g_{be2} = 1/h_{11(2)} \quad (54)$$

míg a

$$g_{bc1} = \alpha_1 \cdot g_{be1} \quad (55)$$

Az (54) és (55) egyenletek felhasználásával

$$g_{bc} = \frac{\alpha_1}{h_{11(1)} + h_{11(2)}} \quad (56)$$

Tekintettel arra, hogy a „long tailed pair” a két tranzisztor azonos típusú és a munkaponti emitteráramok is célszerűen egyformák, így felírható, hogy

$$g_{bc} = \frac{\alpha_{12}}{2h_{11(12)}} \quad (57)$$

ahol $\alpha_{12} = \alpha_1 = \alpha_2$ és $h_{11(12)} = h_{11(1)} = h_{11(2)}$. Ebből látható, hogy a „long tailed pair” eredő g_{bc} meredeksége az egyik tranzisztor g_{bc} meredekség értékének a fele.

A közös emitteres kapcsolás hybrid paramétereit használva, felírható, hogy

$$g_{bc} = \frac{1}{\frac{h'_{11(1)}}{\beta_1} + \frac{h'_{11(2)}}{\beta_2}} \quad (58)$$

Ha a két tranzisztort, miként előbb, egyformának és kb. egyenlő emitteráramú beállításban működőnek vesszük, úgy

$$g_{bc} = \frac{\beta_{12}}{2h'_{11(12)}} \quad (59)$$

ahol $\beta_{12} = \beta_1 = \beta_2$ és $h'_{11(12)} = h'_{11(1)} = h'_{11(2)}$. Abban az esetben, ha az egyes tranzisztorok meredekségértékei az adottak, a long tailed pair hibajelerősítő, mint egyetlen tranzisztorral helyettesített egység eredő meredekségei:

$$g_{bc} = \alpha_{12} \cdot \frac{g_{be12}}{2} = \frac{g_{bc12}}{2} \quad (60)$$

Ezután áttérünk a „long tailed pair” g_{be} paraméterének meghatározására. Ezt a (47) egyenlettel definiáltuk.

A (48). . . (52) alapegyenleteket a g_{be} „meredekségre” megoldva $(71)(49)(50)$ kv: $\frac{u_{be1}}{u_{be2}} = \frac{g_{be2}}{g_{be1}}$ $i_{b2} = \frac{1}{1+\beta_2} i_{c2}$

$$g_{be} = \frac{1}{1 + \beta_2} \cdot \frac{g_{be1} \cdot g_{be2}}{g_{be1} + g_{be2}} \quad (61)$$

Számítsuk ki a fenti kifejezést hybrid paraméterekben is.

Mivel $\frac{1}{1 + \beta_2} = 1 - \alpha_2$; és az (54) egyenletek alapján:

$$g_{be} = \frac{1 - \alpha_2}{h_{11(1)} + h_{11(2)}} = \frac{1}{(1 + \beta_2) \left[\frac{h'_{11(1)}}{1 + \beta_1} + \frac{h'_{11(2)}}{1 + \beta_2} \right]} \quad (62)$$

ahol h a közös bázisú és h' a közös emitteres kapcsolások paraméter értékeit jelzi.

Ha a T_1 és T_2 tranzisztorok, továbbá munkaponti emitteráramaik megint egyformák, úgy

$$g_{be} = \frac{1 - \alpha_{12}}{2 h_{11(12)}} \cong 1/2 h'_{11(12)} \quad (63)$$

A fenti esetben, ha a két egyforma tranzisztornál nem a hybrid paramétereket, hanem a g_{be12}

vagy g_{bc12} paramétereket ismerjük, úgy a „long tailed pair” eredő g_{be} paramétere:

$$g_{be} = \frac{g_{be12}}{2(1 + \beta_{12})} \cong \frac{g_{bc}}{\beta_{12}} \quad (64)$$

Írjuk fel még a „long tailed pair” feszültség-erősítést hybrid paraméterekkel; így a (33) és (41) kifejezés megfelelőjét kapjuk:

$$A_u = \frac{R\beta_{12}/2h'_{11(12)}}{1 + (r/2)h'_{11(12)}} = \frac{R\beta_{12}}{2h'_{11(12)} + r} \quad (65)$$

Természetesen a fenti kifejezés a két tranzisztor és munkaponti áramai egyformasága esetén érvényes.

Idézzük fel a klasszikus hibajelerősítő (41) szerinti kifejezését, amely a feszültségerősítésre vonatkozik. A két értéket összehasonlítva megállapíthatjuk, hogy a „long tailed pair”-ből erősítéstöbbletet a klasszikus hibajelerősítőhöz viszonyítva csak abban az esetben kapunk, ha az r nem zérus, hanem relatíve nagy érték. Az r értéke sokkal kevésbé befolyásolja a „long tailed pair” erősítést, mint a klasszikus kapcsolásnál, mivel a nevezőket összehasonlítva, a „klasszikus” erősítőnél r -nek $(1 + \beta_{II})$ szorozója van, amely néhányszor tíz nagyságrendű a gyakorlatban. A (65) kifejezésnél r szorzó tényező nélkül szerepel.

I R O D A L O M

1. J. W. Keller: Regulated Transistor Power Supplies; Electronics, Nov. 1956.
2. T. H. Brown—W. L. Stephenson: A Stabilized D. C. Power Supply Using Transistors; Electronic Eng., Sept., 1957.
3. D. Aspinall: A Low Voltage Stabilizer Employing Junction Transistors and a Silicon Junction Reference Diode; Electronic Eng.; Szept., 1957.
4. R. D. Middlebrook: Design of Transistor Regulated Power Supplies; Proc. I. R. E., Nov. 1957.
5. M. H. N. Potok: A Note on Transistor Stabilizers; és
6. K. C. Johnson: A Power Supply Stabilizer Using Transistors; (Letters); Electronic Eng., Febr. 1957.
7. C. S. Evans—J. L. Carroll: Transistor Stabilizing Circuits (Letters); Electronic Eng., Mar., 1957.
8. M. A. Lloyd: A Series — Parallel Transistor Combination (Letters); Electronic Eng., Ápr., 1957.
9. C. S. Richards: A Compact Stabilized D. C. Supply for Valve Heaters; Electronic Eng., Dec., 1957.
10. H. Hahn—M. Sauzade: Alimentation Stabilisée a Transistors; Compt. Rend. des Seances De L'Academie des Sciences, No. 20, Mai, 1958.
11. M. G. Scroggie: Stabilized Power Supplies; Wireless World, 1948. okt., nov., dec.
12. Kemény Á.: Elektroncsöves feszültség stabilizátorok, I. rész; Magyar Híradástechnika, 1953. jún.

(Folytatjuk)

K Ö N Y V I S M E R T E T É S

Nozdroviczky László:

A televízió

Műszaki Könyvkiadó, Budapest 1959. Második bővített és átdolgozott kiadás 224 old.

A könyv a televíziót használó laikusokhoz szól. Semmiféle előismeretet nem tételez fel, a fizikai alapfogalmakkal kezd és igen logikusan felépített gondolatmenettel a színes televízió ismertetéséig jut el. A vevőkészülékek használatával kapcsolatos összes tudnivalók megtalálhatók e könyvben kellő műszaki magyarázattal alátámasztva.

Igen sok hasznos adatot, táblázatot közöl így pl. az antennaméreteket, hazai készülékek jellemző adatait, TV szabványokat.

Nozdroviczky könyve példamutató jellegű a műszaki ismeretterjesztés terén. A kiadót külön dícséret illeti a példásan szép kiállításért. B. Gy.

M. G. Golubeov:

Elektromechanikus rádiófrekvenciás szűrők

A rádiótechnika könyvei 31., Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1960. 46. oldal.

A rövid összeállítás bevezetés és ismertetés jellegű. Elvi kérdéseket nem tárgyal, a felhasznált matematikai és fizikai ismeretek — egy-két fogalomtól eltekintve — középiskolás szinten mozognak. A mű didaktikailag igen jó felépítésű. Még a specialista számára is érdekes olvasmány, mert rengeteg saját kutatásból szár-mazó tapasztalatot tartalmaz. B. Gy.

A szentesi TV adóállomás

KOVALÓCZY GYÖRGY—VÁGÓ JENŐ
Magyar Posta

A cikk ismerteti a Magyar Posta második nagyteljesítményű televízió adóállomásának telepítésére vonatkozó előzetes meggondolásokat, a létesítés körülményeit, az alkalmazott műszaki berendezéseket és megoldásokat, végül az állomás üzembehelyezésével elért eredményeket.

I. Telepítési szempontok

Hazánk területének televízió műsorral történő besugárzását — műszaki és gazdasági megfontolások alapján — öt nagyteljesítményű és néhány kisebb teljesítményű adóállomással célszerű megvalósítani. A nagyteljesítményű adókból álló ún. gerinchálózatot — a tervek szerint — a következő állomások fogják alkotni: Budapest, Szentes, Bakony (Kab-hegy), Tokaj és Pécs. Eddig az első két adóállomás valósult meg, továbbá a pécsi állomás, egyelőre ideiglenes megoldással. Lapunk 1958. évi első számában ismertette már a budapesti TV-adóállomást, ebben a cikkben a közelmúltban üzembehelyezett szentesi állomást ismertetjük.

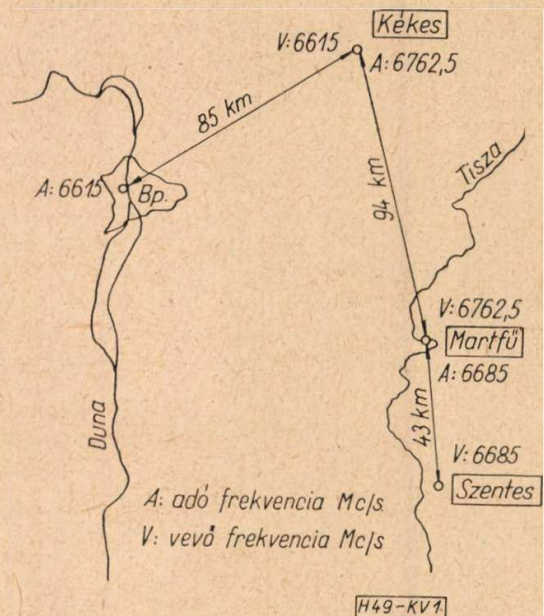
Az adóállomás azért épült Szentesen, mert — figyelembe véve a gerinchálózat többi tagja által ellátható területeket — innen sugározható be legelőnyösebben hazánk délkeleti része. A számítások szerint a föld felszíne felett kb. 200 m magasságban elhelyezett sugárázóval és kb. 20/5 kW névleges adóteljesítménnyel lehet biztosítani a kívánt célt. Nemzetközi frekvencia-kiosztás szerint az adóállomásnak az OIRT III. TV sáv 11. csatornájában (215,25 — 221,75 Mc/s) kell dolgozni.

II. Moduláló összeköttetés

Az adóállomás a budapesti televízió stúdió műsorát sugározza, tehát tulajdonképpen közvetítő állomás. A kép és a hangműsor Budapestről Szentesre mikrohullámú összeköttetés útján jut el. Ennek nyomvonálvezetését és frekvencia-kiosztását az 1. ábra mutatja. A reléállomások helyének meghatározásánál — a hullámterjedési szempontok figyelembevételével — a leg gazdaságosabbnak az a megoldás mutatkozott, hogy az összeköttetés a már meglévő kékestetői mikrohullámú állomáson menjen keresztül. Történetek ugyan vizsgálatok arra nézve, hogy a Kékes — Szentes rész (kb. 140 km) képezhetne-e egy szakaszt, azonban ennek eredményei alapján különösen a nyári időszakban várható fading hatások elkerülése céljából célszerűnek mutatkozott beiktatni egy közbenső reléállomást. Enélkül a gyakorlatilag megvalósítható antenna magasságok esetén nem lenne biztosítható a mikrohullámú összeköttetések egyik legfontosabb követelménye az I. Fresnel zóna akadályoktól való tisztántartása. Az összeköttetésben a francia CSF-gyár TM 110 B típusú mikrohullámú berendezései vannak üzemben. E berendezések

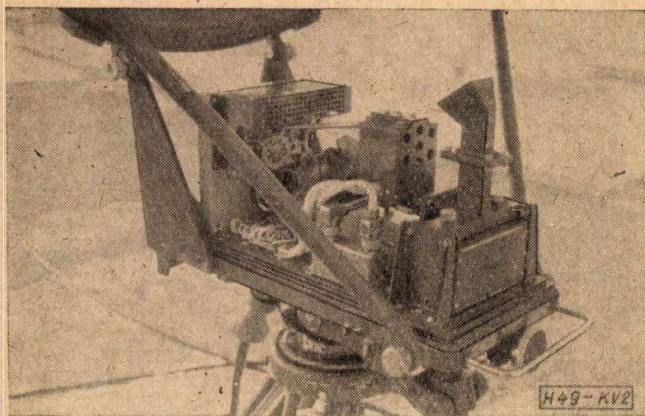
lényegesebb műszaki jellemzői a következők:

A reléállomásokon video, illetve hangfrekvenciás szintig történő demoduláció, majd ismételt moduláció történik. Ez a nem demoduláló rendszerekhez viszonyítva átviteli minőség szempontjából kedvezőtlenebb, azonban a nemzetközi áramköröknél sokkal rövidebb távolságon történő néhány demoduláció és moduláció a megengedett szint alatt maradó torzításokat okoz csupán. Ezzel szemben a berendezések lényegesen egyszerűbbek és olcsóbbak. Az adó a 6000 MHz frekvenciasávban dolgozik kb. 1 W frekvenciamodulált kimenő teljesítménnyel. Az adócső klisztron. A kép- és hangjeleket ugyanaz



1. ábra. Moduláló összeköttetés nyomvonala és frekvencia-kiosztása

a fő-vivőfrekvencia továbbítja oly módon, hogy a hangjelek egy 11,5 MHz segédvivő frekvenciáját modulálják ± 75 kHz lökettel, ezt a video jelhez keverik és az így előállt jel modulálja a 6000 MHz-es fő vivőfrekvenciát. Az adó teljesítménye arasznyi csőtápvonalon keresztül a 2. ábrán látható módon egy kis tölcser-antennába mint primér sugárázóba jut, amely egy 2 m átmérőjű paraboloid felületét sugározza be. Az antenna erősítése kb. 40 dB. A vevőkészülék antennája és tápvonala szerkezeti szempontból hasonló az adóéhoz. Az erősítés zöme 100 MHz körüli középfrekvencián történik. Minthogy a berendezés mikrohullámú antenna tápvonala csak igen rövid lehet, viszont Szentesen csak mintegy 130 m magasságban volt biztosítható a megfelelő vétel, a szentesi vevőkészülék az antennájával együtt az ott levő antennatoronyra épített pódiumon van elhelyezve, és onnan a vett jelek megfelelő előerősítés után középfrekvenciás szinten, koncent-



2. ábra. Mikrohullámú berendezés szerkezeti felépítése

rikus kábelen át jutnak le az adóépületben elhelyezett demodulátor és végberendezéshez.

Az összeköttetés a televízió adóberendezés által megkívánt video- és hangfrekvenciás szintet kb. 30 illetve 50 dB zajtávolsággal szolgáltatja.

III. Adóberendezés

Az adóberendezést a francia CSF-gyár szállította. Az adóberendezés hang-, video- és rádiófrekvenciás szekrényei kétszintes épület emeleti szintjén foglalnak helyet, a hűtőmű pedig a földszinti részben van elhelyezve.

A továbbiakban az adóberendezés főbb jellemzőit részegységeként ismertetjük.

1. A *képadó*. Öt egymás mellett elhelyezett szekrényből áll. Elektromos szempontból a 3. ábrán látható alábbi főrészekre osztható.

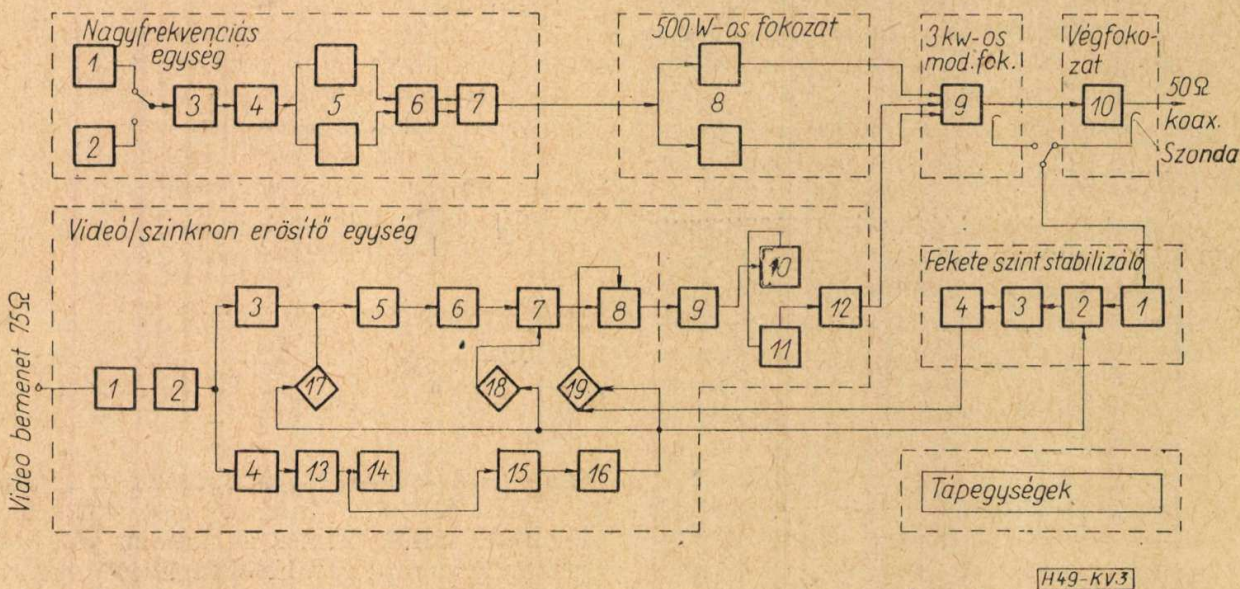
1.1 *Nagyfrekvenciás egység*. Ez egy üzemi és egy tartalék kvarcoszcillátorral kezdődik. Ezek a névleges frekvencia 1/36-án rezegnek. Ezután elválasztó erősítő, majd négy frekvenciasokszorozó fokozat, végül egy, a már névleges frekvencián dolgozó 50 W-os C osztályú erősítő következik. Ez egy 500 W kimenőteljesítményű erősítőfokozatot vezérel, mely az utolsó-előtti 3 kW-os fokozat meghajtására szolgál. Ez utóbbiban történik a moduláció, mégpedig a vezérlőrácon. A modulációhoz szükséges video teljesítmény előállításának módját az 1.2 pontban ismertetjük. A 20 kW csúcsteljesítményű végfokozat B osztályú beállításban két ellenütembe kapcsolt adócsőből áll.

1.2 *Video/szinkron erősítőegység*. Ez lényegében a következő részegységekből áll:

a) Videolánc, mely 0,5—0,8 V_{cs-cs} összetett videojelet több fokozaton át erősíti úgy, hogy kimenetén 200 V_{cs-cs} feszültség jelenik meg.

b) Szinkronlánc. Ez gondoskodik a szinkron jeleknek a képjeltől független erősítéséről, formálásáról és szabályozásáról.

c) Színhelyreállító fokozatok, melyek lehetővé teszik, hogy a képtartalomtól és a bemenő szinkron jel esetleges változásaitól függetlenül



3. ábra. A képadó tömbvázlata

Nagyfrekvenciás egység:

- 1. üzemi vezérosszcillátor; 2. tartalék vezérosszcillátor;
- 3. frekvencia kétszerező; 4. frekvencia kétszerező;
- 5. frekvencia háromszorozó; 6. frekvencia háromszorozó;
- 7. 50 W-os erősítőfokozat; 8. 500 W-os erősítőfokozat;
- 9. 3 kW-os erősítőfokozat; 10. 20 kW-os; végfokozat.

Video/szinkron erősítő egység:

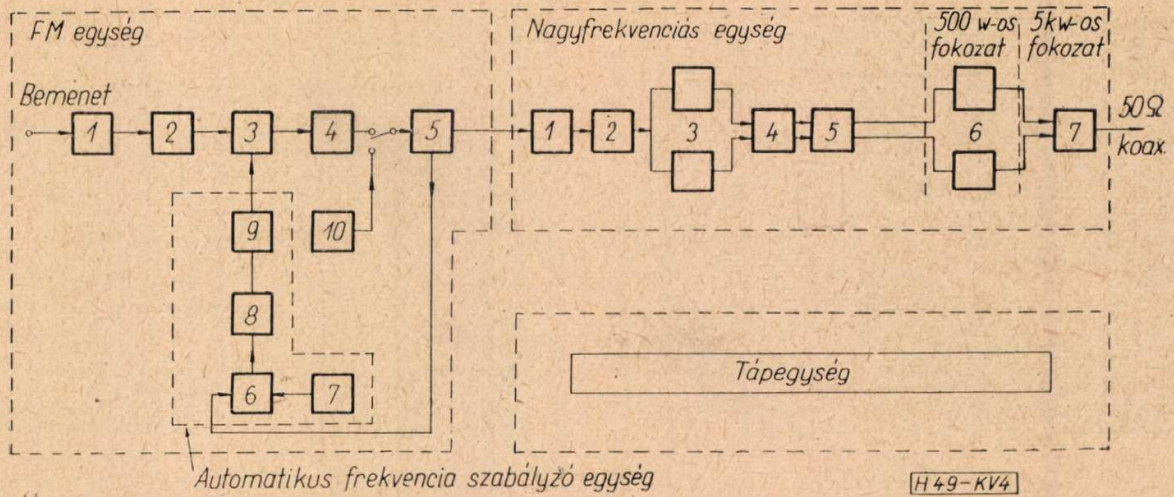
- 1. videoerősítő; 2. fáziskorrektor és aluláteresztő szűrő;

- 3—4. előerősítő; 5. fehérszinthatároló; 6. jelfordító;
- 7—8—9—10—11. videoerősítő; 12. szűrő; 13. elválasztófokozat

- 14. szinkronkeverő; 15. színhelyreállító impulzusgenerátor és erősítő; 16. szétosztó fokozat; 17—18—19. színhelyreállító fokozatok

Feketeszint stabilizáló:

- 1. egyenirányító fokozat; 2. elektronikus kapcsoló
- 3. egyenáramú erősítő; 4. limiter



4. ábra. A hangadó tömbvázlata

FM egység:

- 1. csillapító; 2. hangfrekvenciás erősítő; 3. reaktancia cső; 4. oszcillátor; 5. elválasztó fokozat; 6. keverő; 7. referencia oszcillátor; 8. limiter; 9. Diszkriminátor; 10. Vizsgáló oszcillátor

Nagyfrekvenciás egység:

- 1. erősítő; 2. frekvencia kétszerező; 3. frekvencia háromszorozó; 4. frekvencia háromszorozó; 5. 50 W-os erősítő fokozat; 6. 500 W-os erősítő fokozat; 7. 5 kW-os végfokozat

az adó kimenetén a fekete szint állandó maradjon. A fekete szint automatikus szabályozásán kívül — mely a végfokozatból kivetektált és visszavezetett jel felhasználásával történik — lehetőség van kézi szabályozásra is.

d) Fázis korrektor. Ez egy mindent áteresztő szűrő, mely a video/szinkron erősítőegység fázistorzításait kompenzálja. A vizsgálatok szerint ennek kiiktatása esetén az adó impulzus átvitele lényegesen leromlik.

2. Hangadó. Három egymás mellett elhelyezett szekrényből áll. Elektromos szempontból a 4. ábrán látható következő két főrésze osztható.

2.1 Nagyfrekvenciás egység. Felépítése lényegében megegyezik a képadó 1.1 pontban ismertetett nagyfrekvenciás egységével, annak 3 kW-os fokozatáig. Ez utóbbinak a megfelelője a hangadóban azonban nem 3 kW, hanem 5 kW teljesítményt szolgáltat, minthogy nem AM,

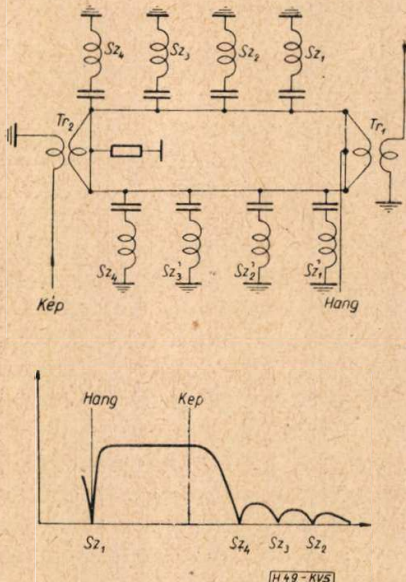
hanem FM (frekvencimodulált) jelet erősít.

2.2 FM-egység. A szokásos módon reaktancia csővel történik az oszcillátor frekvencia modulációja. Referencia oszcillátor, keverő és diszkriminátor végzi a közepes frekvencia stabilizálását.

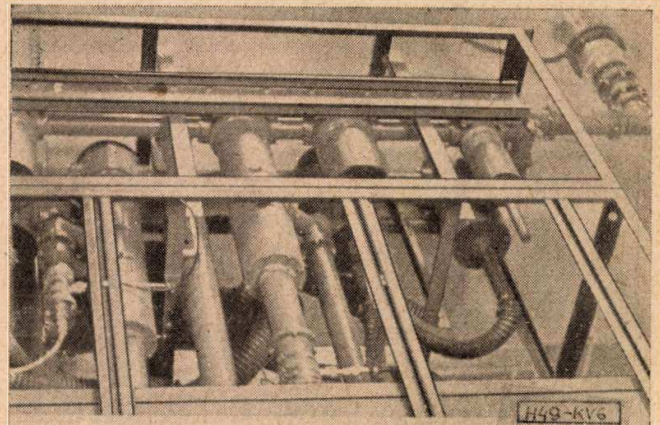
3. Diplexer és oldalsávzsűrő. Külön szekrényben foglal helyet. Elvi elrendezését az 5. ábra mutatja. Tr_1 , Tr_2 szimmetrizáló transzformátorok Sz_1 , Sz'_1 stb. tápvonaldarabokból felépített szűrők. Az ábra alján látható, hogy a szűrők a spektrum melyik részét nyomják el. Kivitelezését a 6. ábrán látható fénykép mutatja.

4. Áramellátás. A kép- és a hangadó között elhelyezett külön szekrényben van elhelyezve a hálózati energiát szétosztó egység. Ez a földszinten levő automatikus feszültség szabályzó-ból kapja az energiát, $\pm 3\%$ feszültségstabilitással. A feszültség szabályzó bemenő feszültséges -20% és $+10\%$ között változhat. Az adó kristálykályhája akkor is kap feszültséget, ha az adó ki van kapcsolva.

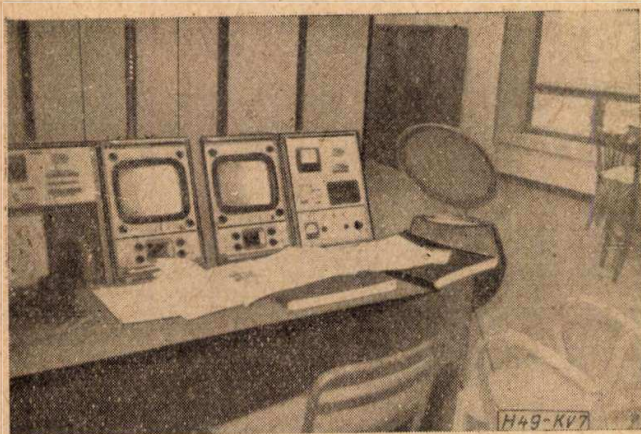
5. Hűtés. Mind a kép-, mind a hangadó levegő hűtésű. A két adó hűtésére külön ventil-



5. ábra. Diplexer és oldalsávzsűrő elvi rajza



6. ábra. Diplexer és oldalsávzsűrő szerkezete



7. ábra. Kezelőasztal

látor szolgál. Ezek vagy közvetlenül a külső térből, vagy egy, a pincében levő szellőzőkamrából szűrőn keresztül szívják be a levegőt az adószekrényekbe. A felmelegedett levegő vagy a külső térbe, vagy a szellőzőkamrába vezethető a téli hideg levegő előmelegítésére. A képadó ventilátora $40 \text{ m}^3/\text{perc}$, a hangadóé $12 \text{ m}^3/\text{perc}$ levegőmennyiséget szállít.

6. *Műantenna.* Lényegileg egy koaxiális kábel belső vezetője, mely ellenállás-anyagból készült. Hűtése közönséges kútvízzel történik.

7. *Mérőállvány.* Az adószekrényektől különálló, helyhez kötött egység, melyben az adó üzemének ellenőrzésére a következő műszerek vannak: TV jelgenerátor, video vobbulátor, löketmérő, hanggenerátor, torzításmérő. A mérőállvány és az adóberendezés közötti csatlakozást biztosító koncentrikus kábelek a földszint földmém elhelyezett kábeltrán futnak.

8. *Ellenőrző asztal.* Fényképét a 7. ábra mutatja. Ebben képdemodulátor, szélessávú oszcilloszkóp, két ellenőrző vevő, 10 W-os hangfrekvenciás erősítő, hangfrekvenciás szintmérő, valamint kapcsolómezők vannak elhelyezve.

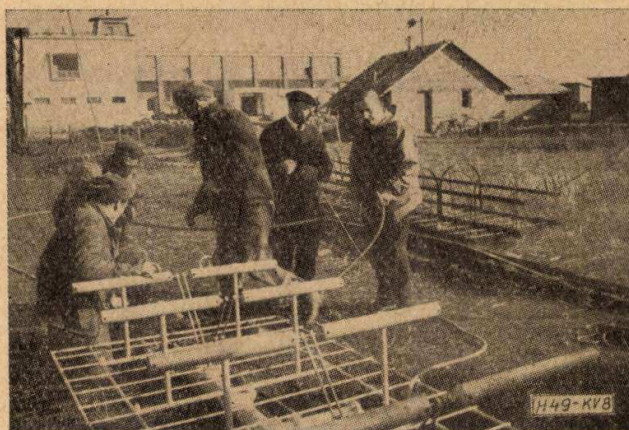
9. *Az adóberendezés átvételénél mért jobb adatok:*

a) Képadó

Frekvenciaváltozás: kisebb mint $\pm 500 \text{ Hz}$. Hálózati teljesítmény felvétel fekete szinttel történő moduláció esetén: 72 kVA , $\cos \varphi = 0,9$ Szinkroncsúcs teljesítmény: $22,3 \text{ kW}$. Jel/zaj-viszony: nagyobb mint az előírt 37 dB . 50 Hz -es négyszög impulzus átvitelénél a tetőferdeség: kisebb mint a megengedett 3% . 100 nanosec felfutási meredekségű, 250 kHz négyszög-impulzus bemenő jel esetén a diplexer után vizsgált jel túllövése: kisebb mint a megengedett 8% .

Képadó nonlinearitása: max. $2,8\%$, tehát jobb mint a megengedett $\pm 10\%$. Képadó sáv-szélessége: a 6 MHz -es pontnál a jelleggörbe esése $4,8 \text{ dB}$, az $1,5 \text{ MHz}$ -nél mért értékhez viszonyítva.

A kioltó szint változása a képtartalom függvényében: kisebb mint a megengedett $\pm 1,5\%$ Szinkronszint ingadozás: 1 Hz -es fekete-fehér kép esetében a fehér kép csúcstól-csúcsig mért jelének $3,5\%$ -a, kisebb mint a megengedett 5% .



8. ábra. A sugárzó egy panelljének szerkezete

b) Hangadó.

Frekvenciaváltozás: kisebb mint $\pm 1000 \text{ Hz}$. Teljesítmény diplexer után mérve: $4,9 \text{ kW}$, nagyobb mint az előírt $4,8 \text{ kW}$.

Jel/zaj viszony: jobb mint 55 dB .

Torzítás: 75 kHz löketnél 1000 Hz moduláló frekvenciánál maximum $0,36\%$, tehát jobb mint az előírt 1% .

Frekvenciamenet ingadozása: $40\text{—}15\,000 \text{ Hz}$ között, 1 dB -en belül van.

c) Egyéb értékek.

A tápvonalon az állóhullám arány az üzemi frekvenciasávban $1,076$, ami megfelelő érték. A kép- és hangadó közötti áthallási csillapítás bármelyik irányban nagyobb mint 50 dB . Harmonikus és oldalhullám sugárzás sem a képadónál, sem a hangadónál nem volt kimutatható. A kép- és hangadó a 12 órás tartós üzemet üzemi zavar nélkül a minőségi előírásoknak megfelelően teljesítette. Az adóberendezésben a 150 órás próbauzem alatt egy adócső és egy transzformátor hibája miatt kb. 70 perc üzemi kiesés volt.

Egy beállítható maximális állóhullám-arány érték túllépése esetén az adóberendezés automatikusan lekapcsolódik.

IV. Antennatápvonal és a sugárzó

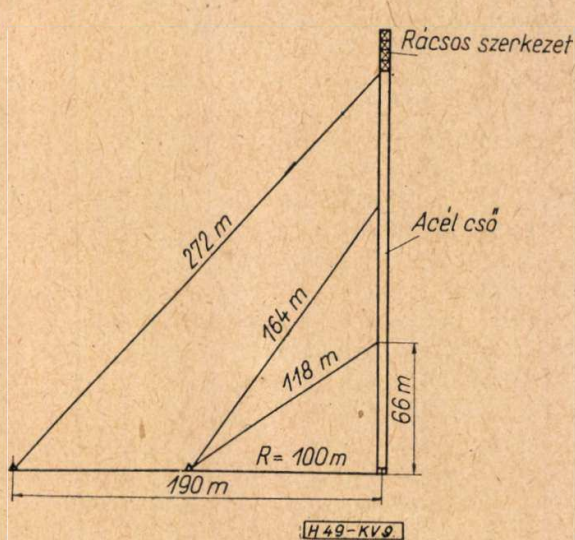
A kép- és a hangadó egyesített energiája a diplexerből kb. 220 m hosszúságú koncentrikus kábelén át jut a sugárzóba. A kábelt az NSZK Felten gyár készítette. Belső vezetője 37 mm átmérőjű vörösréz cső, köpenye pedig 105 mm külső átmérőjű 5 mm falvastagságú alumínium-cső. A szigetelés javarészt levegő, a belső vezető koncentrikus helyzetét styroflexből készült csavarfelület biztosítja. A kábel fajlagos csillapítása az üzemi frekvencián kb. 6 dB/km , hullám-ellenállása 50 Ohm . A megengedett maximális feszültség $5,5 \text{ kV}_{eff}$. Az alumínium köpenyen nincs védőfegyverzet, az atmoszférikus behatások ellen festés védi. A kábelre behúzóharisnyát helyeztek és ennek segítségével végezték a megfogást. A kábel csatlakozók nélkül, egy darabban fut a diplexertől a sugárzóig.

A sugárzó a vízszintes síkban körsugárzó, a függőleges síkban irányított sugárzású. Ez az irányítás kb. 12-szeres antenna-erősítést biztosít. Az antennatorony tetejének 4 oldalán egy-egy dipolfüggöny van felszerelve, mögöttük rácsos szerkezetű reflektor felülettel. Egy-egy ilyen dipol függöny négy egymásfölött elhelyezett panelből áll, amelyek mindegyikén 4 egész hullámú vízszintes dipol van egymás alatt. Egy ilyen panelt a 8. ábra mutat. A panel tápponti impedanciája 50 Ohm. A négy egymás alatt levő panel egymással párhuzamosan van kapcsolva és az így kiadódó 12,5 Ohm eredő tápponti impedanciát egy $\lambda/4$ -es illesztő transzformátor 200 Ohmra transzformálja fel. A négy 200 Ohmos dipolfüggöny ugyancsak párhuzamosan van kapcsolva és az így előálló 50 Ohm impedancia közvetlenül illeszkedik a tápvonalhoz. Az elmondottak szerint a teljes TV sugárzó 4×16 dipolból áll. A dipolok belsejében és a transzformátorokban túlnyomás van. Nyomóvezetéként a tápvonalat használták fel. A kábeladó frekvenciasávjában a tápvonalon az állóhullámarány a mérések szerint 1,1 értéken belül van. Hogy a sugárzónak a torony tetején történő szerelése alkalmával ne állhassanak elő meglepetések, a teljes sugárzórendszert először a földön összeállították és az alkatrészeket bejelölték. A földön azonban elektromos mérések nem történtek.

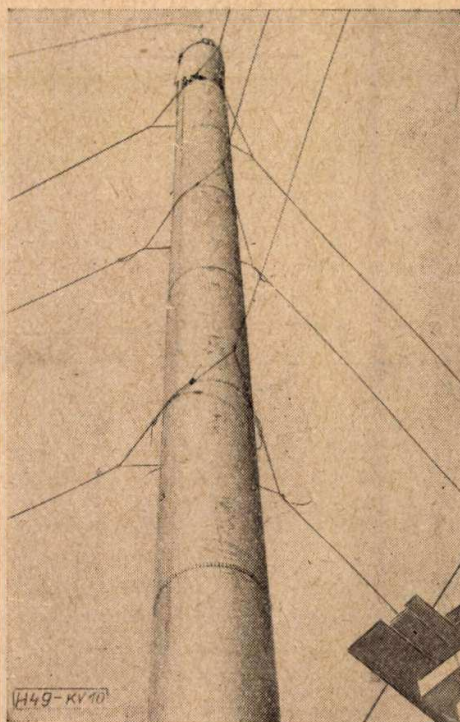
V. Antennatartó torony

Az elérni kívánt hatósugár, valamint a gazdasági tényezők figyelembevételével kb. 200 m antennatorony magasság mutatkozott optimálisnak.

Az antennatorony, — melyet az Út- és Vasút-építő Tervező Vállalat tervezett — 1900 mm belső átmérőjű acélső, mely három szinten (66 méterenként) három irányban van kikötve a 9. ábra szerint. A pontosan 201 m magas acélső tetején még egy 16,5 m hosszúságú rácsos szögvas-szerkezet helyezkedik el. Erre szerelték fel a TV-sugárzót.



9. ábra. Antennatartó torony vázlatrajza



10. ábra. Az antennatorony szerelése

A TV-sugárzó és a mikrohullámú vevőberendezés megközelítése céljából a toronyba egy 194 m emelőmagasságú, kétszemélyes 0,5 m/másodperc sebességű felvonót építettek be. A felvonó részére a teljes hosszon hét megállót képeztek ki. A torony belsejében létra is van, melynek közelében futnak a TV sugárzó tápvonala, a mikrohullámú vevőberendezés kábeli, továbbá a torony belső világításának és az akadályvilágítás kábeli. A tornyon az előírásoknak megfelelően különböző szinteken, összesen 12 akadály jelző, vörösszínű lámpa van. A rácsos szerkezet tetején 4 villámhárítót helyeztek el.

A tornyot a terepszintnél 80 kg/m², 220 m-es magasságban pedig már 150 kg/m²-es szélnyomásra méretezték. A 95 tonna súlyú torony 3,80 × 3,80 m² területű vasbeton alapzaton áll, melyre a kikötő kötelekben fellépő maximális húzóerők függőleges komponensével együtt kb. 300 tonna függőleges erő hat. Az agresszív talajvíz ellen megfelelő minőségű cementadagolással védekeztek. Egy-egy belső kikötő tömbre két kikötő kötel 14,4 tonna, egy-egy külső tömbre pedig egy kötel 35 tonna húzóerőt fejt ki.

A torony alul 8 mm, felfelé menve kisebb vastagságú lemezből készült. A tornyot 6 m-es szakaszokban gyártotta a Ganz-MÁVAG kovácsoló gyár. Egy-egy ilyen szakasz három szegmensből áll, melyet alkotóirányú hevederekkel csavaroztak össze. Az egyes toronyszakaszokat vízszintes hevederekkel csavarozták össze. A torony alsó 9 m-es szakasza szegecselt kivitelű és készen szállították a helyszínre.

A toronyépítés — melyet a Ganz-MÁVAG Hídigyár végzett — a 9 m-es alsó résznek az

alaptestre való állításával és rögzítésével kezdődött. Ezt követően a szerelés egy csőárbórcra szerelt daru segítségével történt, melyet minden 6 m-es szakasz beépítése után feljebb emeltek.

A toronyépítéssel egyidejűleg szerelte be a Magyar Felvonószerelő Vállalat a felvonószerkezet egyes elemeit is.

Tekintettel arra, hogy a torony torziós mozgását a mikrohullámú antenna éles irányítása miatt a lehető legkisebb értékűre kellett leszorítani, speciális, párhuzamos elemi szálakból álló acélkötelekkel kellett a tornyot kikötni. Az ilyen kötelek nyúlása lényegesen kisebb, mint a szokásos sodrott köteleké, és így lehetett biztosítani a szükséges minimális lengési toleranciát.

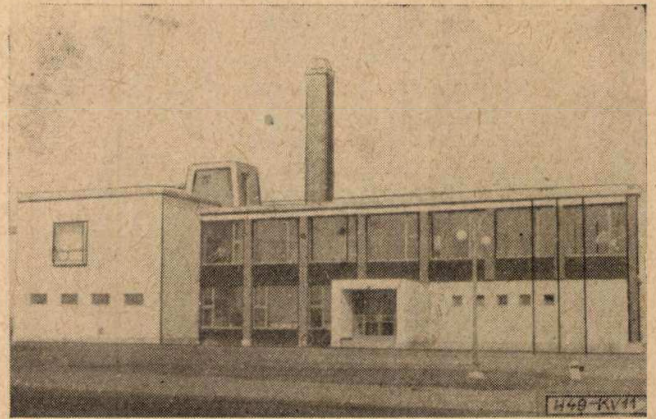
VI. Az adóállomás épületei

Az adóberendezés és segédberendezései részére egy kétszintes, lapostetős, közvetlenül a torony mellett elhelyezett üzemi épület szolgál. Az épület emeleteinek a toronyfelőli részében kikerített kb. 300 légköbméter nagyságú adóteremben helyezték el az adóberendezést, a műsorszórási összeköttetés berendezését, valamint az elektromos energia szétosztására szolgáló erősáramú kapcsolótáblát. Az emeleti részen ezenkívül laboratórium, hivatali és személynéző helyiségek vannak. A földszinten az adóterem alatt helyezték el a kép- és hangadó hűtőventillátorát és a hűtőmű csővezetékeit, továbbá az automatikus feszültségszabályozót. Ezenkívül a földszinten van még a 20 kVA-es diesel motoros aggregát, mely áramkimaradás esetén az adóberendezés kristálykályhájának fűtését az épület szükségvilágítását és az antennatorony akadályvilágítását biztosítja.

Az adóállomás villamosenergia ellátásához szükséges berendezések különálló transzformátorházban vannak elhelyezve, melyhez két irányból 20 kV-os primér csatlakozás épült ki.

VII. Eredmények

Az adóállomás tervezése 1959. márciusában kezdődött el. A számos tervező és kivitelező vállalat jól egybehangolt munkájának ered-



11. ábra. Az adóállomás épülete

ményeképpen az állomás 1959. december végén már elérte azt a szintet, hogy kísérleti próbasugárzásokat kezdhettek. A szilveszteri televízióműsört már sugározta is, az adóállomás. A tulajdonképpeni próbaüzem ez év január közepén kezdődött el, melynek sikeres befejezése után az állomást ez év február 20-án adták át rendeltetésének.

A próbaüzem alatt térerősség méréseket végeztek, melyek igazolták a tervezés helyességét. E mérések szerint az állomás hatósugara a szélrózsa minden irányában kb. 100 km. Hatósugár alatt az OIR vonatkozó ajánlata alapján a $750/\mu\text{V/m}$ térerősség megjelenésének helyét értjük.

A budapesti és pécsi TV-állomás az ország területének mintegy 24%-át látja el műsorrall. A szentesi TV adóállomás az előző kettővel együtt az ország területének kb. 40%-án biztosítja a televízió műsor vételét.

Az állomás építésénél Szentes városa és a környező megyék részéről megnyilvánult társadalmi segítség és valamennyi munkában részt vett vállalat dolgozóinak lelkesedése tette lehetővé, hogy aránylag igen rövid idő alatt a mintegy 30 millió Ft értékű beruházás nagyobb nehézségek nélkül elkészült és ezzel egy teljesen korszerűnek nevezhető új adóállomással bővült a magyar televízió adóhálózat.

Módszer az átviteli karakterisztika kialakítására

HORVÁTH LORÁND ÉS VÖRÖS ANDRÁS
Műszeripari Kutató Intézet

Az alábbi közlemény részletesen ismerteti egy módszert, mely lehetővé teszi z-ed fokú (ahol $z > 1$) hatványfüggvény alakú átviteli karakterisztikáknak műkapcsolások segítségével való közelítését. Ezen belül kitér azokra a lehetőségekre, amelyek szerint a közölt módszer ismeretében más jellegű karakterisztikák is közelíthetők. Ezután a kvadratikus karakterisztika kialakítására kidolgozott példa keretén belül ismerteti a méretezési megfontolásokat.

Méréstechnikai feladatoknál, valamint szabályozó elektromos automatikai rendszerekben egyes feladatok szükségessé teszik átviteli karakterisztikáknak 1-nél nagyobb hatványkitevőjű hatványfüggvényhez hasonlóvá tételét.

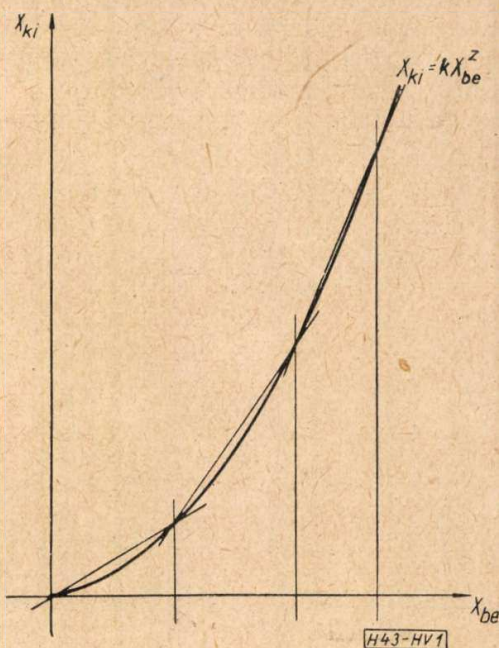
Két jellemző, egy bemeneti (X_{be}), illetve egy kimeneti (X_{ki}) jellemző között kívánunk valamilyen 1-nél nagyobb hatványkitevő (z) szerinti kapcsolatot nyerni.

$$X_{ki} = kX_{be}^z \quad (1)$$

Az (1) képletben a k együttható a feladattól függő szorzótényező, amelynek minden esetben dimenziója van.

Kézenfekvőnek látszik, a kérdés technikai megközelítése szempontjából, a fenti jellemzők kívánt értéktartományán belül, a hatványfüggvénynek megfelelő tartományokra való osztása és ezen tartományokon belül egyenesekkel való közelítése (1. ábra).

A megfelelő tartományokra való osztás módját és ezen tartományok számát a rendszerben megengedhető maximális hiba határozza meg. Ezek után kérdéses, hogy az előbbieken leírt megközelítés milyen kapcsolással oldható meg.



1. ábra

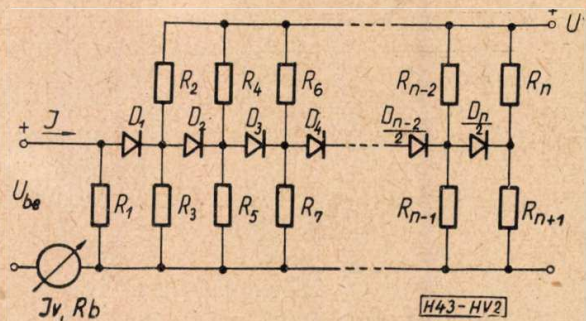
Ha bemeneti jellemzőként egy egyenfeszültséget:

$$X_{be} = U_{be}$$

kimeneti jellemzőként egy műszer kitérését, vagy Deprez műszer esetében a műszeren átfolyó áramot tekintünk:

$$X_{ki} = I,$$

a fentebb leírtakat a 2. ábra szerint felépített kapcsolással érhetjük el.



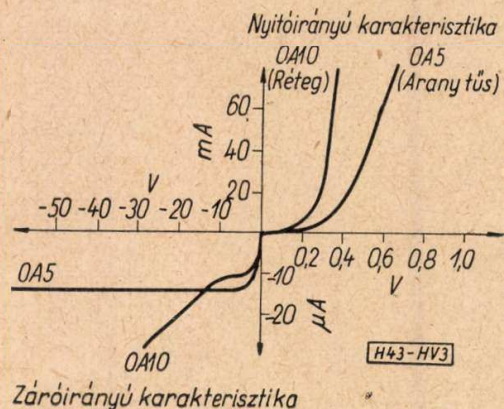
2. ábra

A kapcsolás eddig még nem ismertett jelölései: U vonatkozási feszültség, $R_1, R_2, R_3 \dots R_n, R_{n+1}$ a kapcsolás vonatkozási feszültségét leosztó ellenállások, $D_1, D_2, D_3, \dots, D_{\frac{n-2}{2}}$

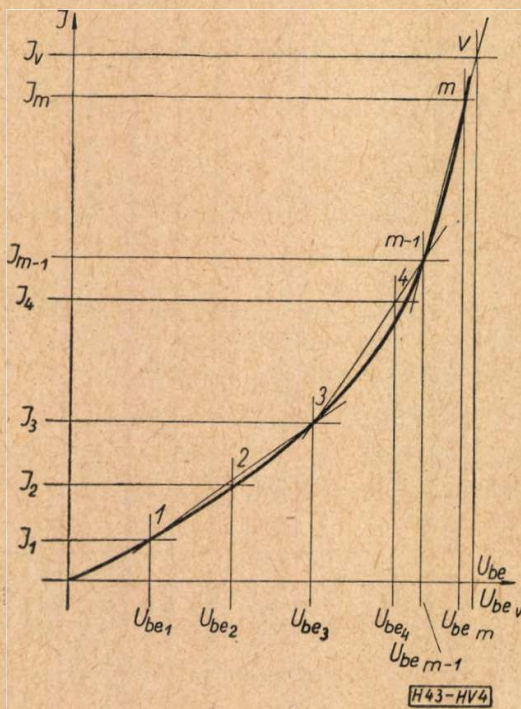
D_n úgynevezett kapcsolódiódák, I_v, R_b pedig egy I_v egyenáram hatására végkitérésben álló R_b belső ellenállású Deprez műszer jellemzői.

A kapcsolás működése

A diódákat ideális egyenirányítóknak tekintjük, tehát záróirányban szakadásként, nyitóirányban pedig rövidzárként fogjuk fel. Ezeket a feltételeket a beépített kapcsolási elemek értékei mellett jól teljesítik a közelmúltban kifejlesztett tús- és rétegdiódák. Ezen diódák közül jelen célokra legalkalmasabbak az OA 5 típusú aranytús és az OA 10 típusú réteg-



3. ábra



4. ábra

diódák (3. ábra). E típusok működése, karakterisztikáik figyelembevételével, jó közelítéssel már kapcsoló jellegűnek mondható.

A tárgyalás további menetében az U_{be} , valamint U feszültségű generátorok belső ellenállásait zérusnak tételezzük fel. A kapcsolásban előforduló elemek mellett ez a feltétel teljesíthető.

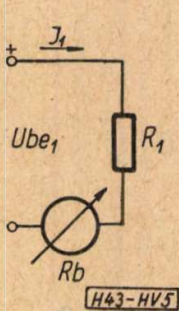
A működés megértéséhez rajzoljunk fel tetsző szerinti, 1-nél nagyobb hatvánnyal emelkedő karakterisztikát, bontsuk m szakaszra, és ezen m szakaszon közelítsük egyenesekkel (4. ábra).

Az első szakasz közelítése kapcsolástechnikailag egyszerű feladat. Megoldható egy soros ellenállással, mely a műszer R_b belső ellenállásával van sorbakötve.

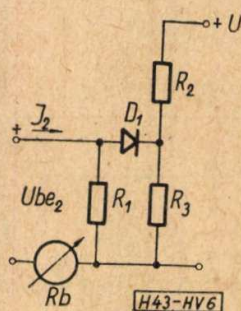
Az R_1 ellenállás kiszámítása ugyancsak egyszerű mert a 4. ábrán látható karakterisztikából az U_{be1} és U_1 ismertek és a felhasznált műszer R_b belső ellenállása szintén ismert (5. ábra).

Az 5. ábra alapján az alábbi egyenletet írhatjuk fel:

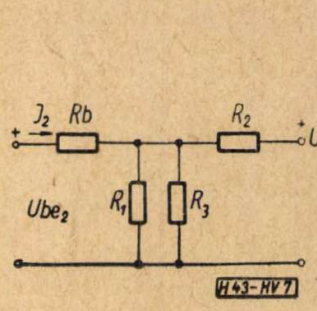
$$U_{be1} = (R_1 + R_b) I_1 \quad (2)$$



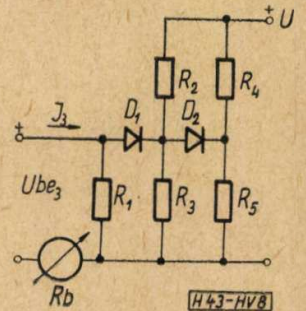
5. ábra



6. ábra



7. ábra



8. ábra

(2) egyenlethől R_1 -et kifejezve:

$$R_1 = \frac{U_{be1}}{I_1} - R_b \quad (3)$$

képletet nyerjük.

Ezzel a közelítő törtkarakterisztika I pontig terjedő szakaszának egyenletét megkaptuk.

Az I -től 2 pontig terjedő szakaszt úgy határozzuk meg, hogy segéd feszültség segítségével a tengelyrendszer zérus pontját a feszültség-tengelyen pozitív irányban eltoljuk és az új szakasznak megfelelő új ellenállásértéket hozunk létre (6. ábra).

Az I pontig a műszeren átfolyó áramot az R_1 és R_b ellenállások szabják meg. Az I pontban a D_1 dióda sarkain azonosak a feszültségek, tehát

$$U_{be1} = \frac{R_3}{R_3 + R_2} U \quad (4)$$

I -től 2 -pontig terjedő tartományban az áramot megszabó tényezőkhöz a 7. ábrán látható helyettesítő képpel jutunk. Ebben a tartományban a D_1 dióda rövidzárnak fogható fel.

Az I_2 áram a lineáris szuperpozíció elvének megfelelően az U_{be2} és U feszültségek hatására létrejövő áramok különbségként írható fel:

$$I_2 = \frac{U_{be2}}{R_b + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}} - \frac{U}{R_2 + \frac{R_1 R_2 R_b}{R_1 R_3 + R_1 R_b + R_3 R_b} \frac{1}{\frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}}} \quad (5)$$

A 7. ábrán látható kapcsolás két ismeretlent tartalmaz. Ezen ismeretlenek meghatározására szolgál a (4), ill (5) egyenlet, melyeknek R_2 -re és R_3 -ra való megoldása nehézkes. Az ellenállásokról a vezetésekre áttérve egyszerűbb és kezelhetőbb egyenletekhez jutunk.

Ennek megfelelően, a teljesség kedvéért az I pontig terjedő szakaszt definiáló egyenleteket s fejezzük ki a vezetésekkel, tehát

$$I_1 = \frac{Y_1 Y_b}{Y_1 + Y_b} U_{be1} \quad (6)$$

illetve

$$Y_1 = \frac{Y_b I_1}{Y_b U_{be_1} - I_1} \quad (7)$$

A (4) egyenletből R_2 -t kifejezve kapjuk:

$$R_2 = \left(\frac{U}{U_{be_1}} - 1 \right) R_3 = a_1 R_3 \quad (8)$$

Ezt vezetésekkel felírva

$$Y_3 = a_1 Y_2 \quad (9)$$

egyenletet nyerjük.

Az (5) egyenletet vezetésekkel felírva és átrendezve

$$I_2 = \frac{(Y_1 + Y_2 + Y_3) U_{be_2} - Y_2 U}{R_b (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_b)} \quad (10)$$

egyenletet nyerjük.

A (9) és (10) egyenletek segítségével pedig

$$Y_2 = \frac{Y_1 U_{be_2} - (Y_1 + Y_b) R_b I_2}{(1 + a_1) R_b I_2 + U - (1 + a_1) U_{be_2}} \quad (11)$$

$$I_3 = \frac{(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 + Y_5) U_{be_3} - (Y_2 + Y_4) U}{R_b (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 + Y_5 + Y_b)} \quad (15)$$

A (14) és (15) egyenletek alapján Y_4 meghatározható:

$$Y_4 = \frac{(Y_1 + Y_2 + Y_3) U_{be_3} - (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_b) R_b I_3 - Y_2 U}{(1 + a_2) R_b I_3 + U - (1 + a_2) U_{be_3}} \quad (16)$$

Ezzel a törtkarakterisztika 2-től 3 pontig terjedő szakaszát leíró egyenletet kaptuk meg.

A 3-tól 4 pontig terjedő szakasznál már csak a korábbiakat kell szisztematikusan alkalmaznunk (10. ábra).

A 10. ábrán látható kapcsolásnak D_3 dióda után következő része az U_{be_3} és U_{be_4} feszültségek közé eső feszültségtartományban kapcsolódik be. A 10. ábrán látható kapcsolás helyettesítő képe a 11. ábra.

Az előbbieket alapján az alábbi egyenleteket írhatjuk fel:

$$I_4 = \frac{(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 + Y_5 + Y_6 + Y_7) U_{be_4} - (Y_2 + Y_4 + Y_6) U}{R_b (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 + Y_5 + Y_6 + Y_7 + Y_b)} \quad (20)$$

kifejezést nyerjük.

Ezzel a közelítő törtkarakterisztika 1-től 2 pontig terjedő szakaszának az egyenletét is megkaptuk.

A 2-től 3 pontig terjedő szakasz közelítése a kapcsolás következetes továbbfejlesztésével érhető el (8. ábra).

A 8. ábrán látható kapcsolásnak D_2 dióda után következő része az U_{be_2} és U_{be_3} feszültségek közé eső feszültségtartományban kapcsolódik be. A 8. ábrán látható kapcsolás helyettesítő képét a 9. ábra mutatja.

Az előzők alapján az alábbi egyenleteket írhatjuk fel:

$$U_{be_2} = \frac{R_5}{R_5 + R_4} U \quad (12)$$

ebből

$$R_4 = \left(\frac{U}{U_{be_2}} - 1 \right) R_5 = a_2 R_5 \quad (13)$$

Vezetésekkel felírva

$$Y_5 = a_2 Y_4 \quad (14)$$

Az I_3 áram pedig

$$U_{be_3} = \frac{R_7}{R_7 + R_6} U \quad (17)$$

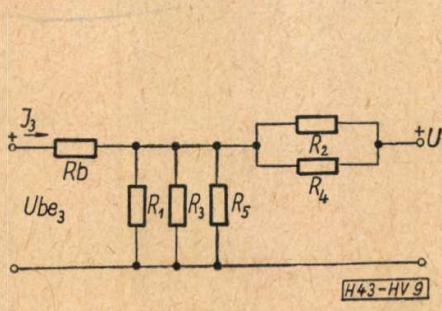
ebből

$$R_6 = \left(\frac{U}{U_{be_3}} - 1 \right) R_7 = a_3 R_7 \quad (18)$$

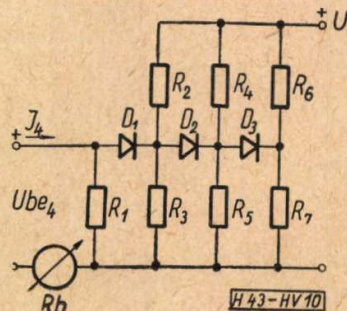
Vezetésekkel felírva

$$Y_7 = a_3 Y_6 \quad (19)$$

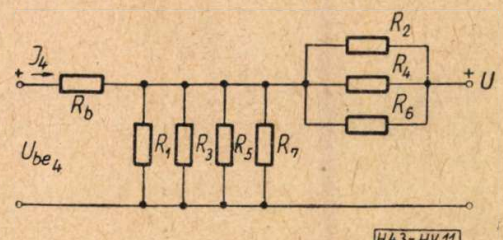
Az I_4 áram pedig



9. ábra



10. ábra



11. ábra

A (19) és (20) egyenletek alapján az Y_6 az alábbi:

$$Y_6 = \frac{(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 + Y_5) U_{be_1} - (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 + Y_5 + Y_b) R_b I_4 - (Y_2 + Y_4) U}{(1 + a_3) R_b I_4 + U - (1 + a_3) U_{be_1}} \quad (21)$$

Ezzel a törtkarakterisztika 3-tól 4 pontig terjedő szakaszát meghatározó egyenletet is megkaptuk.

Egy tetszőszerinti szakasz számítási képleteit az előzőekben nyert összefüggések alapján formai úton kapjuk (12. ábra).

A 12. ábrán látható kapcsolásnak $D_{\frac{n}{2}}$ diódával határolt része az $U_{be_{m-1}}$ és U_{be_m} feszültségek közé eső feszültségtartományban működik. A 12. ábrán látható kapcsolás helyettesítő képe a 13. ábrán látható.

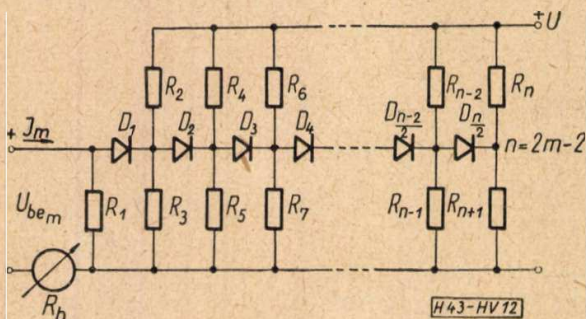
Az előzők alapján az alábbi egyenleteket írhatjuk fel.

$$U_{be_{m-1}} = \frac{R_{n+1}}{R_{n+1} + R_n} U \quad (22)$$

$$Y_n = \frac{\sum_{i=1}^{n-1} Y_i U_{be_m} - \left(\sum_{i=1}^{n-1} Y_i + Y_b \right) R_b I_m - \sum_{i=1}^{\frac{n}{2}-1} Y_{2i} U}{(1 + a_{m-1}) (R_b I_m - U_{be_m}) + U} \quad (26)$$

Ezzel megkaptuk a törtkarakterisztika egy tetszőszerinti szakaszának számítási képleteit. A továbbiakban a módszer hibájának számításával foglalkozunk.

A (23), (24), valamint a (26) egyenlet szolgál a méretezés alapjául. Ezek után csupán az a kérdés, hogy hány szakaszon közelítjük a kívánt karakterisztikát. A szakaszok számát a megengedhető hiba határozza meg. A szükséges intervallumok meghatározása előtt definiálni kell, hogy mit értünk a hibán. Hibán a pontos és a közelítő törtkarakterisztika közötti, végkitérésre vonatkoztatott eltérést értjük.



12. ábra

Először határozzuk meg általánosságban a karakterisztika és a közelítő egyenes közti eltérést (Δ).

A függvény általános alakja a korábbiak szerint

$$X_{ki_p} = k X_{be}^z \quad (27)$$

ebből

$$R_n = \left(\frac{U}{U_{be_{m-1}}} - 1 \right) R_{n+1} = a_{m-1} R_{n+1} \quad (23)$$

Vezetéssel felírva:

$$Y_{n-1} = a_{m-1} Y_n \quad (24)$$

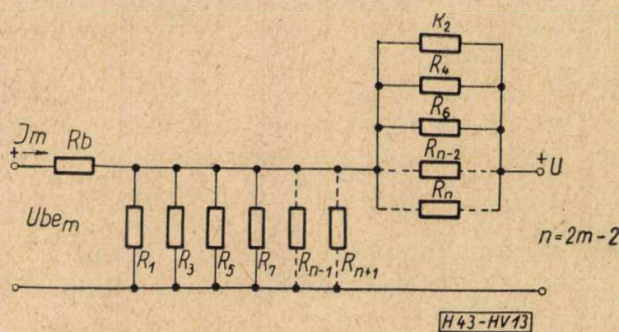
Az I_m áram pedig

$$I_m = \frac{\sum_{i=1}^{n+1} Y_i U_{be_m} - \sum_{i=1}^{\frac{n}{2}} Y_{2i} U}{R_b \left(\sum_{i=1}^{n+1} Y_i + Y_b \right)} \quad (25)$$

A (24) és (25) egyenletek segítségével az

A karakterisztikát közelítő egyenes a görbét két pontban metszi (14. ábra).

Az egyenes egyenlete tehát:



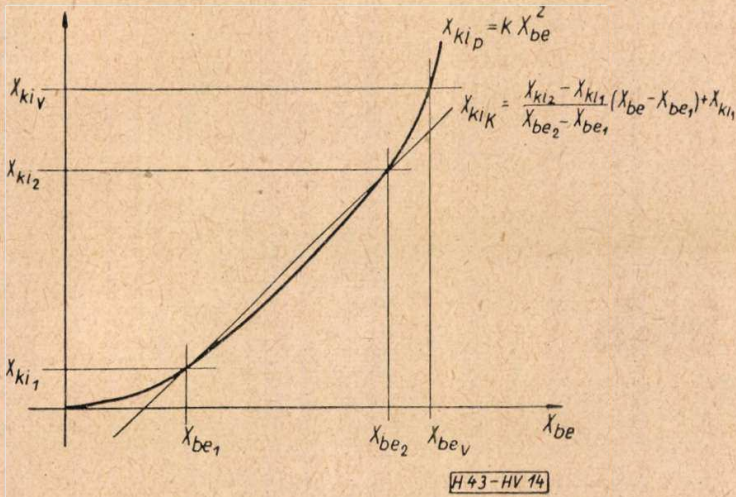
13. ábra

$$X_{ki_k} = \frac{X_{ki_2} - X_{ki_1}}{X_{be_2} - X_{be_1}} (X_{be} - X_{be_1}) + X_{ki_1} \quad (28)$$

A függvény és a függvényt közelítő egyenes metszéspontjaiban az alábbi összefüggések állnak fent:

$$X_{ki_1} = k X_{be_1}^z \quad (29)$$

$$X_{ki_2} = k X_{be_2}^z \quad (30)$$



14. ábra

A (29) és (30) összefüggéseket a (28) egyenletbe behelyettesítve kapjuk:

$$X_{ki_k} = \frac{k X_{be_2}^z - k X_{be_1}^z}{X_{be_2}^z - X_{be_1}^z} (X_{be} - X_{be_1}) + k X_{be_1}^z \quad (31)$$

A (27) és (31) egyenletekkel a Δ eltérés:

$$\begin{aligned} \Delta &= X_{ki_k} - X_{ki_p} = \\ &= \frac{k X_{be_2}^z - k X_{be_1}^z}{X_{be_2}^z - X_{be_1}^z} (X_{be} - X_{be_1}) + k X_{be_1}^z - k X_{be}^z \end{aligned} \quad (32)$$

A végkitérésre vonatkoztatott hiba

$$h = \frac{\Delta}{X_{ki_v}} = \frac{\Delta}{k X_{be_v}^z} = \frac{1}{X_{be_v}^z} \left[-X_{be}^z + \frac{X_{be_2}^z - X_{be_1}^z}{X_{be_2}^z - X_{be_1}^z} X_{be} - \frac{X_{be_2}^z X_{be_1} - X_{be_1}^z X_{be_2}}{X_{be_2}^z - X_{be_1}^z} \right] \quad (33)$$

A hiba egy szakaszon belüli maximumának helyét a hibafüggvény szélsőértékének vizsgálatával nyerjük:

A maximális hiba:

$$h_{max} = \frac{1}{X_{be_v}^z} \left[\left(\frac{X_{be_2}^z - X_{be_1}^z}{X_{be_2}^z - X_{be_1}^z} \right)^{z-1} \left(\frac{1}{z} \right)^{z-1} \left(1 - \frac{1}{z} \right) - \frac{X_{be_2}^z X_{be_1} - X_{be_1}^z X_{be_2}}{X_{be_2}^z - X_{be_1}^z} \right] \quad (35)$$

Az előbbieken nyert képletek segítségével a méretezés menete tetszőszerinti, 1-nél nagyobb hatványkitevő esetén az alábbi.

A (35) egyenlet egyes tényezői közül a következők az előírt feladathoz ismertek:

- h_{max} — a megengedhető maximális hiba,
- z — a közelíteni kívánt hatványfüggvény hatványkitevője,
- X_{be_v} — a közelíteni kívánt hatványfüggvény X_{be} -ben előforduló legnagyobb értéke.

A (35) egyenletben szereplő két változó X_{be_1} és X_{be_2} közül X_{be_1} -et első lépésnél zérussal vesszük egyenlőnek. Így a (35) egyenlet alapján az X_{be_2} meghatározható. Az eredményként kapott X_{be_2} a második szakasz kezdeti pontja, tehát a következő szakasz végpontjának számításánál az X_{be_1} helyébe helyettesítendő. A további szakaszok számítása az előbbieken szisztematikus alkalmazása útján történik.

Ily módon a z hatványkitevőjű hatványfüggvénynek az előírt feladathoz ismert tartományát megfelelő számú szakaszra bontottuk.

Az egyes szakaszok ismeretében a vonatkozási feszültséget leosztó $R_1, R_2, R_3, \dots, R_n, R_{n+1}$ osztóellenállások a (3), (9), (11), (14), (16), (19), (21), illetve egy általános szakasz esetében a (24) és (26) egyenletek segítségével számolhatók.

A korábbiak alapján az 1-nél nagyobb hatványkitevőjű hatványfüggvény közelítésének számítása elvégezhető.

Az átviteli karakterisztikának más függvény szerinti menete is megoldható más dióda-ellenállás kombinációs áramkörrel.

Ebben a vonatkozásban táblázatosan közlünk egy pár megoldást (15. ábra).

E megoldások analízise az előzőekben leírt kapcsolás analíziséhez hasonlóan végezhető el, s a méretezés menete is hasonló.

Ezen átviteli karakterisztikát befolyásoló kapcsolások felhasználási köre kiterjeszthető, ha a bemeneti jellemzőként alkalmazott egyenfeszültséget lineáris egyenirányítás útján nyerjük:

Befejezésül egy méretezési példa:

Az elméleti megfontolások alapján számításainkat kvadratikus átalakítóra hajtjuk végre.

A méretezésnél az alábbi kiinduló adatok állnak rendelkezésünkre.

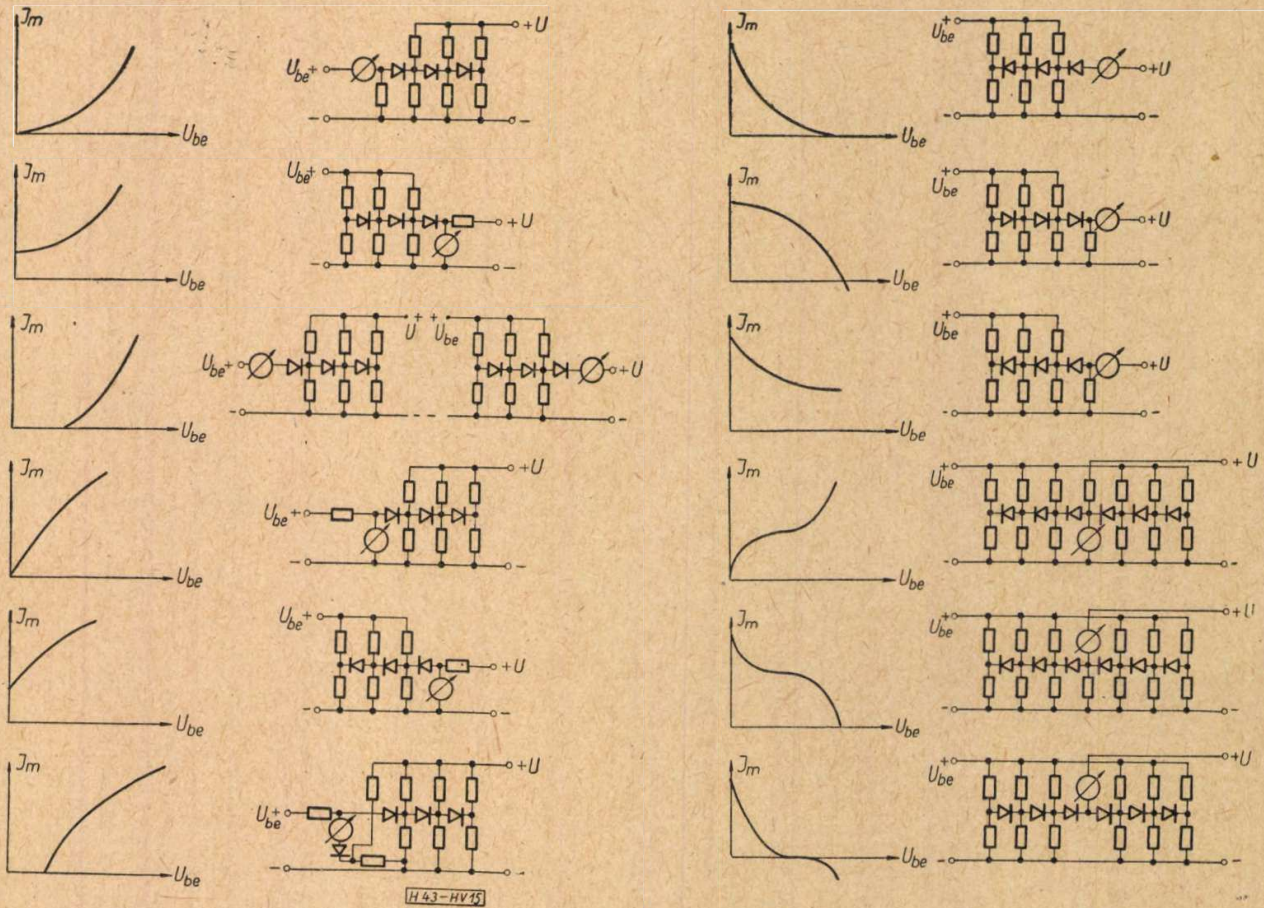
A hatványfüggvény hatványkitevője: $z = 2$
A maximális bemenőfeszültség: $X_{be_v} = U_{be_v} = 20 \text{ V}$

Rendelkezésünkre állnak a felhasználásra kerülő Deprez műszer adatai is.

A műszert végkitérésbe hozó áram: $X_{ki_v} = I_v = 150 \mu\text{A}$

A műszer belső ellenállása: $R_b = 1 \text{ k}\Omega$

A megengedett maximális hibát 2%-ra választjuk: $h_{max} = 2\%$.



15. ábra

Első lépésként a (35) egyenletbe a $z = 2$ értéket behelyettesítve, azt $(X_{be_2} - X_{be_1})$ -re megoldjuk. Így az alábbi egyenletet kapjuk:

$$(X_{be_2} - X_{be_1}) = 2 X_{be_v} \sqrt{h_{max}} = \text{const.}$$

A kapott eredményből látható, hogy kvadrátikus esetben a bemenőjel azonos nagyságú szakaszai esetén a szakaszhoz tartozó maximális hiba állandó.

A fenti adatokkal egy szakasz nagysága:

$$(X_{be_2} - X_{be_1}) = 2 \cdot 20 \cdot \sqrt{2} = 5,6568 \text{ V}$$

A hibák egyenlő eloszlása érdekében a bemenőjel egyes szakaszai legyenek egyelők. Mivel $X_{be_v} = U_{be_v} = 20 \text{ V}$, a bemenőjel egyes szakaszai hosszúságának célszerűen $(X_{be_2} - X_{be_1}) = 5 \text{ V}$ -t választunk. Ezzel a karakterisztika 4 részre oszlik. A szakasz hosszának 5 V-ra való felvétele a maximális hiba szempontjából kedvező, mert ezen értékhez kisebb maximális hiba tartozik, így egy bizonyos pontossági tartalékot nyerünk az előírtakhoz képest. A 16. ábrán az átvételi karakterisztikát látjuk megfelelő szakaszokra osztva.

A karakterisztika egyes szakaszainak kezdő és végpontjai:

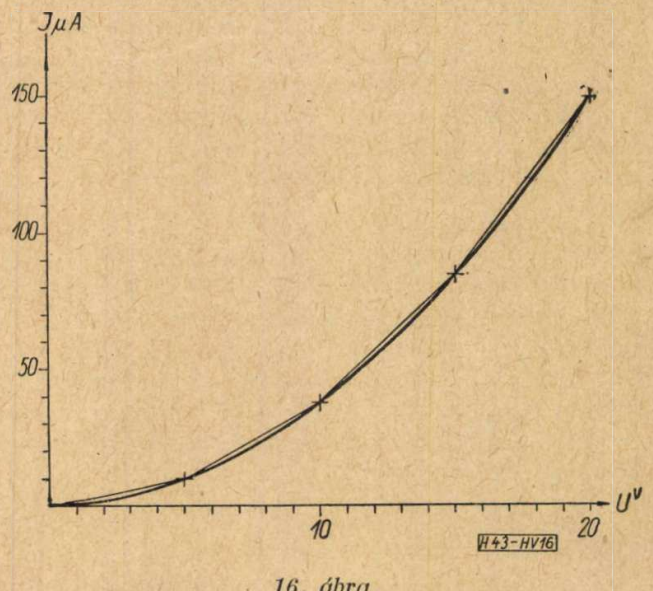
$U_{be0} = 0 \text{ V}$	$I_0 = 0 \mu\text{A}$
$U_{be1} = 5 \text{ V}$	$I_1 = 9,375 \mu\text{A}$
$U_{be2} = 10 \text{ V}$	$I_2 = 37,5 \mu\text{A}$

$U_{be3} = 15 \text{ V}$	$I_3 = 84,37 \mu\text{A}$
$U_{be4} = 20 \text{ V}$	$I_4 = 150 \mu\text{A}$

A vonatkozási feszültség legyen $U = 50 \text{ V}$.

A szakaszok ismeretében az osztó egyes ellenállásai, ill. vezetései számolhatók.

Az Y_1 a (7), az Y_2 a (11), az Y_3 a (9), az Y_4 a (16), az Y_5 a (14), az Y_6 a (21), az Y_7 a (19) egyenletből számolható.

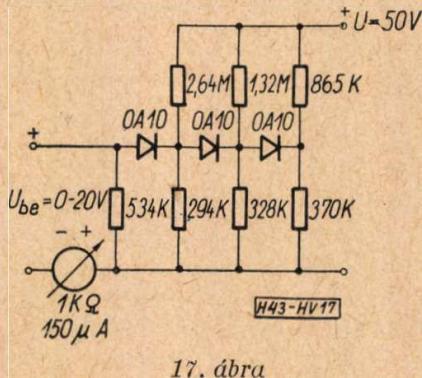


16. ábra

A fenti adatokkal az alábbi értékeket kapjuk:

$$\begin{array}{ll} Y_1 = 1,872 \mu\text{S} & R_1 = 0,534 \text{ M}\Omega \\ Y_2 = 0,378 \mu\text{S} & R_2 = 2,6441 \text{ M}\Omega \\ Y_3 = 3,4 \mu\text{S} & R_3 = 0,294 \text{ M}\Omega \\ Y_4 = 0,764 \mu\text{S} & R_4 = 1,32 \text{ M}\Omega \\ Y_5 = 3,056 \mu\text{S} & R_5 = 0,328 \text{ M}\Omega \\ Y_6 = 1,158 \mu\text{S} & R_6 = 0,865 \text{ M}\Omega \\ Y_7 = 2,7 \mu\text{S} & R_7 = 0,370 \text{ M}\Omega \end{array}$$

A kapcsolásban OA1C-es típusú diódákat alkalmazunk.



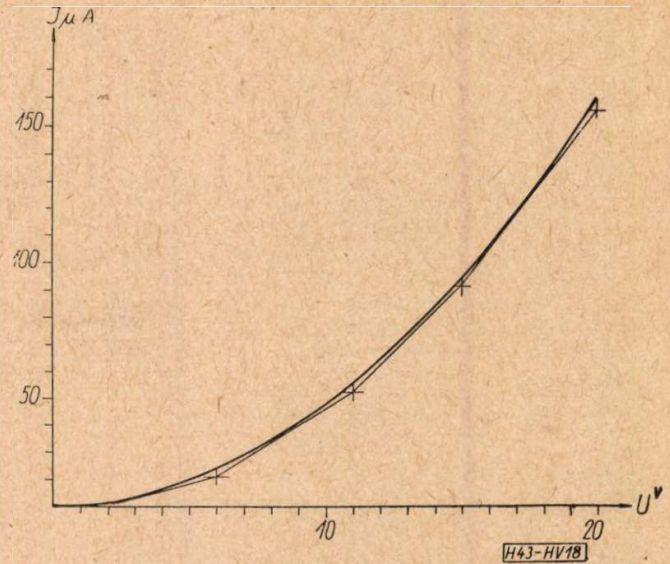
17. ábra

A 17. ábrán látható megépített kapcsolás vizsgálatokor a kívánt eredményt jó közelítéssel teljesítő karakterisztikát kapunk.

A 18. ábrán az előbbi kapcsolás mérési úton megállapított, valamint a számított karakterisztikája látható.

Az eredményül kapott közelítő karakterisztika töréspontjainak bizonyos mértékű elcsúszása tapasztalható. Ez a jelenség a diódáknak az ideális kapcsolótól eltérő tulajdonságaival magyarázható.

Az ideálistól eltérő kapcsolódiódákat már a számításnál is figyelembe vehetnénk, de ez a számolás alapjául szolgáló összefüggéseket áttekinthetetlené tenné. A gyakorlat szem-



18. ábra

pontjából járhatóbb út az ideális kapcsolódiódákkal való számolás és a kapcsolásnak mérési úton való ellenőrzése utáni helyesbítése, mely az egyes alkatrész toleranciája miatt különben is szükséges.

IRODALOM

1. C. A. A. Wess: Introduction to Electronic Analogue Computers. London Pergamon Press LTD. 1956.
2. T. D. Sylvon: Logarithmic Attenuators Using Silicon Junction Diodes. I. R. E. Trans CT-3 1956.
3. W. W. Soroke: Analog Methods in Computations and Simulation. Mc Graw—Hill, B. C. I. New York 1954.
4. R. F. Shea: Transistor Circuit Engineering. John Wiley, New York 1957.
5. J. W. Sauber: Square-Law Detector for RMS Voltages. Electronics, 1955 Nov.
6. G. Grimsdell: New Types of Germanium Diodes and their Circuit Applications. Electronic Engineering, 1958 Dec.
7. F. H. Lange: Korrelationselektronik. VEB Verlag Technik Berlin, 1959.

Mangán-cink ferritek

PATAKI BALÁZS
Vasipari Kutató Intézet

A cikk a magyar ferritkutatásnak a lágy ferritekkel kapcsolatban elért eredményeivel foglalkozik. Ismerteti a különböző tényezőknek a mágneses tulajdonságokra gyakorolt hatását. Az elektronmikroszkópos vizsgálatok és a mágneses jellemzők mért értékei bizonyítják, hogy sikerült a legjobbnak elismert külföldi anyagokkal egyenértékű Mn-Zn ferriteket előállítani.

A ferriteket alkalmazásuk és tulajdonságaik szempontjából az alábbi csoportokba sorolhatjuk:

1. Lágymágneses ferritek.
2. Négyzetes hiszterézisgörbéjű ferritek.
3. Mikrohullámú ferritek.
4. Kemény mágneses ferritek.
5. Magnetostrikiós ferritek.

A Vasipari Kutató Intézetben végzett kísérletek alapján a lágymágneses ferritek üzemi gyártásban vannak (4). A négyzetes hiszterézisgörbéjű ferritek félüzemi gyártása folyamatban van. A mikrohullámú ferritek terén laboratóriumi kísérleteink számottevő eredményre vezettek.

A lágymágneses ferriteket feloszthatjuk továbbá összetételük szerint. A különböző összetételű lágymágneses ferrittípusok közül elsősorban a mangán-cink alapú ferritek terjedtek el, továbbá a nikkél-cink alapú ferritek. Közepes és kis frekvencia tartományban, 1 MHz-ig a mangán-cink ferritek ma a legáltalánosabban használt ferritanyagok. Ezen frekvenciatartományban ugyanis előnyösebb tulajdonságokkal rendelkeznek, mint a Ni-Zn ferritek. Közel azonos kezdőpermeabilitású típusok esetén is a Mn-Zn ferriteknek nagyobb a telítése, a Curie hőfoka, kisebbek a veszteségei és a kezdőpermeabilitás hőfoktényezője, továbbá a hiszterézis vesztesége is kedvezőbb, mint a Ni-Zn ferriteké. A kis hiszterézisveszteség különösen az átviteltechnikában a torzítások alacsony értékén tartása érdekében, a

kezdőpermeabilitás kis hőfoktényezője pedig szűrőköröknél lényeges követelmény. Ezenkívül nagyobb kezdőpermeabilitást lehet Mn-Zn ferritekkel elérni, mint Ni-Zn ferritekkel. Összefoglalva a Mn-Zn ferritek előnyeit:

1. Kis frekvenciás alkalmazások esetén előnyösebbek a mágneses tulajdonságaik.

2. A mangánoxid mint alapanyag nem számít hiánycikknek, mint pl. a NiO és teljesen hazai alapanyagokból készíthető.

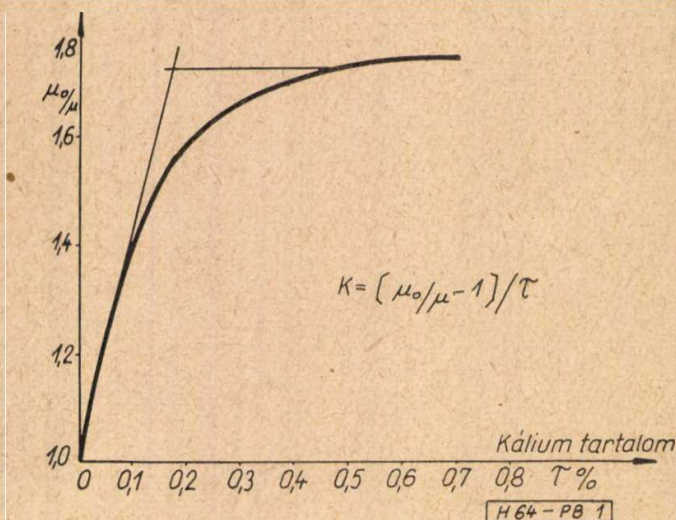
A Mn-Zn ferritek előállításának főbb lépései általában megegyeznek az elterjedt és irodalomból is ismert ferrit gyártási módszerekkel [2], [4]. Tulajdonságaikat azonban döntő mértékben befolyásolja az alapanyagok minősége, tisztasága és szemcsefinomsága, a keverék összetétele és a végső zsugorítás hőmérséklete és atmoszférája, melyekkel a következőkben részletesen foglalkozunk.

Mint egyéb nagy permeabilitású lágymágneses anyagokhoz, úgy az átviteltechnikai célokra szolgáló nagy permeabilitású ferritek előállításához is nagy tisztaságú alapanyagokra van szükség. A hazai alapanyag szabványok (KGMSZ 627 571-73) a főalkotók arányát 99—99,8%-ban állapítja meg. A szennyezőket pedig nagy permeabilitású ferrit nyersanyagoknál egyenként 0,05% alatt határolja. Különösen veszélyesek az alkáliák, ahol a határ 0,01%. Az alacsonyabb permeabilitású, kommerciális ferritekhez, ahol a követelmények mágneses szempontból is enyhébbek, kevésbé szigorú előírásokat támasztanak az alapanyagokkal szemben. Külföldi előírások is 99,6%-ra adják meg a főalkotó arányát a ferritgyártási alapanyagokban [2]. A szennyezések ugyanis csökkentik a kezdőpermeabilitást, károsan befolyásolják a veszteségeket, mégpedig kezdetben rohamos mértékben. Guillaud vizsgálatai szerint pl. a káliumtartalom hatását mutatja az 1. ábra [1], ahol μ_0 a spektrál tisztaságú kiindulóanyag kezdőpermeabilitása, μ pedig a különböző káliumtartalmú daraboké. Látható, hogy a káliumszennyezés növelésével kezdetben rohamosan csökken a kezdőpermeabilitás. A szennyezés oldódik a kristályrácsban és belső torzulásokat okoz, növeli a kristályanizotrópiát. Ezzel magyarázható a kezdeti meredek szakasz. A többi szennyezőre is hasonló eredmény adódik. Ha a görbe meredek kezdeti részének iránytangensét képezzük és azt k -val jelöljük:

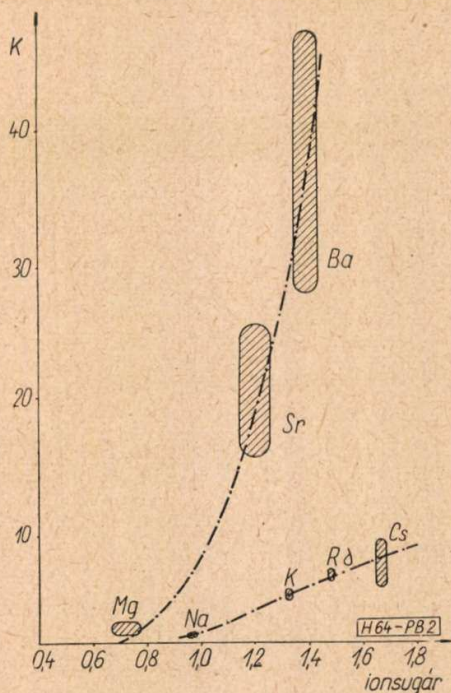
$$k = [\mu_0/\mu - 1]/\tau$$

Ezen érték jellemző az egyes szennyezők káros hatására. A k értékét különböző ionrádiuszú fémekre a 2. ábra tartalmazza, Guillaud szerint.

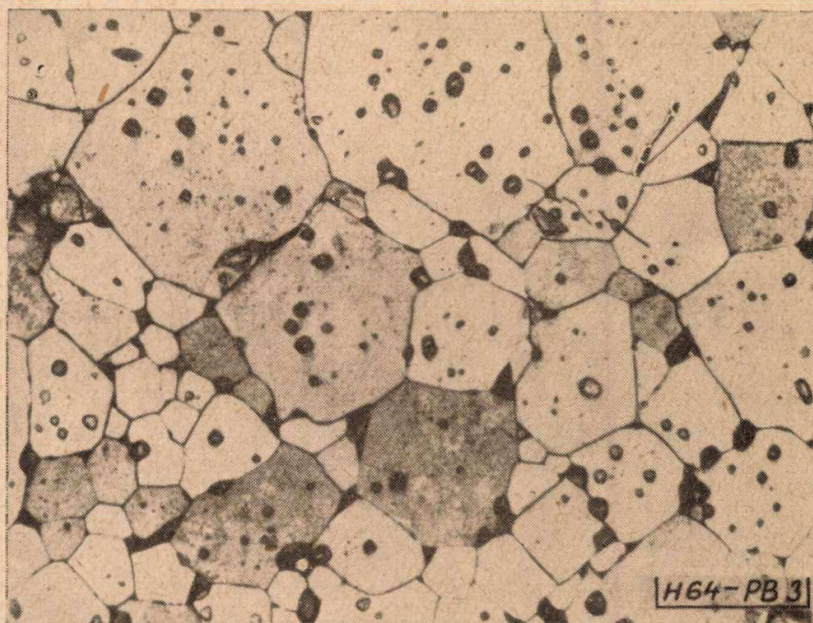
Az oldhatósági határ felett, az 1. ábrán a könnyök pont után a szennyezések a kristallitok határfelületeire válnak ki, ill. zárványokat okoz-



1. ábra. Kálium szennyezés hatása a kezdőpermeabilitásra [1]



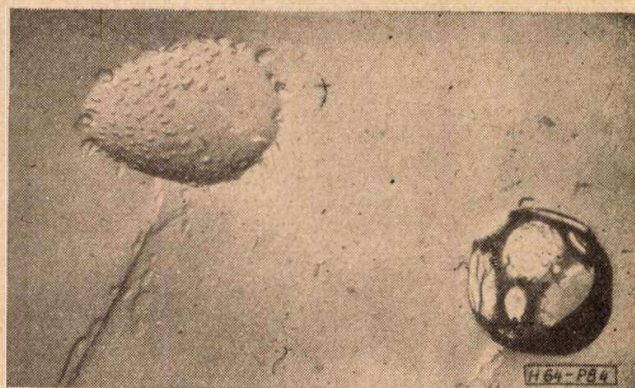
2. ábra. Szennyezők hatása a kezdőpermeabilitásra [1]



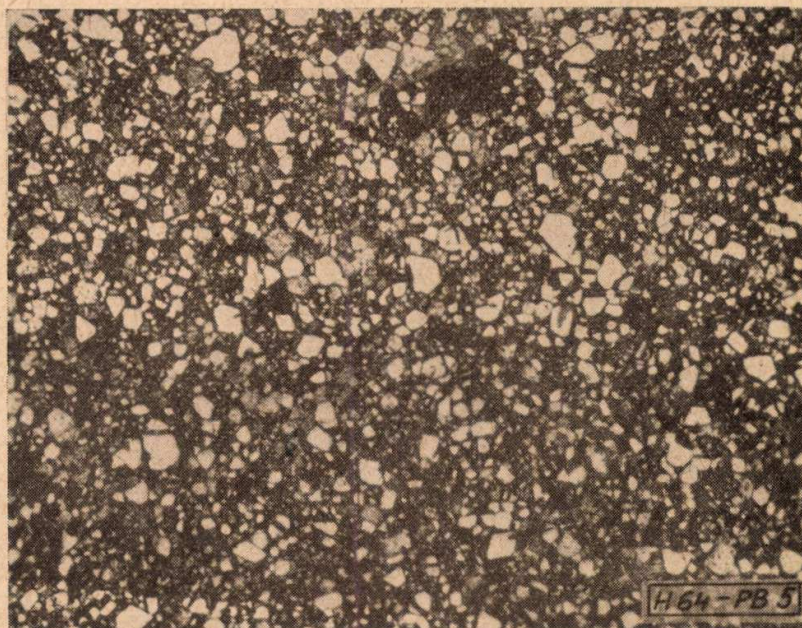
3. ábra. M 850 jelű ferrit síkcsiszolata, 350 x-es nagyítás. A felvétel a Híradástechnikai Anyagok Gyárában készült.

nak. A kezdőpermeabilitás csökkenése növekvő szennyezéstartalom esetén itt már nem olyan nagymértékű. Hasonló a helyzet, ha egyszerre több szennyező van jelen. Ily módon magyarázható az a megfigyelés, hogy egy nagy kezdőpermeabilitást biztosító összetételű ferrit, melynek permeabilitását a gyártási körülmények és a benne levő szennyezők már lerontották az eredetileg elérhető érték harmadára, esetleg ötödére, kevésbé kényes nagyobb mennyiségű szennyezésre. A képződő zárványok és idegen fázisok a kristallitok határfelületein jól megfigyelhetők a technikai alapanyagokból készült M 850 jelű ferritről készült síkcsiszolaton (3. ábra.). Az anyag kezdőpermeabilitása: 850. A kristallitok belsejében zárványok láthatók. Ugyanezen anyag töretéről készült 10 000 x-es nagyítású elektronmikroszkópiai felvételen egy zárvány és a szemcsehatárra kirakódó idegen fázis megfigyelhető (4. ábra).

Az 5. ábra a Vasipari Kutató Intézetben kidolgozott M 1100 jelű ferrittípus síkcsiszolata 350x-es nagyításban. Az anyag mágneses tulajdonságait, összehasonlítva az M 850 és Siemens 1100 N 22 típusokkal az 1. táblázat tartalmazza. Bár az M 850 és 1100 N jelű anyagok összetétele közel azonos, szembeötlő a lényegesen kisebb szemcseméret. A kis szemcse nagyság megnehezíti a síkcsiszolat készítését, mivel az egyes szemcsék közti kohézió Mn-Zn ferriteknél kicsi. Ezért a szemcsék kitöredeznek a csiszolatkészítés során. Ugyanezen mintáról készült 10 800 x-es nagyítású elektronmikroszkópiai felvételen a



5. ábra. M 850 jelű ferritminta elektronmikroszkópiai töretfelvétele. 10000 x-es nagyítás. A felvételt az MTA Műszaki Fizikai Kutató Intézet Mikromorfológiai O. készítette.



5. ábra. M 1100 jelű anyag síkcsiszolata, 350 x-es nagyítás. A felvétel a Híradástechnikai Anyagok Gyárában készült.

1. táblázat

Jele	μ_0 $\pm 20\%$	$\frac{\text{tg } \delta}{\mu_0} \cdot 10^6$			$(h/\mu_0^2) \cdot 10^3$	$\text{TK}_\mu \cdot 10^6$
		1	10	50 100		
M 850	850	2,5	7,5	13	3—5	3,5—5
M 1100	1250	1	2,3	7 11	0,7	1,5
Siemens 1100 N22	1250	2	3	7 11	2	2

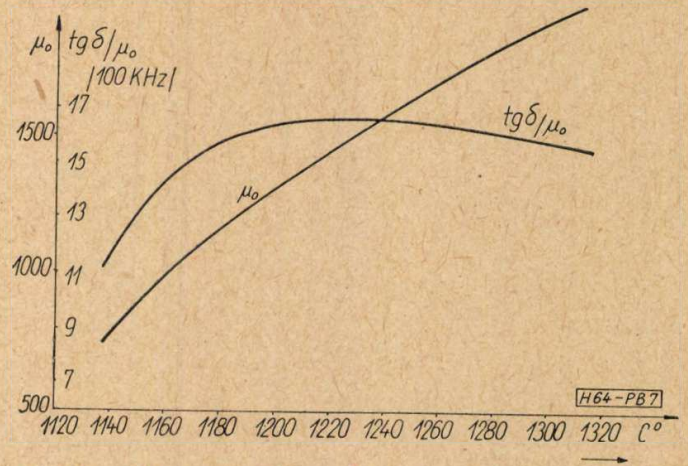
krisztallitok felépítése látható (6. ábra). Zárványok és idegen fázisok nem láthatók, a kiinduló alapanyagok lényegesen tisztábbak, mint az M 850 jelű típusnál.

A szennyezések mellett jelentős szerepe van az alapanyagok szemcsefinomságának és aktivitásának is. Az alapanyagok szemcsefinomságának, megfelelő mágneses eredmények eléréséhez, 1μ alatt kell lennie. Az előállítási technológia egyes lépései, mint pl. az őrlés ideje, izzítás hőfoka, az alapanyagok szemcsenagyságától függenek. Megfelelő aktivitású alapanyagokkal a végső izzítás hőfoka lényegesen csökkenthető, ami a veszteségek kedvező alakulásához vezet, mint azt a 7. ábrán láthatjuk M 1100 típusú anyag esetében.

Az összetétel hatása: Az alapanyagok tulajdonságain kívül a legfontosabb a keverék összetétele. A hőkezelési adatok változtatásával a kezdőpermeabilitás bizonyos határokon belül növelhető, azonban adott összetételnél számottevően befolyásolni nem lehet. Guillaud adatai szerint a kezdőpermeabilitás és a hőfoktényező nagymértékben változik az összetétellel és éles optimumot mutat. A 8. ábrán látható a kezdőpermeabilitás változása az Fe_2O_3 és MnO tartalom függvényében, spektrál tisztaságú kiinduló alapanyagok esetében. Látható, hogy az összetételt nagy pontossággal kell betartani, különösen nagy permeabilitású anyagoknál, különben a reprodukálhatóság nehézségekbe ütközik. A 9. ábrán a kezdőpermeabilitás hőfok-



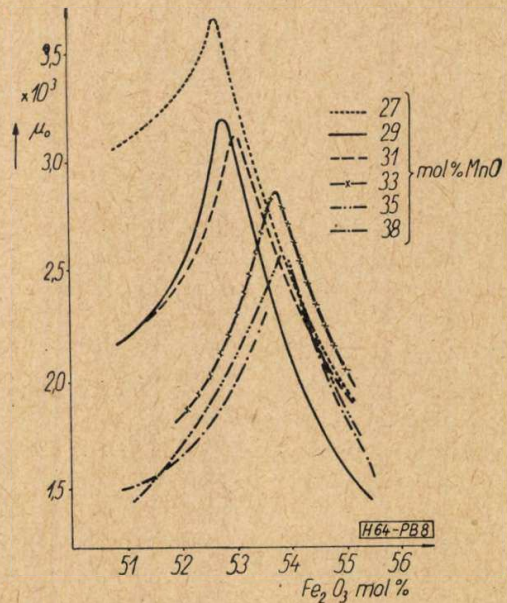
6. ábra. M 1100 jelű anyag elektronmikroszkópia töretfelvétele. 10800 x-os nagyítás. A felvételt az MTA Műszaki Fizikai Kutató Intézet Mikromorfológiai O. készítette.



7. ábra. Mágneses jellemzők változása a zsugorítási hőfok függvényében.

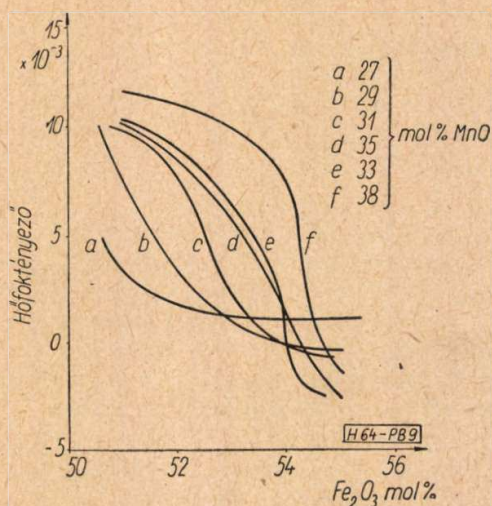
tényezőjének változása látható az összetétel függvényében. Negatív hőfoktényező 54 mol% Fe_2O_3 tartalmú összetételeknél jelentkezik, vagyis kellő mennyiségű ferroferrit képződése esetén, melynek mint ismeretes, negatív hőfoktényezője van.

A Mn-Zn ferritek tulajdonságait nagymértékben befolyásolják a végső zsugorítás körülményei, különösen a lehűtés atmoszférája. Az MnO ugyanis nem stabil és lehűlés közben

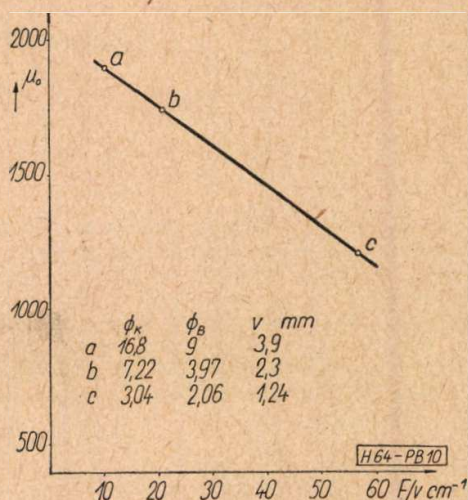


8. ábra. Kezdőpermeabilitás változása az összetétel függvényében [1]

feloxidálódik. Különösen a 600—1000 C° közti hőmérsékleti intervallum veszélyes ebből a szempontból. Levegőn történő izzításnál a mangán oxidációját csökkenteni lehet az izzított darabok porozitásának csökkentésével és a lehűtés sebességének növelésével. Ennek azonban határt szabnak a belső feszültségek és a keletkező hajszálrepedések. Oxidáló közegben való lehűtés során ugyanis külön Mn_3O_4 fázis keletkezik, ami rontja a mágneses tulajdonságokat, különösen a hiszterézis veszteséget növeli. A lehűlés közbeni oxidáció mértéke függ a darab felület



9. ábra. Kezdőpermeabilitás hőfoktényezőjének változása az összetétel függvényében (1)



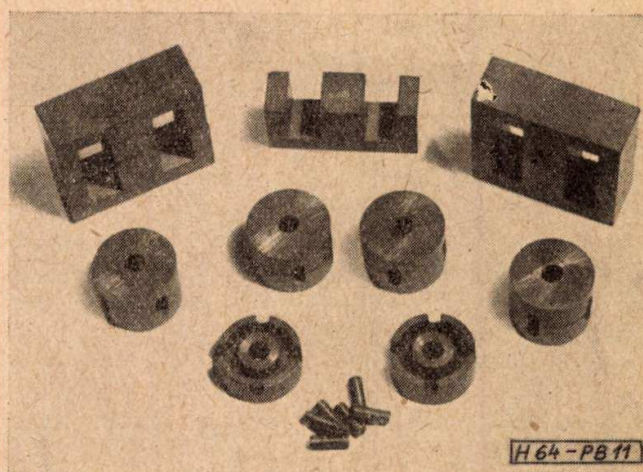
10. ábra. Felület-térfogat arány befolyása a kezdőpermeabilitásra.

és térfogat arányától. A 10. ábra azonos anyagból készült különböző méretű gyűrűk permeabilitásának csökkenését mutatja a felület/térfogat arány függvényében.

Az oxigén helyes mennyiségének a megválasztása a legfontosabb, de egyben a legnehezebb technológiai feladat. Gyakorlatban úgy oldják meg, hogy a hűtést vákuumban vagy semleges gázatmoszférában végzik, biztosítva, hogy a semleges gáz, legtöbbször nitrogén csupán 0,001%-nyi oxigént tartalmazzon, ami megfelel $5 \cdot 10^{-2}$ Hgmm vákuumnak [2]. Nagy kezdeti permeabilitású ferritek gyártásának előfeltétele az Fe_2O_3 kisfokú redukciója, amit az FeO tartalom százalékában szokás kifejezni. Redukció fokának a Mn-Zn ferritek kezdőpermeabilitására gyakorolt hatását már Snoek észlelte és a ferritek és az Fe_3O_4 magnetosztatikus kölcsönös kompenzálásával magyarázta [3]. A redukció kívánt fokát legpontosabban vákuumban történő zsugorítással érhetjük el. Ily módon a Szovjetunióban 6000-es kezdőpermeabilitású ferriteket is gyártanak.

A Vasipari Kutató Intézetben kidolgozott M 1100 jelű típus tulajdonságait összehasonlítva a Siemens 1100 N 22 típusal (1. táblázat), látható, hogy a hazai típus hiszterézis tényezője és hőmérsékleti együtthatója alacsonyabb. Többi tulajdonságában egyenértékű a külföldi típusal. A 11. ábrán 1100 N anyagból készült alkatrészeket láthatunk.

Összefoglalva, nagy permeabilitású Mn-Zn ferritek előállításához megfelelő aktivitású és nagy tisztaságú alapanyagokra van szükség. Az összetételt a reprodukálhatóság miatt nagy



11. ábra. A Vasipari Kutató Intézetben készített alkatrészek M 1100 jelű anyagból.

pontossággal kell betartani és állandóan ellenőrizni. Végül a lehűtés során a mangán oxidációját tisztított védőgáz vagy vákuum alkalmazásával meg kell akadályozni.

IRODALOM

1. C. Guillaud : The Properties of Mn-Zn ferrites and the Physical Processes Governing them. Proc. of the Inst. E. E. 1957. Part B. N. 5. 165—173 o.
2. C. Heck : Einfluss der Glühgase auf die magnetischen Eigenschaften der Ferrite. Archiv für das Eisenhüttenwesen. 1958. N. 8. 459—504 o.
3. J. L. Snoek : Neuentwicklung von ferromagnetischen Werkstoffen. VEB Verlag Technik Berlin.
4. Pataky B. : Lágymágneses ferritek. Magyar Híradástechnika, 1958. 1. sz.

Haladóhullámú erősítők

BERCELI TIBOR

a műszaki tudományok kandidátusa
Távközlési Kutató Intézet

A szerző a dolgozatban először nagytávolságú átvitelre alkalmas, szélessávú mikrohullámú berendezés haladóhullámú végerősítőjét ismerteti. Rövid áttekintést ad a haladóhullámú végerősítő felépítéséről és foglalkozik az AM-PM átalakítás és a vizometrikus jel/zaj viszony problémáival. Ezután röviden beszámol két különböző típusú haladóhullámú mérőerősítőről, melyek hordozható kivitelben készültek. Ismerteti a helix-csatoló új, optimális méretezését, amelynél figyelembe vette a helix-csatoló árnyékolásának a hatását is. Így a csatoló helix méreteire olyan értékeket kapott, amelyek a kísérleti eredményekhez az eddigieknél közelebb állanak. Végül néhány kísérleti eredményt közöl.

Ebben a dolgozatban először nagytávolságú átvitelre alkalmas, szélessávú mikrohullámú berendezés haladóhullámú végerősítőjének problémáival fogunk foglalkozni, majd mérési célokra kifejlesztett haladóhullámú erősítőkről számolunk be röviden, végül helix-csatoló* új optimális méretezését kívánjuk ismertetni.

A dolgozatban a Távközlési Kutató Intézet 1-es részlegében végzett munkánk eredményeit használtuk fel. Az alkalmazott haladóhullámú csöveket az Intézet 2-es laboratóriumának munkatársai fejlesztették ki az ezekben levő helix-csatolókkal együtt.

Haladóhullámú végerősítő szélessávú mikrohullámú berendezéshez

Először vázlatosan ismertetjük a szélessávú mikrohullámú berendezést és ezután térünk rá az ebben alkalmazott haladóhullámú végerősítő problémáira. A szélessávú mikrohullámú berendezés egy mikrohullámú csatornáján televízió műsor továbbítása lehetséges 2500 km távolságra. A berendezés 4000 MHz-es sávban működik.

Az adó végállomás felépítése vázlatosan a következő:

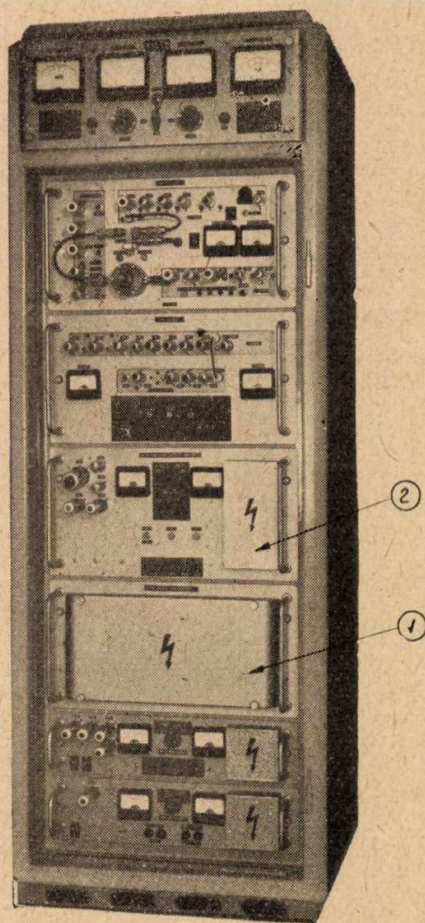
A modulátor 70 MHz-es vivőhullám frekvenciáját az átviendő jellel modulálja, a középfrekvenciás fokozatok a frekvenciamodulált jelet a kívánt szintre erősítik és limitálják, az adókeverő a középfrekvenciás jelet mikrohullámra traszponálja, a mikrohullámú jelet a haladóhullámú erősítő felerősíti és az antenna kisugározza.

A vevő végállomás felépítése vázlatosan a következő:

Az antenna a jelet felfogja, a vevőkeverő 70 MHz-es középfrekvenciára traszponálja, a középfrekvenciás erősítő a kívánt szintre erősíti és a demodulátor a frekvenciamodulált jelet demodulálja.

Több mikrohullámú csatorna egyidejű működtetéséhez az adó-oldalon az antenna előtt, a vevő-oldalon pedig az antenna után még a mikrohullámú csatornákat szétválasztó szűrőváltó közbeiktatása szükséges. Egy ismétlőállomás az adó és a vevő végállomás egységeit tartalmazza a modulátor és a demodulátor fokozatok kivételével.

Az 1. ábrán egy ismétlőállomás szekrénye látható, amely egy mikrohullámú csatorna átviteléhez szükséges minden áramkört tartalmaz, beleértve a vevő és az adó szűrőváltókat is. A képen csak az elektronikus fokozatok láthatók, a csőtápvonalas szerelvények a szekrény belsejében vannak elhelyezve. A haladóhullámú erősítőfokozat az 1-gyel és a 2-vel jelzett 300 mm magas fiókokban foglal helyet. A haladóhullámú erősítőfokozat részegységei a követ-



H 77-BT1

1. ábra Szélessávú mikrohullámú összeköttetés ismétlőállomási szekrénye

* Szerző az angol műszaki irodalomban alkalmazott megnevezést használja ugyanarra az elektródára, amit Valkó I. P. és Gál J. spirál-nak nevez. (M. Híradástechnika, X. évf. 4. sz. 138. old.) Kérjük olvasóink hozzászólását a helyes magyar megnevezés kialakításához. Szerk.

kezők: HO2 típusú haladóhullámú cső, nagyfeszültségű tápegység, fókuszáló mágnes, állítható átmenet, késleltető és védőáramkörök, hűtőventillátor és kimenő teljesítmény indikátor.

Néhány megjegyzést teszünk a haladóhullámú erősítő csatolásának megválasztásáról. A haladóhullámú erősítő csatolása alapvetően kétféleképpen lehetséges: csőtápvonalas vagy helix-csatolóval. Mindkét megoldásnak vannak előnyei és hátrányai is. A helix-csatoló előnye a csőtápvonalas csatolóval összehasonlítva, hogy a sávzsélessége igen nagy, több mint egy oktáv, frekvenciaváltásnál tehát állítani nem kell; méretei kicsik és az energia vezetéséhez vékony kábelek használhatók. Így az energia vezetéséhez nincs szükség a haladóhullámú erősítő be- és kicsatolásánál nagy helyre, ami különösen permanens mágnesek esetében kedvező. A csatlakozás a berendezés csőtápvonalas részeihez hajlékony kábelek alkalmazásával könnyen megoldható. A helix-csatolók hátránya viszont, hogy állóhullámarányuk és veszteségük kissé nagy. Az illesztés azonban javítható a csőtápvonalban elhelyezett illesztő elemekkel. Az elmondottakat figyelembe véve választottunk a szélessávú berendezésben való alkalmazásra HO2 típusú haladóhullámú csövet. Ebben az energia csatolására helix-csatolók, az energia vezetésére pedig vékony koaxiális kábelek szolgálnak.

A HO2 típusú haladóhullámú cső egyenáramú beállítása olyan, hogy a gyorsító anód van a legnagyobb feszültségen, a helix feszültsége ennél kisebb. Így a gyorsító anód és a helix között úgynevezett ioncsapda alakul ki; az elektromos térerősség iránya a gyorsító anódról a helix felé mutat. A helix belsejében a nagysebességű elektronnyaláb által gerjesztett ionok tehát nem jutnak el a katódra, s így a katód élettartama jelentősen megnő. A kollektor feszültsége lényegesen kisebb, mint a helix feszültsége. Ezáltal a cső egyenáramú határfoka jelentősen javul és csökken a kollektor disszipációja, ami a hűtés szempontjából kedvező. A kollektor üreges kiképzése pedig megakadályozza a szekunder elektronoknak a kollektor teréből való kijutását.

A nagyfeszültségű tápegység a fent vázolt egyenáramú beállítás elvégzését teszi lehetővé. A kollektorfeszültség sem stabilizálva, sem jelentősen szűrve nincsen, mivel az elektronnyaláb és a nagyfrekvenciás tér közötti kölcsönhatást a kollektor feszültsége nem befolyásolja. A gyorsító anód és a helix feszültségét közös, nagystabilitású tápegység szolgáltatja. A kapcsolás olyan, hogy a feszültségek tetszőleges értékre való beállításakor a gyorsító anód-feszültsége mindig nagyobb a helix feszültségénél, tehát az ioncsapda kialakulása mindig biztosítva van.

Az elektronnyaláb fókuszálására permanens mágnes szolgál. Ez ALNICO-V összetételű mág-

nesrudakból áll és 210 mm hossz 550 Gauss erősségű mágneses teret létesít. A nyaláb fókuszálásához homogén tengelyirányú mágneses tér szükséges. A mágneses tér sugárirányú összetevője a tengely környezetében tapasztalunk szerint maximálisan 3 Gauss lehet. Ennek a követelménynek a kielégítését, a mágnesben elhelyezett homogenizáló tárcsaszorral biztosítjuk. A mágnes két végén egy-egy állító szerkezet van, melyek segítségével a haladóhullámú csövet a mágnesben megfelelő helyzetbe állíthatjuk.

A haladóhullámú cső bevezető és kivezető kábelei a berendezés csőtápvonalas részeihez állítható átmenettel csatlakoznak. A haladóhullámú cső bemeneti és kimeneti állóhullámaránya a koaxiális csatlakozón mérve 2 alatt van. A haladóhullámú erősítőnek a csőtápvonalas részekhez való illesztését az átmenet állításával javítjuk. Ezáltal a csőtápvonalban a haladóhullámú erősítő felé nézve mért állóhullámarány 1,3 alá kerül az átviteli sávban. Az illesztést még tovább javítja a bementi és a kimeneti csőtápvonalban elhelyezett egy-egy ferrit izolátor.

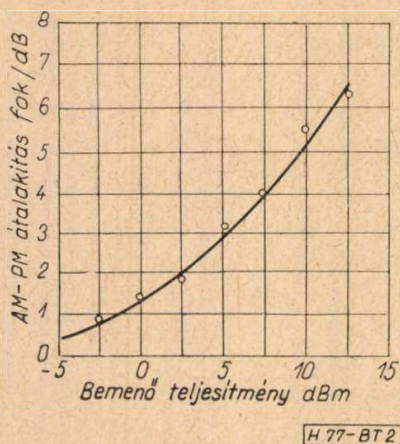
A késleltető áramkör, elsősorban a haladóhullámú cső védelme céljából, a fűtőfeszültség bekapcsolása után 1,5 perccel késleltetve kapcsolja be a nagyfeszültséget. A védőáramkörök 2,5 mA-nél nagyobb helix áram esetén, vagy a hűtés kimaradása esetén lekapcsolják a nagyfeszültséget. A haladóhullámú cső kollektorát ventillátor hűti, mely a kollektor hőmérsékletét 70 W disszipáció esetén 100 C° hőmérsékleten tartja 20 C° környezeti hőmérséklet mellett. A kimenő-teljesítményindikátor a haladóhullámú cső kimenetén figyeli a jel szintjét és annak adott érték alá csökkenése esetén riaszt.

A kifejlesztett haladóhullámú végerősítő fokozat főbb jellemzői a következők: Üzemi bemenőszint 5 mW. Az erősítés ilyen szinten 28 dB. Az üzemi kimenőszint tehát 3 W. A telítési kimenőteli teljesítmény 5 W felett, a zajtényező 30 dB alatt van.

Megvizsgáltuk a haladóhullámú erősítő AM-PM átalakításának mértékét. Az AM-PM átalakítás fogalma azt fejezi ki, hogy az erősítő bemenetére adott jel amplitudójának változása változást idéz elő a kimeneti jel fázisában. E jelenségnek frekvencimodulált jelek átvitele esetén nagy jelentősége van, mivel az átvitt jel amplitudó-ingadozásai az AM-PM átalakítás révén torzítást okoznak.

Az AM-PM átalakítás vizsgálatát intermodulációs méréssel végeztük. Az erősítő bemenetére egyidejűleg két jelet adtunk. A két jel szintje 30 dB-lel, frekvenciájuk 100 MHz-cel különbözött. A kimeneten az AM-PM átalakítás következtében három jelet találtunk. Megmértük ezek szintjét. Ennek ismeretében az AM-PM átalakítást a következő képlet adja meg:

$$\frac{\Delta\theta}{\Delta P} = 13,2 \left[S_1^2 - \frac{1}{4} (1 + S_1^2 - S_2^2)^2 \right]^{1/2} \text{ fok/dB (1)}$$



2. ábra. AM-PM átalakítás a bemenő teljesítmény függvényében

ahol S_1 a 30 dB-lel kisebb szintű jel relatív amplitúdója a kimeneten és S_2 a kimeneten jelentkező új jel relatív amplitúdója.

A haladóhullámú erősítő AM-PM átalakítási tényezője függ az erősítő kivezrlésétől. Az AM-PM átalakítási tényezőnek a bemenő teljesítménytől való függését méréseink alapján a 2. ábra mutatja. A haladóhullámú erősítőt televízió átvitel esetén a 2. ábra alapján 5 mW szintű bemenőjellel vezéreljük ki.

Jelentős problémát okozott a haladóhullámú erősítő zajminimumra állítása. A mikrohullámú összeköttetésekre vonatkozó régebbi CCIR ajánlások televízió jelek frekvenciamodulált átvitele esetén külön előírást adtak az úgynevezett háromszög zajra és a fehér zajra. Ezeknek az előírásoknak a teljesítése nem követelte meg a haladóhullámú erősítő különleges utánállítását. A CMTT 1958 októberi Monte Carlóban tartott ülése új ajánlásokat fogadott el, mely szerint televízió átvitel esetén a zajt vizometrikusan súlyozva kell mérni. A CMTT említett ülésének a vizometrikusan mért zajra vonatkozó előírása bizonyos fokig szigorúbb, mint az ezt megelőző előírások, mégpedig az interferenciák, a gerjedések és a fehér zaj tekintetében. Az új előírások teljesítéséhez szükségessé vált a haladóhullámú erősítőnek zajminimumra állítása.

A haladóhullámú erősítő zajminimumra állítását a következőképpen végeztük. A haladóhullámú erősítőt először nem iktattuk be a berendezésbe, hanem ennek helyén kábellel áthidalást létesítettünk. Megmértük ily módon egy átviteli szakaszon a jel/zaj értéket, mely 70 dB volt. A zajt vizometrikus súlyozással kvadratikus csővoltmérővel mértük. Ezután a haladóhullámú erősítőt beiktattuk az összeköttetésbe és a vevőszintet az előbbivel azonosra állítottuk. Ekkor a jel/zaj viszony legfeljebb 0,5 dB-lel csökkenhetett. Ehhez elsősorban a haladóhullámú csőnek a mágnesben elfoglalt helyzetét kellett változtatni. Majd a cső elektródáinak feszültségét kellett a zajminimumnak megfelelően beállítani. A zaj különösen nagymértékben függ a haladóhullámú csőnek a

mágnesben elfoglalt helyzetétől, továbbá erősen függ a terelő elektróda feszültségétől és kevésbé a helix feszültségétől.

Haladóhullámú mérőerősítők

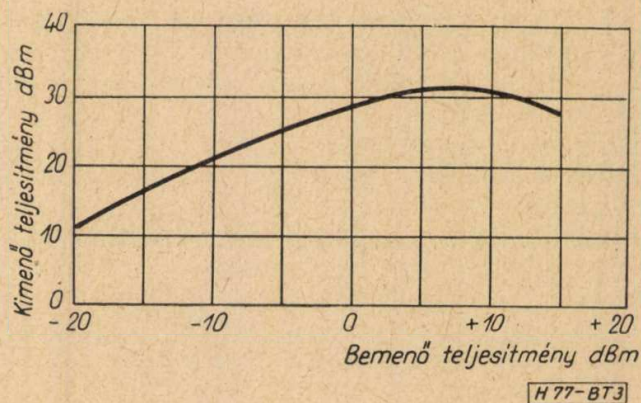
A következőkben mérési célokra kifejlesztett haladóhullámú erősítőkről számolunk be röviden. Ezek a mérőerősítők dobozba szerelve, hordozható kivitelben készültek el.

Két különböző típusú haladóhullámú mérőerősítő készült. Az egyik típus az 1500—3000 MHz frekvenciasávban használható. Ebben HO1 típusú haladóhullámú csövet alkalmaztunk. Az erősítés az egész sávban 25 dB felett van, a telítési teljesítmény legalább 1 W. Az elektronnyaláb fókuszálásához 700 Gauss erősségű mágneses tér szükséges. Ezt a térerősséget elektromágnessel hozzuk létre. A helix és a kollektor 1000 V körüli feszültségét közös stabilizátor-fokozat szolgáltatja, a gyorsító anód 500 V körüli feszültségét pedig egy, az előbbitől függetlenül szabályozható stabilizátorfokozat adja. A késleltető áramkör a mérőerősítő bekapcsolása után 1,5 perccel késleltetve kapcsolja a nagyfeszültséget. A védőáramkör pedig 2,5 mA-nál nagyobb helix áram esetén lekapcsolja a nagyfeszültséget.

A másik mérőerősítő típus a 3000—4000 MHz frekvenciasávban ad legalább 25 dB erősítést. Telítési teljesítménye 5 W felett van. Ebben a mérőerősítőben HO2 típusú haladóhullámú csövet alkalmaztunk. Az elektronnyaláb fókuszálásához szükséges 550 Gauss erősségű mágneses teret permanens mágnes létesíti. A mérőerősítő felépítése az előzőekben tárgyalt végerősítő fokozatéhoz hasonló, ezért erre részleteiben nem térünk ki.

A mérőerősítőkben alkalmazott haladóhullámú csövekben az energia be- illetve kicserélés helix-csatolókkal történik. A helix-csatolók fő előnye, hogy sáv szélességük igen nagy, több mint egy oktáv. Ez lehetővé teszi a haladóhullámú cső belső sáv szélességének kihasználását. Így a mérőerősítő igen széles sávban használható minden állítás nélkül.

A haladóhullámú erősítő egyik jellegzetessége, hogy a bemenő teljesítmény növelésével a



3. ábra. Kimenő teljesítmény a bemenő teljesítmény függvényében

kimenő teljesítmény csak kis szintek esetén növekszik lineárisan. Nagyobb szintek esetén az összefüggés már nem lineáris. (Lásd a 3. ábrát.) A bemenő teljesítmény növelésével a kimenő teljesítmény egyre lassabban nő, majd elér egy szintet, mely fölé a kimenő teljesítmény nem növelhető, hármennyire is növeljük a bemenő teljesítményt. A kimenő teljesítmény tehát telítési értéket ér el.

A kifejlesztett mérőerősítők előnyösen használhatók laboratóriumi mikrohullámú mérésekhez, elsősorban a jelszint növelésére. A mérések folyamán azonban tekintettel kell lenni arra, hogy az erősítő csak kis szintek esetén lineáris. Nagyobb szintek esetén tehát a mérőerősítő kimenetén mért jelet kell hivatkozási szintként alapul venni. Továbbá figyelemmel kell lenni arra, hogy a mérőerősítő bemeneti és kimeneti csatlakozójának belső vezetője nincs fémes érintkezésben a külső vezetővel, mivel a haladóhullámú csőben az energia csatolására helixcsatolók szolgálnak. Ezért koaxiális kristálytartóval végződő mérésakor külön gondoskodni kell a kristály egyenáramú körének zárásáról.

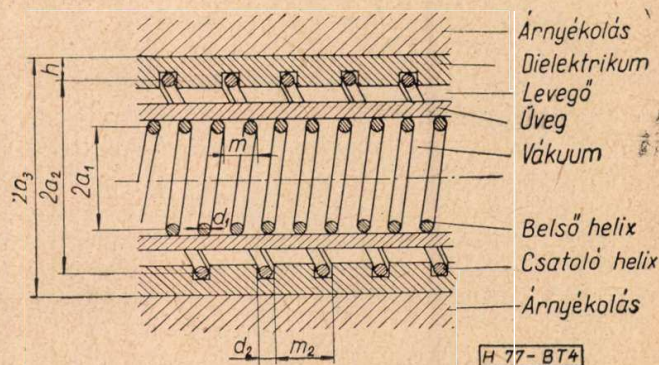
Helix-csatolók optimális méretezése

Ebben a részben helix-csatolók tervezéséhez új, optimális méretezési eljárást ismertetünk. Számításainkban a szakirodalomban szokásos méretezéstől eltérően figyelembe vettük a helixcsatoló árnyékolásának a hatását is. Ennek eredményeként a csatoló helix méreteire a kísérleti eredményekhez az eddigieknél közelebb álló értékeket kaptunk. A következőkben rövid bevezető után közöljük számításaink és kísérleteink eredményeit.

Két, a hossz tengelyük mentén egymással állandóan csatolásban levő tápvonal között, mint ez ismeretes, állandó energiahullámzás van. Az energia az egyik tápvonalból a másikba megy át, onnan visszakerül az elsőbe, majd innen ismét a másodikba, és így tovább. Az energiahullámzásban a teljes energia vagy annak csak egy része vesz részt attól függően, hogy a két tápvonal különválasztása esetén bennük a terjedés fázissebessége megegyező-e vagy sem.

Helix-csatolók esetében az egyszeri teljes energiaátvitel a feladat. Ezek hosszának tehát az energiahullámzás periódus-hosszának felével kell egyenlőnek lennie. A csatoló helix menti hullámterjedés fázissebességének pedig a belső helix menti terjedés fázissebességével kell megegyeznie. További feltétel, hogy a helixek csavarodási iránya ellentétes legyen.

A csatoló helix és a belső helix hosszszelvénye a 4. ábrán látható. Itt feltüntettük a helixeket jellemző méreteket. A csatoló helix menetemelkedése nagyobb, mint a belső helixé, ezzel biztosítjuk a fázissebességek egyenlőségét. A helixek csavarodási iránya pedig ellentétes. A következőkben csak azonos fázissebességű,



4. ábra. A csatoló helix és a belső helix hosszszelvénye

ellentétes irányban tekeresztelt koaxiális helixek esetével foglalkozunk.

A számítás egyszerűsítő feltevéseken alapszik: a valóságos helixet helyettesítjük egy végtelen hosszúságú, a sugarú, csavarvonalasan vezető hengeres csővel, melynek vastagsága végtelen kicsi. Ekkor a helixek közötti csatolási tényezőt közelítőleg a következő képlet adja meg:

$$k_{1,2} = e^{-\beta(a_2 - a_1)} \quad (2)$$

Itt $k_{1,2}$ a két helix közötti csatolási tényező, a_1 a belső helix közepes sugara, a_2 a csatoló helix közepes sugara és β a csatolt helixek menti terjedés közös fázistényezője, mely a fázissebességgel a következőképpen fejezhető ki:

$$\beta = \frac{\omega}{v} \quad (3)$$

A csatolt helixek között létrejövő energiahullámzás fázistényezője a következő:

$$\beta_c = 2\beta k \quad (4)$$

Ebből az energiahullámzás hullámhossza:

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{\beta_c} \quad (5)$$

Teljes energiaátvitelhez a csatoló helix hosszának a λ_c hullámhossz felével kell megegyeznie:

$$L = \frac{\lambda_c}{2} = \frac{\pi}{\beta_c} \quad (6)$$

A csatoló helix és a koaxiális kábel jó illesztése céljából a csatoló helixet árnyékolni kell. A csatolási tényező számításánál vegyük figyelembe a csatoló helix árnyékolásának a hatását is. Ekkor azzal a közelítéssel élünk, hogy az árnyékolást is csavarvonalasan vezető hengeres felületnek vesszük. Ily módon három csatolási tényezőt számíthatunk ki. Az eredő csatolási tényezőt a következő képlet adja meg:

$$k = k_{1,2} \sqrt{\frac{1 - k_{2,3}^2}{1 - k_{1,3}^2}} \quad (7)$$

ahol $k_{1,2}$ a belső helix és a csatoló helix közötti csatolási tényező, $k_{2,3}$ a csatoló helix és az

árnyékolás közötti csatolási tényező és $k_{1,3}$ a belső helix és az árnyékolás közötti csatolási tényező. Ezek értékét a (2) képletből nyerjük, ha ott az indexeket értelemszerűen alkalmazzuk.

Az energiahullámzás fázistényezőjének meghatározásakor a szakirodalomból ismeretes számításoktól eltérően figyelembe vesszük az árnyékolás hatását is. Ennek megfelelően az energiahullámzás fázistényezője és a különálló helix menti terjedés fázistényezője közötti összefüggés dimenzió nélküli alakban a következő:

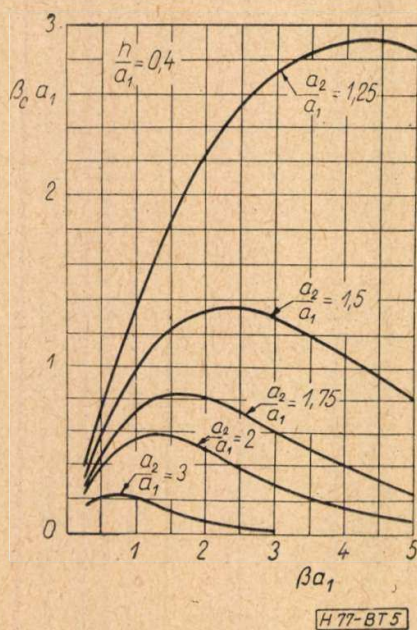
$$\beta_c a_1 = 2\beta a_1 e^{-f a_1 \left(\frac{a_2}{a_1} - 1\right)} \sqrt{\frac{1 - e^{-2\beta a_1 \frac{h}{a_1}}}{1 - e^{-2\beta a_1 \left(\frac{a_2}{a_1} - 1 + \frac{h}{a_1}\right)}}}$$

(8)

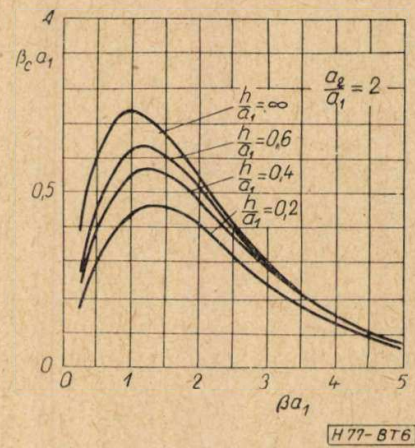
Ez a képlet egyúttal közelítőleg megadja az energiahullámzás fázistényezőjének a frekvenciától való függését is, mivel a különálló helix menti terjedés fázistényezője arányos a frekvenciával.

A (8) képletben két paraméter van: $\frac{a_2}{a_1}$ a csatoló helix közepes sugarának a belső helix közepes sugarához viszonyított értéke, és $\frac{h}{a_1}$ a csatoló helixnek az árnyékolástól mért közepes távolsága viszonyítva a belső helix közepes sugarához. Ennek megfelelően a (8) képlet által leírt összefüggést két diagramon ábrázoljuk.

Az 5. ábra mutatja $\beta_c a_1$ függését βa_1 -től különböző $\frac{a_2}{a_1}$ sugárárány értékek esetére, ha $\frac{h}{a_1} = 0,4$. Mint látható, a görbéknek maximuma van. Az $\frac{a_2}{a_1}$ érték csökkenésével a maximum helye nagyobb βa_1 értékekre tolódik el. Megállapítható továbbá, hogy változatlan βa_1 érték



5. ábra. Az energiahullámzás fázistényezője az egyedülálló helix menti hullámterjedés fázistényezőjének függvényében különböző $\frac{a_2}{a_1}$ értékekre, ha $\frac{h}{a_1} = 0,4$



6. ábra. Az energiahullámzás fázistényezője az egyedülálló helix menti hullámterjedés fázistényezőjének függvényében különböző $\frac{h}{a_1}$ értékeire, ha $\frac{a_2}{a_1} = 2$

esetén $\frac{a_2}{a_1}$ csökkenésével $\beta_c a_1$ nő, vagyis változatlan belső helix sugár esetén teljes energiaátvitelhez rövidebb csatoló helix szükséges, ha a csatoló helix közelebb van a belső helixhez.

A 6. ábra mutatja $\beta_c a_1$ függését βa_1 -től különböző $\frac{h}{a_1}$ értékek esetére, ha $\frac{a_2}{a_1} = 2$. A $\frac{h}{a_1} = \infty$ paraméterhez tartozó görbe felel meg annak az esetnek, amikor a csatoló helix nincs árnyékolva. A többi görbe mutatja az árnyékolás hatását. Az ábrából látható, hogy az árnyékolás hatásának figyelembevételével β_c -re kisebb értéket, és ennek következtében a csatoló helix hosszára nagyobb értéket kapunk, mint az árnyékolás figyelembevétele nélkül. Az árnyékolás hatásának figyelembevételével így módon a kísérleti eredményeket jobban megközelítő értéket kapunk.

A 6. ábrából továbbá látható, hogy változatlan βa_1 érték esetén $\frac{h}{a_1}$ csökkenésével $\beta_c a_1$ értéke is csökken. Tehát változatlan belső helix sugár esetén a csatoló helix és az árnyékolás közötti távolság csökkenésével nő a csatoló helix hossza. Végül említésre méltó, hogy a $\beta_c a_1$ görbe maximuma $\frac{h}{a_1}$ csökkenésével nagyobb βa_1 értékekre tolódik el.

Az energiahullámzás fázistényezője, mint az 5. és 6. ábrán látható, a maximum körül széles sávon közel állandó. Ezért szélessávú átvitelre csatolókat úgy tervezünk, hogy a $\beta_c a_1$ görbe maximuma az üzemi sáv közepes frekvenciáján legyen. Gyakorlati tervezés esetén a közepes frekvencia és a belső helix méretei adottak, a h értéket pedig meghatározza a kivezető kábel hullámellenállása. Így módon rendelkezésünkre áll a βa_1 és a $\frac{h}{a_1}$ érték, s ezek ismeretében meghatározandó az az $\frac{a_2}{a_1}$ sugárárány, amely esetén a maximum az adott βa_1 értéknél van.

A maximum helye meghatározható, ha differenciáljuk β_c -t β szerint és a differenciáhányadost zérussal tesszük egyenlővé. Ekkor a következő egyenlethez jutunk:

$$\frac{a_2}{a_1} - 1 - \frac{1}{\beta a_1} + \left(\frac{a_2}{a_1} - 1 + \frac{h}{a_1} \right) \frac{e^{-2\beta a_1 \left(\frac{a_2}{a_1} - 1 + \frac{h}{a_1} \right)}}{1 - e^{-2\beta a_1 \left(\frac{a_2}{a_1} - 1 + \frac{h}{a_1} \right)}} - \frac{h}{a_1} \frac{e^{-2\beta a_1 \frac{h}{a_1}}}{1 - e^{-2\beta a_1 \frac{h}{a_1}}} = 0 \quad (9)$$

A $\frac{h}{a_1} = \infty$ határesetben a (9) egyenlet az alábbi alakra redukálódik:

$$\frac{a_2}{a_1} - 1 - \frac{1}{\beta a_1} = 0 \quad (10)$$

Ez annak az esetnek felel meg, amikor az árnyékolás távolsága a csatoló helixtől végtelen, vagyis a csatoló helix nincs árnyékolva. Ezek szerint a (9) egyenlet baloldalán levő negyedik és ötödik tag adja meg az árnyékolás hatását.

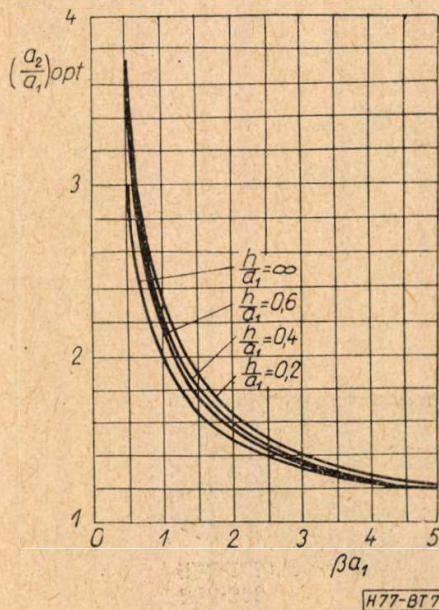
A (9) egyenlethől $\frac{a_2}{a_1}$ nem fejezhető ki. Ezért a (9) egyenletet βa_1 és $\frac{h}{a_1}$ több értékére ismételt közelítéssel számszerűen megoldottuk. A (9) egyenlet megoldásával kapott optimális $\frac{a_2}{a_1}$ sugárárány értékeket a 7. ábrán mutatjuk be βa_1 függvényében, különböző $\frac{h}{a_1}$ értékek esetére. Mint látható, az optimális sugárárányra az árnyékolás hatásának figyelembevételével nagyobb értéket kapunk, mint az árnyékolás hatásának figyelembevétele nélkül. Továbbá látható, hogy a csatoló helix és az árnyékolás közötti távolság csökkenésével az optimális sugárárány értéke nő.

A csatoló helix optimális méretezése a következőképpen történik. A 7. ábrából leolvassuk a rendelkezésünkre álló βa_1 és $\frac{h}{a_1}$ értékek alapján az optimális $\frac{a_2}{a_1}$ sugárárány értéket. Ennek ismeretében a (8) képlet alapján kiszámítjuk a sáv közepén és két szélén β_c értékét, vagyis az energiahullámzás fázistényezőjét. Ha a sáv nem túl nagy, ennek értéke a sávszéleken közel azonos. Ekkor β_c -nek a sáv közepén és a sáv

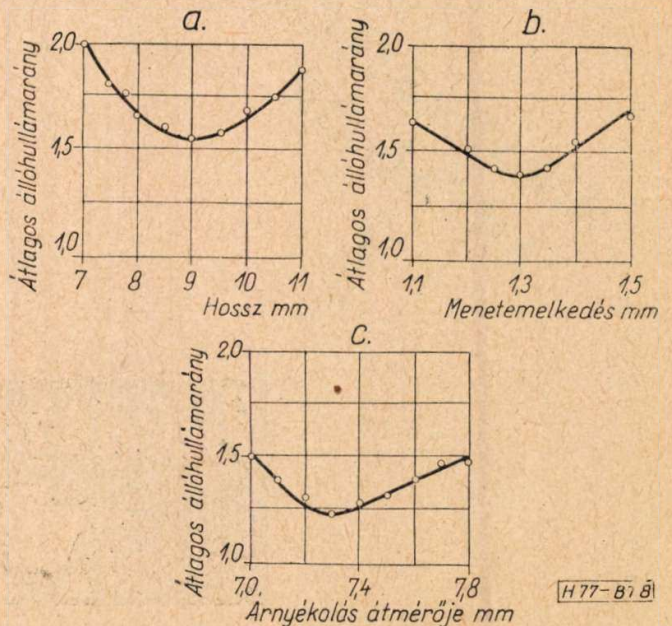
alsó szélén kapott értékeit átlagoljuk és az átlagos értékből a (6) képlet szerint meghatározzuk a csatoló helix szükséges hosszát. Ha a sáv nagy, az energiahullámzás fázistényezője, β_c , a sávszéleken lényegesen különböző, mint ez az 5. és a 6. ábrából látható. Ekkor próbálgatással addig kell növelni az $\frac{a_2}{a_1}$ sugárárányt, míg a sávszéleken közel azonos β_c értéket nem kapunk.

Az előbbi méretezési eljárás gyakorlati alkalmazhatóságának megvizsgálására több kísérlet-sorozatot végeztünk. Különböző méretű helix-csatolókat készítettünk és ezek mérésével megkerestük a legkedvezőbb méreteket. A csatolók jóságának jellemzésére egy átlagos állóhullámáránynak nevezett érték szolgált. Ezt úgy határoztuk meg, hogy megmértük a helix-csatolók állóhullámárányát a kívánt sávban több kiválasztott frekvencián és ezeket az értékeket átlagoltuk. A belső helix két vége a mérések folyamán illetlenül le volt zárva.

A kísérletek eredményének illusztrálására példaképpen bemutatjuk a 8. ábrát. Ezen az átlagos állóhullámárány a csatoló helix hosszától, menetemelkedésétől és az árnyékolás átmérőjétől való függése látható. A kísérletek folyamán először a csatoló helix hosszát változtattuk, majd a hossz legkedvezőbb értékének megtalálása után a menetemelkedést, a menetemelkedés legkedvezőbb értékének megtalálása után pedig az árnyékolás átmérőjét változtattuk. Ilyen fokozatos megközelítéssel kaptuk meg a helix-csatoló legkedvezőbb méreteit. A helix-csatoló kísérleti úton nyert legkedvezőbb mére-

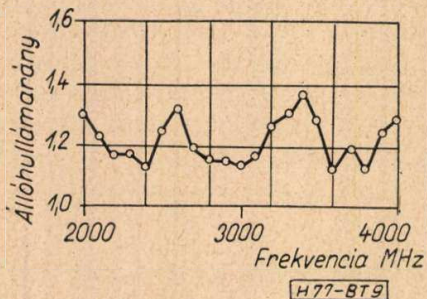


7. ábra. Az optimális $\frac{a_2}{a_1}$ sugárárány βa_1 függvényében különböző $\frac{h}{a_1}$ értékekre



8. ábra. Átlagos állóhullámárány a helixméretek függvényében

tei az új méretezési eljárással meghatározott értékektől átlagosan csak 10%-kal tértek el. A 9. ábrán bemutatjuk a legkedvezőbb méretekkel rendelkező helix csatoló állóhullámarányának a frekvenciafüggését. Az állóhullámarány az egész sávon 1,4 alatt van.



9. ábra. A legkedvezőbb méretekkel rendelkező helix-csatoló állóhullámarányának frekvenciafüggése

I R O D A L O M

1. *Pierce, J. R.*: Traveling-Wave Tubes. D. Van Nostrand Co., Inc., New York, 1950.
2. *Laico, J. P., McDowell, H. L., Moster, C. R.*: A Medium Power Traveling-Wave Tube for 6000-Mc Radio Relay. Bell System Techn. Journ. 1956. nov. 1285—1346 old.
3. *Lacy, P. D.*: Helix Coupled Traveling-Wave Tube. Electronics. 1954. nov. 132—135 old.
4. *Краснушкин, П.Е., Хохлов, Р.В.*: Пространственные биеия в связанных волноводах. Журнал Технической физики, Том XIX. стр. 931—942. Август 1949.
5. *Cook, J. S., Kompfner, R., Quate, C. F.*: Coupled Helices. Bell System Techn. Journ. 1956. jan. 127—178 old.
6. *Wade, G., Rynn, N.*: Coupled Helices for Use in Traveling-Wave Tubes. IRE Trans. Vol. ED-2. 1955. júl. 15—24 old.
7. *Valkó I. P., Gál J.*: Haladóhullámú csövek. Magyar Híradástechnika, 1959. No. 4. 138—142 old.

**HIRADÁSTECHNIKAI
ANYAGOK
?**

Ellenállások
Kondenzátorok
Potenciométerek
Zománc és ellenállás



A nyomtatott huzalozás gyártásának mai helyzete

HASKÓ FERENC

Orion Rádió- és Villamossági Vállalat

A cikk tárgyalja a nyomtatott huzalozás gyártása során felmerülő egyes kérdések olyan részleteit, melyek körül még nincs egyértelműen kialakult álláspont. Ezek: az alaplemez megválasztása, a lyukaszthatóság, forraszthatóság, nyomtatás, maratás, alkatrész behelyezés, szervizelés. Ismereti azokat az eredményeket, amelyeket Magyarországon eddig elértek.

A múlt évben hazánkban is megindult a nyomtatott huzalozású rádió és TV műsorvevő készülékek sorozatgyártása. Amint várható volt, ez az új technológia számos konstrukciós, technológiai, alapanyag és szabvány-problémát vetett fel. Mind nálunk, mind külföldön, elsősorban a maratásos eljárás terjedt el leginkább. Most már 1 éves tapasztalat alapján kimondhatjuk, hogy minden probléma ellenére sikerrel alkalmazzuk mi is ezen technológiát.

Ezen cikk keretében a hazai gyártásban felmerült kérdéseket a műveleti sorrend szerint kívánjuk tárgyalni, hogy ezekről a híradástechnikusok széles rétege lehetőleg hű képet kapjon. Az eljárás a már megjelent közlemények alapján ismert, ezért ismertetésével nem foglalkozunk.

Alaplemez

A maratásos eljárás kiinduló anyaga a rézfóliával egy, vagy két oldalon borított szigetelő, többnyire papírbakelit lemez. Részben az importált különböző minőségű alaplemezek, részben a német szabvány (Entwurf DIN 40802) körül kialakult vita (1) azt igazolja, hogy még nincs ebben a kérdésben egységes nemzetközi nézet. Ez hazai viszonylatban is tükröződik. Mind az említett vita, mind az eddig szerzett hazai tapasztalatok azt igazolják, hogy nyomtatott huzalozáshoz sem elektromos, sem hőállóság szempontjából nem felel meg az eddigi legjobb szabvány-minőség a „DIN 7735 Hp2062.8” (HpIV). A DIN 40802 a nyomtatott huzalozás szigetelő lemezéül Hp2063 minőségű papírbakelit lemezt jelöli meg, melyet a DIN 7735-ba kiegészítésképpen vesz fel. Ennek adatait még nem ismerjük részletesen, azonban pl. a HP2062.8 0,08 veszteségi tényezőjével (1000 Hz) szemben 0,045-t ad meg. Az új lemez néhány további jellemzője: felületi ellenállás $10^{10} \Omega$, fajlagos ellenállás $10^{12} \Omega \text{ cm}$, $\text{tg } \delta$ (1 MHz): $60 \cdot 10^{-3}$. Az eddigi tapasztalatok alapján a borított alaplemezeknek a következő főbb tulajdonságokkal kell rendelkeznie: jó lyukaszthatóság, jó forraszthatóság (230–240 °C) a lemez minden nemű károsodása nélkül, kedvező dielektromos és szigetelő tulajdonságok, a fólia jó tapadása (25 mm-es sávon 2–2500 g) stb. Vizsgáljuk meg a legtöbb vitára okot adó tulajdonságokat a gyártás szempontjából.

Lyukaszthatóság

Mint ismeretes az alkatrészek beforgasztásához a lemezbe lehetőleg kis átmérőjű, az anyagvastagság 0,8-szorosánál sokszor kisebb

(1–1,6 mm \varnothing), lyukak lyukasztása szükséges. Jelenleg két vizsgálati módszer áll rendelkezésre. A DIN 40802 szerinti eljárás a következő: a vizsgálandó lemezbe 1,4 mm \varnothing lyukasztókkal egymástól kereszt- és hosszirányban 0,5-től 3 mm-ig 0,5 mm-ként növekvő lyuktávolsággal lyukaszt kerek lyukakat. Lyukasztathatóság mértékéül azt a legkisebb lyuktávolságot adja meg, hol két lyuk között még átszakadás nincs. Ezt az adott esetben 1 mm-ben határozza meg. Az ASTM egy szögletes és kerek lyukakkal ellátott próbatestet sajtolt ki, melynél szintén a különböző helyeken történő át- ill. beszakadásokat értékeli. A DIN a lyukaszthatóságot $85 \pm 5 \text{ }^\circ\text{C}$ -on vizsgálja, mivel a szabvány elkészítését megelőző vitában a hidegen történő sajtolást, mint egyelőre teljesíthetlent elvetették. Az ASTM hidegen is vizsgál. Megjegyezzük, hogy az ismert anyagok közül az angol Bakelyt és De la Rue cég gyártmányai jobban lyukaszthatónak bizonyultak, mint a német Dielektráé.

Forraszthatóság

A nyomtatott áramkörök lehetővé teszik — talán ez a legnagyobb előnyük — a mártóforrasztás alkalmazását. A 2–3 év előtt található irodalom általában 200–220 °C-ot jelöl meg forrasztási hőmérsékletként. Újabban, úgy szólván kizárólag 230–240 °C-ra való utalás található (2). Ezen felemelt hőmérséklet helyességét saját kísérleteink is igazolták. Ebből következik, hogy az eddigi 220 °C 10 sec. időtartamú forrasztási próba a gyártás szempontjából nem megnyugató. Ezért vezette be a DIN 40802 a 250 °C 5 sec-ig tartó forrasztási próbát. Ez azonban még nemzetközileg sem általánosan elfogadott igénybevétel. Kétségtelen, hogy ilyen igénybevételt kiálló rézfóliával borított lemezt eddig — tudomásunk szerint — csak a német ipar produkált. Sem az angol cégek (Bakelyt, Delaron) sem egyéb lemezek nem bírják ezt az igénybevételt. Ehhez megfelelő hőálló ragasztó- és szigetelőlemez szükséges. A szigetelő lemeznek az eddigiektől eltérő minőségét igazolja a Hp2063 szabványosítása is.

A rézfóliát a papírbakelithez kötő ragasztó minősége is döntő mind a ragasztás, mind a hőállóság szempontjából. Bár a hazai kísérletek nagyrészt epoxi (Araldit) típusú ragasztókkal folytak, megjegyezzük, hogy epoxi gyantának erre a célra való felhasználásával az irodalomban nem találkoztunk. Az általunk ismert szakirodalom kivétel nélkül fenolformaldehidvinil gyanta (pl. polivinilacetal) kombinációjára utal (3, 4, 5). Igen lényeges az elektrolitikus úton előállított rézfólia felületének minősége is. Az irodalomban (5) pl. hivatkozás található a fólia ragasztandó felületének olyan előkezelésére (oxidáció), mely 260 °C 30 sec hőállóságot eredményez. Ehhez kapcsolódik egy itthon

sokat vitatott kérdés. Ki kell-e a borított lemeznek, ill. a kész huzalozásnak a többszöri forrasztást bírni? Bár a DIN szabványtervezet körüli vita során (1) kimondták, hogy azokra a helyekre, hol előreláthatólag többszöri forrasztásra lesz szükség, csapokat kell elhelyezni, azonban későbbi hibaelhárításkor elkerülhetetlen egyes alkatrészek cseréje kapcsán azok, ki- és beforrasztása. Magyar javaslat szerint, megfelelő körülmények között, melyekre még visszatérünk ötszöri forrasztást a lemeznek ki kell bírnia.

A már említett kiváló elektromos tulajdonságokon kívül sok vitára adott okot a vízfelvétel kérdése is. A már említett német szabvány ezt a vitát is egyelőre lezárja, amikor a 4 napos desztillált vizes áztatás után 1%-ban adja meg borított lemezre.

Érdekes, hogy az új DIN szabvány külön foglalkozik a rézfóliának a szigetelőlemez által okozott korróziójával. Eddig az irodalomból csak egy közleményt ismerünk ezzel kapcsolatban (6). A DIN Entwurf 53489 szerint az alaplemez által okozott korrózió úgy vizsgálható, hogy sárgarézfólia elektródákat meghatározott módon a szigetelőlemezre szorítunk és azokra 100 V egyenfeszültséget kapcsolunk. Nedves meleg kamrában (42–45 C° és 93% rel. nedv.) 4 napon át feszültség alatt tartjuk. Négy nap után az anód- és katódlemez elszíneződése alapján minősíthető a szigetelőlemez.

Az elektromos és mechanikus tulajdonságok vizsgálataival, mint ismertekkel nem foglalkozunk.

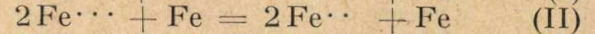
Nyomtatás

A huzalozás elkészítéséhez 3-féle nyomda-technikai módszer terjedt el: a fotokémiai, az offset- és a szitanyomó technológia. A fotokémiai módszer kis és igen kényes sorozatok elkészítéséhez bizonyult alkalmasnak. Az offset-technológiát alkalmazza a hazai tömeggyártás, mint jól bevált eljárást. A szitanyomás — korábbi véleményünkkel ellentétben — kitűnően bevált nyomtatott áramkörök előállítására. Ezen eljárás, melyet a Híradástechnikai konferencián tartott előadásunkban már ismertettünk, számos előnnyel rendelkezik az offset-technológiával szemben. Ezek a következők: a nyomóforma (szitasablon) elkészítésének gyorsasága, a szükséges berendezés olcsósága és nagy termelékenysége. Egy Druckma offsetgép ára kb. 60 000 Ft, egy szitanyomógépé 5–6000 Ft. Szitanyomással óránként kb. 60–80 nyomat készíthető. Megfelelő finomságú szitára készített nyomóformával kifogástalan nyomat készíthető. Külföldön egyre nagyobb teret hódít a szitanyomás, véleményünk szerint ez nálunk is be fog következni. Kísérleteink mindezt 100%-ig igazolták.

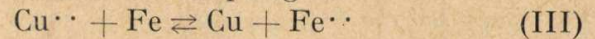
Maratás

A maratással kapcsolatban egy lényeges gazdasági probléma vetődik fel, az oldott réz visszanyerése és a maró oldat regenerálása. Ezt

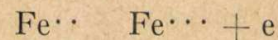
a kérdést laboratóriumunk sikerrel oldotta meg. Régen ismert módszer ugyan a réz kinyerésére a fém vassal való kicementálás, azonban a vas(III)klorid nemcsak a rezet oldja, hanem a vasat is, a következő reakció-egyenletek értelmében:



A réz kicementálása pedig a,



reakcióegyenlet értelmében megy végbe. Ez azt jelenti, hogy a III. hasznos cementálási folyamat mellett a II. is lejátszódik, ami az oldatban $\text{Fe}^{\cdot\cdot}$ ionok dúsulásához vezet. Mivel a maratáshoz pedig $\text{Fe}^{\cdot\cdot\cdot}$ ionokra van szükség, a maratás (I) és a cementálásnál lejátszódó mellékreakció (II)-ban keletkezett $\text{Fe}^{\cdot\cdot}$ ionokat is kell oxidálni.



Az oxidációhoz szükséges oxidálószer mennyisége az előzőek értelmében jelentősen megnövekszik. Oxidálószerként hidrogén peroxid (H_2O_2) jön elsősorban számításba és mivel meglehetősen drága, a regenerálást lényegesen megdrágítja. További hátránya, hogy a cementálás nem biztosítja a kellő rézkihozataalt sem, ugyanis amíg az oldatban $\text{Fe}^{\cdot\cdot\cdot}$ van, a III. egyenlet szerinti reakció nem játszódik le teljesen. Összegezve: a cementálás nem biztosítja a teljes réz visszanyerését, valamint az állandóan növekvő $\text{Fe}^{\cdot\cdot}$ mennyisége egyre több oxidálószer igényel.

Ezen megfontolásokból kiindulva dolgoztuk ki elektrolitikus regeneráló eljárásunkat, a perkénsav gyártás analógiájára. Az eljárás elvi lényege, hogy az anódon a vas(II) ionok vas(III)-á oxidálódnak, ugyanakkor a katódon pedig kiválik a réz. Mivel a katódot kis felületűre választottuk, a nagy áramsűrűség miatt, a réz finom por alakjában válik ki. Elektródként szénrudakat alkalmaztunk. Mivel az anódon oxidáció és a katódon redukció történik és mindkét folyamatot hasznosítanunk kell, az anód- és katódteret egymástól el kell választani úgy, hogy emellett az elektrolízis végbemenjen. Erre a célra porózus porcelán diafragmákat alkalmaztunk. A maratás, ill. regenerálás alatt a marófolyadék állandó körfolyamatban van. Pótolni csak a kihordással kapcsolatos veszteségeket kell. A szükséges elektrolizáló cellák mennyiségét az átfolyó folyadékmennyiség és az oldott sók koncentrációja függvényében pontosan lehet számítani.

Lyukasztás

Az alkatrészek behelyezésére szolgáló lyukak kilyukasztása sokbélyeges szerszámmal történik. Tapasztalat szerint a jó üzembiztos munkát elsősorban a lyukasztók jó vezetése biztosítja. Sok vitára ad okot, hogy a fóliás, vagy a másik oldalról kell-e lyukasztani. Az egyik álláspont szerint a fólia felőli oldalon kell lyukasztani, mert így a robbantás nem a fólia felőli oldalon történik, tehát nem szakad le.

Mások véleménye szerint a fóliátlan oldalról kell lyukasztani, mert így a lyukasztó felfelé való mozgásakor a fóliát inkább a „lyukba behúzza” és nem szakítja le. A DIN 40802 szerint a lyukasztathatósági vizsgálatnál „a rézfólia a bélyeg felé mutasson”. Véleményem szerint jó lyukasztószerszám konstrukció esetén mindkét oldalról egyformán jól lehet lyukasztani. Ha nem így lenne, akkor a két oldalon fóliázott lemezzel nem lehetne dolgozni.

Alkatrész-behelyezés

Mielőtt az alkatrészek behelyezéséről lenne szó, szükséges néhány megjegyzést tenni a nyomtatott áramkörös alkatrész ellátottságról. Bár kétségtelen, hogy bizonyos fejlődés van e téren, azonban éppen a nagy tömegben felhasználásra kerülő rétegellenállások, papír és keramiás kondenzátorok terén tapasztalhatók hiányosságok, melyek miatt a gyártás nagy nehézségekkel küzd. Külföldön erre a célra vastagabb, lándzsás kivezetéssel ellátott alkatrészeket gyártanak. Ily módon az alkatrészek a lyukakba való behelyezés után öntartóak és nincs szükség az alkatrészek egyéb módon való rögzítésére, mely utóbbi a gyártást nagyon nehézkessé tenné. Úgy gondoljuk, hogy első lépésként célszerű volna legalább a kivezetések átmérőjét megnövelni, valamint gondoskodni arról, hogy a kivezetők csak legfeljebb 4–5 mm hosszban legyenek lelakkozva. Mivel jelenleg az alkatrészek kivezetései átmérője 0,4–0,6 mm, a lyukaké pedig 1,2–1,6 mm biztosítani kell, hogy azok a szerelés, ill. a mártóforrasztás közben ki ne essenek. Ezt laticellel bélelt lefogószerszámmal érhetjük el.

A nyomtatott lemezbe befűzött alkatrészek kivezetéseit egyenlő hosszúságúra kell levágni. Ezt egy lépésben megfelelően kiképzett vágószerszámmal végzik el.

Az alkatrészek behelyezése előtt a nyomtatott lemez „tisztá” oldalára a szerelés és szervizelés megkönnyítésére pozícióábrát nyomtatunk szita-nyomással. A szerelés automatizálása elsősorban gazdaságossági kérdés, mert hozzá igen nagyszámú célgép szükséges. Ezen a vonalon — egyelőre — hazai tapasztalat nincs.

Forrasztás

Az alkatrészek beforrasztása két módon lehetséges, pákával és mártóforrasztással. Forrasztásra minden esetben 60% Sn és 40% Pb-t tartalmazó forrasztó ötvözetet használnak, melynek olvadáspontja 180 °C. Pákával való forrasztás esetén a használt páka hőmérséklete 240 °C fűtőtéljesítménye 35 W. Ez a korlátozás azt célozza, hogy megfelelő óvatossággal esetén kb. 5 sec forrasztási idővel a lemez semmiféle károsodást ne szenvedjen.

A mártóforrasztás kivitelezésére is többfajta módszer ismeretes. Abban az esetben, ha a teljes rézfelületet be kívánjuk ónozni, az ún. „álló hullámos” megoldást alkalmazhatjuk. A módszer lényege, hogy a 230–240 °C hőmérsékletűre hevített ónfürdőben állóhullámot létesítünk,

melyen a beforrasztandó alkatrészeket hordozó lemezt meghatározott sebességgel végighúzzuk. Előnye ennek a módszernek a nyugvó ónfürdőre való ráhelyezéssel szemben, hogy biztosítja az oxidmentes ónfelületet és mivel a lemezt nem éri teljes felületén egyszerre a megolvadt ón, a hőigénybevétel is kisebb.

Az állóhullám előállítható pl. úgy, hogy a megolvadt ónba süllyesztett fogaskerék-szivattyú kiömlő nyílására alkotójával párhuzamosan felhasított, a végén lezárt csövet erősítünk, mely résen kiáramló ón biztosítja a hullámot.

Ón megtakarítás céljából úgy is eljárhatunk, hogy csak a forrasztási pontokon éri ón a nyomtatott lemezt. Ezt elérhetjük úgy, hogy a forrasztandó lemezre papírmazskot ragasztunk, melyet csak a forrasztási pontokon lyukasztottak ki. Ezen Szovjetunióban elterjedt módszernél az előbb leírt állóhullámos eljárást alkalmazhatjuk.

Ugyanezt az eredményt érhetjük el akkor is, a papírsablon használatának elkerülésével, ha az ónfürdőt zárt edénybe helyezzük el, mely edény fedőlapja egyben olyan lyukakkal, vagy csövecskékkel ellátott lemez, hol ezen nyílásokat a forrasztási pontoknak megfelelően képezték ki. Egy vagy két dugattyúval ezeken a nyílásokon kispriccelő ón a sablonra helyezett lemezen az alkatrészek kivezetéseit beforrasztja. A nyílásokon kiáramló ón miatt itt is oxidmentes az ónfürdő felület, kisebb mértékű a hőigénybevétel, valamint jelentős ónmegtakarítás érhető el.

A mártóforrasztás teljesen automatizálható. Véleményünk szerint azonban ez csak igen nagy szériák esetén gazdaságos, mivel a mártóforrasztás mindenképpen félautomatikus művelet. Ezt a következő igazolja: ha a mártóforrasztást 1 dolgozó végzi, percenként kb. 1 lemez beforrasztását végezheti el. Ha csak 100 forrasztási pont van egy lemezen — ami nagyon kevés — az is óránként $60 \times 100 = 6000$ forrasztás. Ugyanennyi forrasztás normaóra szükséglete az egyedi módszerrel 6,5 óra.

A forrasztás elősegítésére célszerű desoxidáló ill. felületi feszültségcsökkentő adalékot alkalmazni, mely rendszerint fenyőgyanta. A fenyőgyantát oldat formájában a forrasztás előtt a lemezre hordjuk fel. Az ezüstözött alkatrészek forrasztásának megkönnyítésére az ónfürdőbe 1% Ag-t adagolunk.

Szervizelés

A készülékek használata folyamán tönkrement alkatrészek cseréjét is kellő óvatossággal kell végrehajtani. Ennek első feltétele a már említett páka használata. További lehetőség az, hogy a cserélendő ellenállások és kondenzátorok kivezetéseit nem forrasztjuk ki a nyomtatott lapból, hanem azokat pl. az ellenállás test tövében lecsípjuk és az új alkatrészt ehhez a kivezetéscsonkhoz forrasztjuk. Kettőnél több forrasztással rögzített alkatrész (csőfoglat, kf. transzformátor) cseréjéhez speciálisan kiképzett pákafejet célszerű alkalmazni. Ismeretes olyan konstrukciójú csőfoglat is, hol a foglat

MUSZAKAI
KÖZPONT
1960
OKTÓBER 10.

érintkező rugójának beförasztandó vége elhajtható. Ez a csere szempontjából előnyös, azonban a gyártás szempontjából nem. (7). Ilyen alkatrészek cseréje úgy is lehetséges, hogy az ón pákával való megolvasztása után azt, kefével lesöpörjük és így a beförasztott forrűleket sorban felszabadítjuk.

Összefoglalás

Az eddigiekből látható, hogy a nyomtatott huzalozású készülékek sorozatgyártása számos problémát vetett fel. Egyértelműen bebizonyította azonban már az eddigi gyakorlat is, hogy az eljárás minden kezdeti zökkenő ellenére életképes és még részleges automatizálás esetén is jóval termelékenyebb a réginél. Az irodalomban található adatok alapján kimondhatjuk, hogy az iparilag legfejlettebb kapitalista országokban is végimentek mindazokon a buktatókon, melyet egy ilyen új technológia rejt magában. A DIN 40802 körűli vita arról tanúskodik, hogy még mindig vannak megoldatlan kérdések. Bátran állíthatjuk, hogy a magyar híradás-

technikai ipar ezen a téren óriási léptekkel halad előre és máris olyan kitűnő készülékekkel dicsekedhet, mint az Orion AR612 AM-FM vevő, az EMV Tünde tranzisztoros zsebrádió és a Telefongyár BR1027 tranzisztoros táskarádió. Ezelőtt két évvel a Magyar Híradástechnikai konferencián csak laboratóriumi kísérletek eredményeiről számolhattunk be, ma már egy éve sorozatgyártás folyik két nagy üzemünkben.

I R O D A L O M

1. R. Wolf: Basismaterial für gedruckte Schaltungen. Elektronorm 1959. 5. sz.
2. Paul Eisler: The technologie of printed circuits. 139 old.
3. Norman A. Show: Metal clad laminates used in printed circuits. Mechanical Engineering 1953. szept.
4. Seidel: Gedruckte Schaltungen 59. old.
5. P. Eisler: The technologie of printed circuits. 321—323 old.
6. E. D. Weissler: Prüfung der Korrosionseinwirkung von Kunststoffen auf Metalle. Kunststoffe 1958. máj. 5. sz. 213. old.
7. P. Eisler: The technologie of printed circuits. 201 old.

SZEMLE

Összeállította: H A R G I T A I E N D R E

A Szovjetunióban galván úton állítottak elő mágneses hangszalagot. A mágneses réteg Ni-Cr ötvözet 4—7 μ vastagságban. E réteg főbb mágneses jellemzői a következők:

$$\mu_{oB}H_c = 0,02 \dots 0,03 \text{ Wb/m}^2 \text{ (200} \dots \text{300 Oe)}$$

$$B_r = 5 \dots 6 \text{ Wb/m}^2 \text{ (5000} \dots \text{6000 G)}$$

Az új szalag jobbnak bizonyult, mint a mágnesesen kemény báriumferrit porok felhasználásával készült jelenlegi szalagok.

Hollandiában 1959. év során a televízió előfizetők száma 400 000-ról 600 000-re növekedett. Az idén 20%-kal felemelték az előfizetési díjat, és ez valószínűleg fékezőleg fog hatni. Jelenleg az adási idő 18 óra hetenként.

Angliában 1959. december 1-én 10 millió TV készülék volt üzemben. Az autórádiók száma 400 000, amely kereken egyhatoda az összes műsorvevő rádiókészüléknek.

Dániában 15 rádiógyár működik. Eddig 300 000 TV készüléket tartanak nyilván, ami azt jelenti, hogy minden harmadik családnak van készüléke.

A szocialista országok között a TV készülékek sűrűsége Csehszlovákiában a legnagyobb. Jelenleg 430 000 készülék van üzemben.

A kairói televízió adót már a nyáron üzembe helyezik. A berendezést japán cégek szállították.

Az amerikai TV készülékgyártás 1959-ben 26%-kal nagyobb mennyiséget mutatott fel az előző évinél; 1959-ben több mint 6 millió készüléket gyártottak. Újabban a készülékek képsőveit sikernyóval készítik. A védőüveget a képsőre közvetlenül szerelik.

Az amerikai híradástechnikai szakemberek javasolták a televízió szabványok felülvizsgálatát. Többek között a 4:3 arányú képméretet kifogásolták, amelyet annak idején, 1941-ben a mozifilm méretarányaihoz igazítottak és amely méret ma már korszerűtlenné vált. A cinemascope kép 7:3 arányát javasolták új TV képméretnek.

Japánban 2,5 millió TV készüléket tartanak nyilván. A telítődést 20 millióra becsülik. Már most mindent elkövetnek a színes televízió népszerűsítésére. Színes adás naponta átlagosan két órán keresztül van. Ezeket az adásokat magáncégek sugározzák. Tokióban 60 darab színes vevőkészülék nyilvános helyeken van kiállítva.

A Szovjetunióban 1 millió TV készülék és 4 millió rádióvevőkészülék van üzemben. Jelenleg több mint 60 TV adó működik, de 1965 végéig már 150 adó fog sugározni.

Az angol postaminiszter bejelentette világ-televízió kábelrendszer építésének megindítását. Ehhez kábelt fektetnek le a Csendes-óceánban, amely Angliát Kanadán keresztül Ausztráliával fogja összekötni. Anglia és Kanada között ugyanis már van TV műsorcsere. Már 1961-ben új kábel lefektetésével kibővíti a műsorcsere lehetőségét Anglia és Kanada között.

A német posta második transzatlanti kábelén két beszédcsatorna összefogásával zeneátvitelt lehet megvalósítani. Eddig a rádióműsorcsere rövidhullámon bonyolították le, de elkerülhetetlen volt — kedvezőtlen körülmények mellett — a nagy zajszint. A 4400 tengeri mérföldes kábelösszeköttetés igen jó minőségű átvitelt biztosít. A vívőáramú berendezéseket a Standard Telephones and Cables Ltd. cég fejlesztette ki, és a stuttgarti Lorenz AG cég építette meg. A német végállomás Frankfurt/Mainban van.

Hörby 320 méter magas televízió adótornyát nemrég helyezték üzembe a 100 kW-os adóval együtt. Ez a torony — a moszkvai 500 méteres torony megépüléséig — Európa legmagasabb ilyen tornyának számít.

A félvezető alkatrészek típusainak rohamos elszaporodásának szükségessége tette ezeknek betűkből és számokból álló kombinációval történő megkülönböztetését. A TELEFUNKEN cég az elektroncsöveknél jól bevált, rugalmas típusmegkülönböztető jelzésrendszert kibővítette a félvezetőkre is alkalmazhatóan. Ez a következő:

1. A rádió, televízió és mágneses hangrögzítő készülékekben használatos típusok

2 betűvel és 3 számmal jelölendők,

2. a speciális, az 1. alatt felsorolt készülékeken kívül alkalmazott félvezető alkatrészeket

3. betűvel és 2 számmal jelöli.

Részletesebben:

Az első betű jelentése:

A germánium diódák és *pnp* tranzisztorok

B szilícium diódák és *pnp* tranzisztorok

N germánium *nnp* tranzisztorok

A második betű jelentése:

A dióda, beleértve a kapacitásukat változtató diódákat is

C tranzisztorok hangfrekvenciás alkalmazásokra

D teljesítmény tranzisztorok hangfrekvenciára

F nagyfrekvenciás tranzisztorok

L nagyfrekvenciás teljesítmény tranzisztorok

P fotodióda, fototranzisztor

S kapcsolóttranzisztor

T thyrisztor, Shockley dióda, vezérelt egyenirányító

Y teljesítmény dióda (egyenirányító)

Z referenciadióda, Zenerdióda

A 100...999 számok az első csoportban szereplő félvezető alkatrészeknél folyószámok, viszont az A 10...99, illetve Z 10...Z 99 a 2. csoportban szereplő félvezető alkatrészek jelzésére szolgáló folyamatos betűk és számok.

A kanadai televízióknak nincs „múltja”. 1952-ben indult Torontóban és Montrealban egy-egy adó és 2 éven belül 180 000 darab készüléket tudtak eladni. Ma már kiépítették a teljes hálózatot 6500 km-es mikrohullámú lánccal, amely 139 ismétlőállomást tartalmaz. A feladat nem volt egyszerű, mert a hatalmas területen mindössze 17 millió ember eléggé szétosztva elhelyezkedő városokban él. Jelenleg a lakosság 80%-a részére jó TV vételt biztosít a működő 50 adóállomás. Az adók részben állami, részben magántársaságok kezelésében vannak, de a programcsere teljes mértékben megvalósítható. Ma a TV előfizetők száma meghaladja a 3 milliót, vagyis minden második családnak készüléke van.

Az erősítővel ellátott tengeralatti kábelek jól beváltak és ezért ma már mind több viszonylatban építenek ilyen összeköttetéseket. Megkezdtek a Gairloch (Skócia)-Faröer-Izland közötti összeköttetés létesítését SCOTICE névvel (SCOTland-ICEland), 1270 km hosszúságban. A kábelben 20 csatorna fog működni 25 beépített víz alatti erősítővel. A kábelben a beszédcsatornákon kívül táviró- és telexösszeköttetés is fenntartható lesz. A SCOTICE kábelt 1962-ben ICECAN (ICEland-CANADA) nevű szakasszal Kanadáig fogják meghosszabbítani. Ezzel megvalósul a második Anglia-Kanada közötti kábelösszeköttetés. A harmadik a CANTAT terv (CANada-TransAtlantic Telephone cable). E kábeltípus koaxiális elrendezésű és 60 távbészélőcsatorna átvitelére alkalmas.

Az idén Middlesbrough és Göteborg között 60 csatornás kábelt fektetnek le négyhuzalos üzemre.

Az ipari televíziót a kohászati iparban is kezdik használni kemencék belsejében lejátszódó folyamatok megfigyelésére. A kamera természetesen a kemencén kívül foglal helyet, de a nagy hő miatt azt így is intenzív léghűtéssel vagy szükség szerint vízhűtéssel védik.

Másik érdekes alkalmazása az Ipari TV-nek a rádióaktív laboratóriumokban van. A távirányítású kezekkel végzett kísérletek végzésénél ugyanis nem elégséges az eddig alkalmazott egy kamera, mert a térbeli látás hiányzott. Megoldották a stereotelevíziót is úgy, hogy a felvételnél alkalmazott két kamera által szolgáltatott képet egymásra merőlegesen polarizált

fényt kibocsátó ernyőn állítják elő és a szemléltető polarizációs szűrőket tartalmazó szemüveget használnak.

*

A mikrohullámok új alkalmazást találtak az iparban. Nevezetesen plazmaégő készíthető, amely 3000 C° fölötti hőmérsékletet állít elő. A berendezést olyan helyeken alkalmazzák, ahol igen magas hőmérsékleten kell anyagokat megolvasztani, illetve ahol tiszta atmoszférában kell kémiai reakciókat véghezvinni. A berendezés nagyfrekvenciás generátora 2,4 GHz-en működő állandó üzemi magnetronból áll, amely jó hatásfokkal, felharmonikusmentesen dolgozik. A szükséges teljesítmény néhány száz watt nagyságrendű. A magnetrongenerátorhoz csatlakozik a hangolható koaxiális vagy üreges vezetőrendszer, amelyben egy vagy többatomos nitrogén, hidrogén, oxigén vagy széndioxid áramlik. A mikrohullámú vezetőrendszert a fejlődő nemkívánatos hő elvezetésére vízzel hűtik.

Mivel az égőben a hő nem a gázok kémiai folyamata során bekövetkező exoterm reakciójából keletkezik, hanem a mikrohullámú elektromos tér és az abban áramló gáz kölcsönhatása folytán jön létre, a lángzóna mentes minden szennyező gáztól és gőztől. A szokásos gázégőknel az oxigén jelenléte feltétlenül szükséges az égés táplálásához, amely a melegített tárgyat nemkívánatosan oxidálja. A plazmaégőhöz ilyen célból oxigénre nincs szükség, mert égés nincs és emiatt ugyancsak nem képződik vízgőz, ami a használatos gázégők sajátja. A plazmaégő szó azt jelenti mintha láng is lenne; a kiáramló gáz valóban optikailag észlelhetően „világít”, de ez a mikrohullámú térben lejátszódó gyors atomos rekombinációk eredménye. A láng és égő szó használata helytelen, mert az pozitív hőmérsékletű exoterm gázreakciót jelent, de a jelenségre megfelelőbb szó még nincs.

Az égő rendszer négy részből áll. Az első rész a magnetron és az égő közötti csatoló tag, a pontos illesztést szolgálja. A reflexióstényező mérése céljából hasított állóhullámmérőt is beiktatnak. A második — az elsőre merőlegesen elrendezett — részben található a gáz és hűtővíz csatlakozók. A koaxiális rendszer vezetékében hűtővíz áramlik, míg a koncentrikus köpeny és a vezeték közötti üregben a gáz. Az elektromos illesztést eltolható koaxiális rövidzárral oldják meg. A harmadik részben — amely a második folytatása — a gázmolekulák a mikrohullámú térben levő szabad elektronok hatására diszociálnak és így elektromosan semlegesé válnak. A negyedik részben a gázionok rekombinálnak és plazmaként kiáramlanak. E negyedik rész tulajdonképpen a koaxiális vezetékrendszer vége, olyanformán kiképezve, hogy a torzult elektromos tér hatására és a gáz áramlási sebessége által meghatározott „láng” alakja megfelelő legyen. A lezáró nyílás e célból változtatható, illetve cserélhető.

A plazmaégőben hasznosított fizikai jelenség régebben ismeretes. A disszociált gázmolekulákra már nem érvényes a gázok kinetikai elmélete, hanem az elektromágneses törvények alkalmazandók. Eszerint elektromos és mágneses terekkel az ionok nagysebességű áramlásra bírhatók és az így adódó plazmasugár fókuszálható. Többatomos gázok molekulái szabad elektronokkal ütközve elektromos töltésű részecskére esnek szét. Egyatomos gázok részeinek ütközésekor a gázatomokból elektronok szakadnak ki, és így pozitív töltésű gázatomokká ionizálódnak. A molekulák disszociációjához szükséges kinetikai energiát — amely gázonként változó nagyságú — külső elektromágneses tér szolgáltatja, jelen esetben a mikrohullámterületen.

A disszociált részek visszaállításakor — rekombinációjakor — az előzőleg felhasznált energia hővé alakul. A plazmaégőnél tehát előzetesen disszociálni kell a bevezetett gázmolekulákat a mikrohullámú tér energiájával és utána a rendszer megfelelően kiképzett részében bekövetkezik a rekombináció. A mikrohullámú energiát tehát a plazmaáram a melegítendő objektumhoz vezeti, hogy ott kis helyen hővé alakuljon át. *Elektronische Rundschau 1959. november.*

Обобщения на русском языке

Кемень А. и Сауферт Й.: Стабилизаторы напряжения с транзисторами

В статьях, состоящих из трех частей, изложен принцип действия и точка зрения расчета последовательно регулирующих стабилизаторов с транзисторами. В первой части авторами изложены употребляемые решения действия контуров и их анализ. Целью теоретического анализа является выражение двух основных параметра одинаково важных для качества, именно выходного сопротивления и добротность регулирования. В литературе в настоящее время известен только метод выражения выходного сопротивления. Авторы успели решить проблему выражения добротности регулирования и так, разработали полноценный анализ для стабилизаторов с транзисторами.

В второй части обсуждается два регулирующих параметра, которые можно преобразовать в идеальные с помощью искусственной схемы и из анализа авторы получают формулы для расчета. Третья часть содержит критическое сравнение разных референтных источников напряжения, исследование их схем и обсуждает проблемы расчета и проектирования.

Г. Ковалоци: Телевизионный передатчик в Сентеш

Статья знакомит с предварительными соображениями, обстоятельствами постройки относительно поселения второго мощного телевизионного передатчика Венгерской Почты, примененные технические оборудования и решения, наконец достигнутые результаты.

Л. Хорват и А. Вёреш: Метод для образования передающей характеристики

Статья подробно познакомит нас с методом, который даёт возможность на приближение идеальной передающей характеристики, имеющей форму функции степени z (где z больше единицы), с помощью искусственных схем. В рамках статьи обращает внимание и на те возможности, по которым в знании сообщенного метода имеется приближение иных характеристик другого характера. Затем в рамке разработанного примера для квадратичной характеристики познакомит соображения на расчёт.

Б. Патаки: Марганцо-цинковые ферриты

Статья занимается результатами венгерских исследований в области мягких ферритов. Она описывает влияния разных факторов на их магнитные свойства. Электронно-микроскопические исследования утверждают, что удалось производить марганцо-цинковые ферриты, которые являются эквивалентными с лучшими заграничными материалами.

Т. Берцели: Усилители бегущей волны

Автор первый раз трактует окончательный усилитель бегущей волны широкополосного микроволнового устройства, подходящего для трансляции на большие расстояния. Рассматриваются коротко построенные оконченого усилителя бегущей волны и проблемы преобразования АМ—ЧМ, дальше визометрические отношения сигналов-помех. После этого дает короткий отчет о двух измерительных усилителях бегущей волны разного типа, имеющих подвижное решение. Описывается новый оптимальный метод проектирования цепей связи типа винтовой линии, приняв во внимание тоже эффект экранирования винтовых линий. Таким образом получают величины габаритов винтовых линий, которые ближе к результатам испытаний. Наконец дает некоторые результаты испытаний.

Ф. Хауко: Настоящее положение производства печатных схем

Статья трактует о таких деталях отдельных вопросов возникающих в производстве печатных схем, о которых еще нет однозначной точки зрения. Такие: выбор основной пластинки, способ штамповки, способ припайки, печатание, травление, сборка деталей, ремонт. Трактует результаты, достигнутые до сих пор в Венгрии.

Zusammenfassungen in deutscher Sprache.

J. Kemény und J. Saufert: Transistor-Spannungstabilisatoren

Die aus drei Teilen bestehende Artikelserie beschäftigt sich mit dem Arbeitsprinzip und den Gesichtspunkten der Bemessung von Spannungstabilisatoren mit in Serie geschaltetem Regeltransistor. Im ersten Teil befassen sich die Autoren mit der Funktion der angewandten Schaltungen und ihrer Analysen. Bei der theoretischen Analyse haben sich die Autoren den Ausdruck der zwei auf gleiche Weise wichtigen Regelparameter — den Ausgangswiderstand und die Regelungsgüte — zum Ziele gesetzt. Aus der Literatur ist bisher nur die Ausdrucksmethode des Ausgangswiderstandes bekannt. Den Autoren ist es gelungen die Ausdrucksart der Regelungsgüte zu lösen und damit haben sie eine vollgütige Analyse der Transistorstabilisatoren entwickelt.

Im II. Teil wird beschrieben, wie die zwei Regelparameter mit schaltungstechnischen Methoden und den zugehörigen Analysen ideal gemacht werden können, wonach die Autoren exakte Bemessungsformeln ableiten.

Der III. Teil beschäftigt sich mit dem kritischen Vergleich der verschiedenen Referenzspannungsquellen, mit den Prüfungen der damit realisierten Schaltungen und mit den Planungs- und Bemessungsproblemen.

Gy. Kovalóczy: Das Fernsehender von Szentés

Der Artikel gibt die Vorerwägungen bezüglich des zweiten Grossleitungsfernsehenders der Ungarischen Post bekannt. Er beschreibt die Umstände der Gründung, die angewandten technischen Einrichtungen und Lösungen, und zuletzt die mit der Inbetriebsetzung des Senders erungenen Resultate.

L. Horváth und A. Vörös: Methode zur Bestimmung der Übertragungscharakteristik.

Der Artikel gibt die ausführliche Beschreibung einer Methode zur an nähernden Bestimmung der idealen Übertragungscharakteristik in Form einer Funktion mit z -Potenz (wobei $z > 1$) mit Hilfe von künstlicher Schaltungen. Dabei werden auch Möglichkeiten erläutert die auf Grund der beschriebenen Methode die ernähernde Bestimmung von Charakteristiken anderer Art erlauben. Weiter werden in Ramen des zur Bestimmung der quadratischen Charakteristik ausgearbeiteten Beispieles, Dimensionierungsmöglichkeiten angegeben.

B. Pataky: Mangan-Zink Ferriten

Der Autor befasst sich mit den Ergebnissen der ungarischen Weichferritforschung. Er beschreibt die Wirkung verschiedener Faktoren auf die magnetischen Eigenschaften. Die Resultate der elektromikroskopischen Prüfungen und die magnetischen Kennwerte weisen darauf hin, dass es gelungen ist Mn-Zn Ferrite herzustellen, die den anerkannten ausländischen Materialien gleichwertig sind.

F. Berceli: Wanderfeld-Verstärker

Der Verfasser beschreibt den Wanderfeld-Endverstärker der zur Übertragung auf grosse Reichweite geeigneten Breitband-Mikrowellen-Einrichtung. Er gibt einen kurzen Überblick über den Aufbau des Wanderfeldverstärkers und beschäftigt sich mit den Problemen der AM-PM-Umwandlung und des vizometrischen Geräuschabstandes. Ferner beschreibt er kurz zwei portative Messverstärker verschiedener Typen. Er gibt die neue optimale Dimensionierung des Helixkopplers an, wobei dessen Abschirmung beachtet wird. Auf diese Weise wurden für die Dimensionen des Helixkopplers solche Werte erhalten, die zu den Versuchsergebnissen näher stehen als die bisherigen. Endlich teilt er einige Versuchsergebnisse mit.

MAGYAR HÍRADÁSTECHNIKA

Felelős szerkesztő: Balogh Pál — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. — Telefon: 113-450
Felelős kiadó: Solt Sándor — Megjelent 1300 példányban

60.11004 Egyetemi Nyomda, Budapest, Dohány utca 12.

Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapiródnál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál
Előfizetési díj: félévre 15 Ft, egész évre 30 Ft. Egyes szám ára: 5 Ft. Megjelenik kéthavonta — Csekkzámlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066
vagy átutalás az MNB 47. sz. folyózámlájára)