ORSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR
50.165

Magyar HÍRADÁSTECHNIKA

6

MAGYAR HÍRADÁSTECHNIKA XII. ÉVF. 6. SZÁM 213—256. OLDAL BUDAPEST, 1961. DECEMBER

1961. december, XII. évfolyam, 6. szám

Magyar HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Felelős szerkesztő:
Balogh Pál
V., Október 6. u. 7.
Telefon: 183-772

Szerkesztő:
Boglár Gyula
XI., Fehérvári út 70.
Telefon: 268-840

Szerkesztőségi mukatárs:
dr. Antal Józsefné
V., Arany János u. 24.
Telefon: 116—871

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:

Komarik József: Az impulzusszámlálás elvének alkalmazása FM jel demodulálására ... 213

Ferenczy Pál—Szalai Pál: Új módszer a televízióadók oldalsáv-elnyomó és közösítő szűrőjének (filterplexer) méretezésére és beállítására ... 218

Tarnay Kálmán: Tunneldiódák ... 229

Kardos György: Polietilén szalagszigetelésű és köpenyű távbeszélő kábel ... 238

Lipka István: A kereszttekercselő gép huzalvezetésének vezérléséről 242

Iparági hírek ... 246

IV. Híradástechnikai Konferencia és Konstrukció Kiállítás ... 248

Klubnap ... 248

Szemle ... 249

Könyvismertetés ... 250

Обобщение на русском яазике ... 251

Zusammenfassungen in deutscher Sprache ... 251

Résumés des articles en langue française ... 252

Summaries in English ... 252

MAGYAR HÍRADÁSTECHNIKA
Felelős szerkesztő: Balogh Pál — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsi-Zsilinszky út 22. Telefon: 113-450
Felelős kiadó: Solt Sándor — Megjelent 1190 példányban
Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-450) vagy bármely postahivatalnál
Előfizetési díj: félévre 15, Ft, egész évre 30, Ft, Egyes szám ára: 5 Ft. Megjelenik kéthavonta — Csekkszámlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás az MNB 8. sz. folyószámlájára
A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest 62.

61.14405 Egyetemi Nyomda, Budapest, Dohány utca 12 — F. v.: Janka Gyula igazgató

ORSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

Az impulzusszámlálás elvének alkalmazása FM jel demodulálására

KOMARIK JÓZSEF
A Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja
Budapesti Műszaki Egyetem Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszék

A közlemény ismerteti egy frekvenciamodulált impulzussorozat spektrumának a számítását. A kapott spektrum segítségével kimutatja, hogy az impulzusszámlálás elvének az alkalmazásával elvileg torzításmentes demoduláció valósítható meg. A továbbiakban a cikk foglalkozik azzal, a kérdéssel, hogy egy színuszos frekvenciamodulált jelből milyen módon lehet a demoduláció céljaira alkalmas impulzus sorozatot létrehozni és ebből a demodulált jelet előállítani.

Impulzusszámlálás elvén működő FM demodulátorok működésének a vizsgálatához egy frekvenciamodulált impulzussorozat spektrumának a meghatározása szükséges. A spektrum ismeretében megállapítható, hogy demodulálás céljaira miként kell az impulzussorozatot származtatni és milyen módszerekkel lehet a demodulált jelet az impulzussorozatból előállítani. Ezen kívül a spektrum ismeretében meghatározhatók az áramkör egyes részeinek jellemző adatai, mégpedig az alkalmazott aluláteresztő szűrővel szemben támasztott követelmények, valamint az optimális vivőfrekvencia értéke.

Az impulzusszámlálás elvén működő FM demodulátorok működési alapgondolata a következő: A frekvenciamodulált bemenő jelből egy olyan uniformis (azonos alakú impulzusokból álló) impulzussorozatot állítanak elő, melynek ismétlődési frekvenciája megegyezik a bemenő jel frekvenciájával. Ennek a jelsorozatnak képezik a középértékét. Egy uniformis impulzussorozat középértéke arányos az ismétlődési frekvenciával. Ily módon a középérték — ez a kimenő jel —, a bemeneten levő frekvenciamodulált jel frekvenciájával arányos. Ez azt jelenti, hogy a kimenő jel tartalmazza a modulációt, az áramkör tehát demodulációra alkalmas.

Ennek az elvnek a gyakorlati alkalmazása több kérdést vet fel. Ezek a következők:

1. A bemenő jel frekvenciában modulált színuszos jel. Frekvenciája az időnek folytonos függvénye. A változó frekvenciájú impulzussorozat frekvenciája viszont nem lehet az időnek folytonos függvénye, hiszen itt az ismétlődési frekvencia a periódusidő (T) reciproka, ez pedig nem folytonosan változik. A kérdés most az, hogy hogyan értelmezhető egy változó frekvenciájú impulzussorozat, melynek frekvenciája megegyezik a bemenő jel frekvenciájával. Mint látni fogjuk, több módon lehet ilyen impulzussorozatot értelmezni, a mi céljainkra azonban csak egy értelmezési mód felel meg.

2. Abból a tényből, hogy az impulzussorozat középértéke arányos a frekvenciával, nem következik, hogy a frekvencia folytonos változását a középérték követni fogja. A matematikailag értelmezett középérték (integrál középérték) minden esetben konstans és másként számítandó állandó, illetve változó frekvenciájú impulzussorozat esetén. De matematikailag semmiképp sem fogadható el az, hogy az állandó frekvenciájú impulzussorozatra kiszámított középértéket érvényesnek tekintjük változó frekvencia esetén is. Hogy tehát a kimenőfeszültségnek van-e a modulációnak megfelelő komponense, avagy sem, az semmiképpen sem állapítható meg középérték számítással.

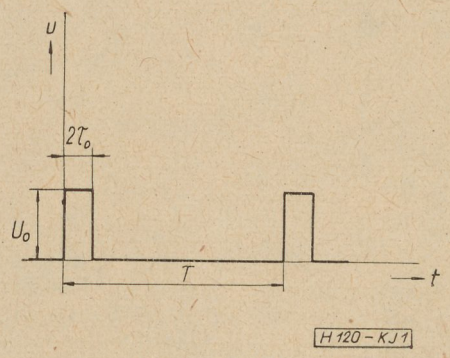
3. Megvizsgálandó, hogy jelen esetben milyen áramkör alkalmas középérték képzésére és ezen áramkörrel szemben milyen követelmények állnak fenn. Ezen kérdésekre csak akkor tudunk választ adni, ha felírjuk egy frekvenciamodulált uniformis impulzussorozat Fourier-sorát. A számítás folyamán közelítő módszereket alkalmazunk, mivel a pontos számítás rendkívül bonyolult. Az eredményeink azonban igen jó egyezést mutatnak a pontos számítás eredményeivel.

Induljunk ki az 1. ábrán megrajzolt állandó frekvenciájú impulzussorozat Fourier-sorából. Ez az 1. ábra jelöléseivel:

$$u = U_0 \frac{2\tau_0}{T}\left[1 + 2\sum_{p=1}^{\infty} \frac{\sin p\omega\tau_0}{p\omega\tau_0} \cos p\omega\,(t-\tau_0)\right]$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \qquad (1)$$

Fenti sor egy időben végtelen impulzussorozatra



1. ábra

érvényes, ha T állandó. Most egy közelítést vezetünk be. Feltételezzük, hogy

$$p\omega\tau_0 \ll 1 \qquad (2)$$

Ez az egyenlőtlenség kis p értékekre a gyakorlatban mindig fennáll, mert az impulzus szélessége: $2\tau_0$, áramköri okok miatt [5] [6] mindig jóval kisebb, mint a periódusidő. Mint később látni fogjuk p-nek az általunk felhasznált legmagasabb értéke: 1. Így tehát írhatjuk:

$$\frac{\sin p\omega\tau_0}{p\omega\tau_0} \cong 1$$

Ezt felhasználva:

$$u \cong 2U_0\frac{\tau_0}{T}\left[1+2\sum_p \cos p\omega(t-\tau_0)\right] \qquad (3)$$

Tételezzük most fel, hogy ω az idő függvénye:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega\cos\omega_m t \qquad (4)$$

ahol

ω_0 a vivőfrekvencia rad/sec-ban
$\Delta\omega$ a frekvencialöket rad/sec-ban
ω_m moduláló frekvencia rad/sec-ban

Helyettesítsük (4)-et (3)-ba:

$$u \cong \frac{U_0}{\pi}\tau_0\omega_0\left(1+\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\cos\omega_m t\right)\left\{1+2\sum_p \cos p\left[\omega_0(t-\tau_0)+m\sin\omega_m t\right]\right\} \qquad (5)$$

A (3) egyenletben szereplő cos függvény argumentumába nem lehet (4)-et egyszerűen helyettesíteni, mert a cos függvény argumentuma nem frekvencia, hanem fázis. A fázis (4)-ből:

$$\varphi = \int \omega\, dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m}\sin\omega_m t \qquad (6)$$

ahol

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_m} = m \qquad (7)$$

m a moduláció index. Ezt a fázist behelyettesítettük (3)-ba. Vizsgáljuk most az (5) egyenletet. A szummán belül álló cos tagok mindegyike egy frekvenciában szinuszosan modulált jel. Egy ilyen frekvenciamodulált jel a jól ismert módon felírható komponensekre felbontva [4]:

$$\cos p(\omega_0 t + m\sin\omega_m t - \omega_0\tau_0) = \sum_{r=-\infty}^{+\infty} J_r(pm)\cos\left[(p\omega_0 + r\omega_m)t - p\omega_0\tau_0\right]$$

ahol $J_r(pm)$ az elsőfajú, r-ed rendű, pm argumentumú Bessel-függvény.
Ezt (5)-be helyettesítve:

$$u \cong \frac{U_0}{\pi}\tau_0\omega_0\left(1+\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\cos\omega_m t\right)\left\{1+2\sum_p\sum_{r=-\infty}^{+\infty} J_r(pm)\cos\left[p\omega_0(t-\tau_0)+r\omega_m t\right]\right\} \qquad (8)$$

Most végezzük el a beszorzást és az azonos frekvenciájú komponeseket vonjuk össze, felhasználva azt, hogy:

$$J_{r-1}(pm) + J_{r+1}(pm) = \frac{2r}{pm}J_r(pm)$$

Ekkor (8) lesz:

$$u \cong U_0\frac{\tau_0}{\pi}\left\{\omega_0 + \Delta\omega\cos\omega_m t + 2\sum_p\sum_{r=-\infty}^{+\infty} J_r(pm)\left(\omega_0+\frac{\Delta\omega r}{pm}\right)\cos\left[p\omega_0(t-\tau_0)+r\omega_m t\right]\right\} \qquad (9)$$

(9)-et írjuk át most a következő módon:

$$u \cong \frac{A_{00}}{2} + A_{01}\cos\omega_m t + \sum_p\sum_{r=-\infty}^{+\infty} A_{pr}\cos\left[(p\omega_0+r\omega_m)t - p\omega_0\tau_0\right] \qquad (10)$$

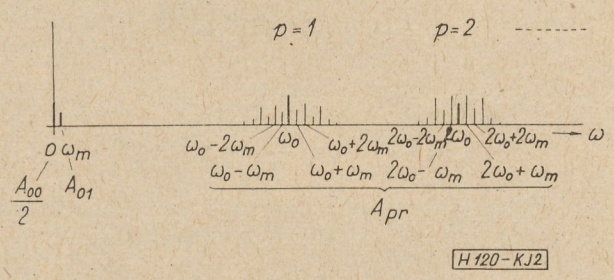
ahol

$$\left.\begin{aligned} \frac{A_{00}}{2} &= \frac{U_0\tau_0\omega_0}{\pi} \\ A_{01} &= \frac{U_0}{\pi}\tau_0\Delta\omega \\ A_{pr} &= \frac{2U_0\tau_0}{\pi}J_r(pm)\left(\omega_0+\omega_m\frac{r}{p}\right) \end{aligned}\right\} \qquad (11)$$

A (10) és (11) egyenletek adják egy változó frekvenciájú impulzussorozat Fourier-sorát. Ezek az eredmények közelítőek ugyan, de a (2) egyenlet által megadott feltétel betartása esetén igen jó egyezést mutatnak a pontos eredményekkel [1], [2], [3]. Vizsgáljuk most meg, hogy a (10) és (11) egyenletek segítségével hogyan tudunk választ adni a bevezető részben felvetett kérdésekre.

A (10) egyenlet szerint a spektrum három részből áll: $A_{00}/2$ jelenti az egyen komponenst, A_{01} az ω_m frekvenciás komponens amplitudóját, tehát a hasznos demodulációs produktumot, végül az A_{pr} amplitudójú komponenseket nevezzük nagyfrekvenciás komponenseknek, noha frekvenciájuk nulla és végtelen között minden értéket felvehet. Később majd indokoljuk az elnevezés jogosságát. Az itt említett komponensek közül nekünk csak az ω_m frekvenciájú komponensre van szükségünk. Amennyiben ez a többitől különválasztható, akkor az itt ismertetett elv frekvenciamodulált jel demodulálá-

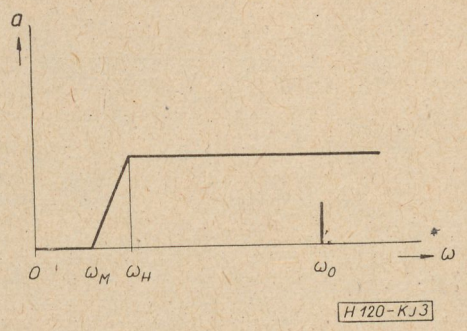
sára alkalmas. Ábrázoljuk a (10) egyenlet által adott spektrumot. Nyilvánvaló, hogy az A_{pr} komponensek által alkotott spektrum végtelen széles. Tehát az ω_m frekvenciás komponenst aluláteresztő szűrővel kiválasztani a spektrumból elvileg nem lehet. Gyakorlatilag azonban igen. Az A_{pr} együtthatók ugyanis a (11) egyenlet szerint tartalmazzák az r-ed rendű pm argumentumú Bessel-függvényeket. Ezeknek pedig az a jól ismert tulajdonságuk, hogy az r rendszám növelésével egy bizonyos r értéktől kezdve rendkívül gyorsan csökkennek. Ez azt jelenti, hogy a 2. ábrán a spektrum alsó



2. ábra

csoportjában ($p = 1$) az ω_0 közül elhelyezkedő komponensek ω_0-tól távolodva egy bizonyos távolságban (r értéktől kezdve) rohamosan csökkenni kezdenek és a moduláló frekvenciák sávjában (továbbiakban alapsáv), tehát ω_m környezetében már tetszőlegesen kicsinyek. Ezért nevezik őket nagyfrekvenciás komponenseknek. Nagyságuk természetesen ω_0 megválasztásától függ; minél magasabbra visszük ω_0-át, annál kisebbek lesznek az A_{pr} tartományból az alapsávba eső komponensek. Nullává nem tehetők, de tetszőleges kis értékre redukálhatók. Jelen gondolatmenetet a spektrum alsó csoportjára alkalmaztuk ($p = 1$), de a többi csoportra ($p = 2, 3, 4\ldots$) is hasonló meggondolások érvényesek. Viszont egyszerűen kimutatható, hogy a legalsó csoport ($p = 1$) adja az alapsávban a legnagyobb komponenseket, így a számításoknál ennek a figyelembe vétele elegendő.

Ezután megadhatjuk a bevezetésben felvetett 3. kérdésre a választ: középérték képzése aluláteresztő szűrővel lehetséges. Az aluláteresztő szűrő áteresztő tartománya ω_M frekvenciáig terjed (ω_M a legmagasabb moduláló frekvencia), a zárótartománya pedig ω_H frekvenciától kezdődik. A szűrő csillapítását (a) a 3. ábrán adtuk meg sematikusan. Vizsgáljuk most meg, hogy ω_0 értékét hogyan kell megválasztani. A számláló diszkriminátorok áramköri vizsgálata szerint a diszkriminátor tulajdonságai akkor a legkedvezőbbek, ha ω_0-át a lehető legalacsonyabbra választjuk [5], [6]. ω_0 legalacsonyabb értékét úgy határozzuk meg, hogy az alapsávba a megengedettnél nagyobb magas frekvenciás zavaró komponens ne juthasson. Célszerű a zavaró komponens amplitudóját a hasznos jel amplitudójához viszonyítani és egy relatív zavarviszonyt definiálni:



3. ábra

$$z = \frac{A_{1r}}{A_{01}}$$

A (11) egyenletek segítségével:

$$z = 2J_r(m)\left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} + \frac{r}{m}\right) \tag{12}$$

Essék a nagyfrekvenciás spektrum alsó csoportjának (csak azt vesszük figyelembe: $p = 1$) $\omega_0 + r\omega_M$ komponense (r negatív!) a szűrő ω_H határfrekvenciájára

$$\omega_0 + r\omega_M = \omega_H$$

Ezt (12)-be helyettesítve:

$$z = 2\,J_r(m)\frac{\omega_H}{\Delta\omega} \tag{13}$$

Legyen:

$$\omega_H = k\omega_M$$

Ekkor (13) $J_r(m)$-re megoldható:

$$J_r(m) = \frac{zm}{2k} \tag{14}$$

Ezen egyenlet, segítségével ω_0 minimális értéke a következő módon határozható meg:

m adott (rendszerjellemző)

k adott (a szűrőtől függ, értéke 1,3—2)

z-t előírjuk (mekkora zavarviszonyt engedünk meg).

Ezen mennyiségek ismeretében a (14) egyenlet jobb oldala kiszámítható. Most a 4. ábra segítségével meghatározzuk azt az r rendszámot, ahol $|J_r(m)|$ az itt kiszámított értéknél nem nagyobb. r ismeretében:

$$\omega_0 = \omega_H - r\omega_M$$

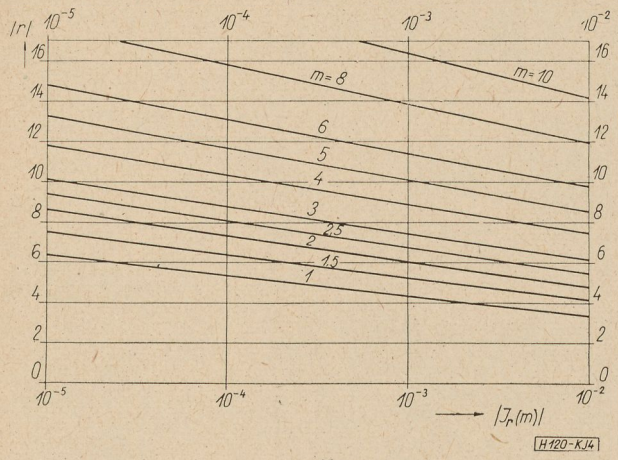
Figyelembe véve azt, hogy r negatív szám:

$$\omega_0 = \omega_H + |r|\,\omega_M = \omega_M\,(k + |r|) \tag{15}$$

A (15) egyenletből ω_0 minimális értéke kapható meg. A számítási módszer alkalmazását egy példán mutatjuk be: Egy FM műsorközlő rendszer jellemzői:

$$\frac{\Delta\omega}{2\pi} = 75\ \text{kHz}$$

$$\frac{\omega_M}{2\pi} = 15\ \text{kHz}$$



4. ábra

$$m = 5$$

Legyen a megengedett maximális zavarviszony:

$$z < 0{,}0001 \ (-80 \text{ dB})$$

és a szűrőre jellemző érték:

$$k = 1{,}5$$

Ezen mennyiségek segítségével a (14) egyenlet

$$J_r(m) = 1{,}66 \cdot 10^{-4}$$

A 4. ábra segítségével

$$|r| = 11{,}5$$

Így a (15) egyenlet szerint:

$$\frac{\omega_0}{2\pi} = 195 \text{ kHz}$$

$\frac{\omega_0}{2\pi}$-t célszerű 200 kHz-re választani.

Az 5. ábrán megrajzoltuk a $p = 1$ értékhez tartozó spektrumot a hasznos jel amplitudójához viszonyítva.

Nem beszéltünk még arról, hogy a szűrőnek a zárótartományban mekkora legyen a csillapítása. Ezt a nagyfrekvenciás spektrum (5. ábra) vizsgálatával lehet eldönteni, figyelembe véve azt, hogy a szűrőt követő áramkörökben mekkora nagyfrekvenciás zavaró jel engedhető meg. Ezek a jelek kívül esnek az alapsávon, így közvetlen bajt nem okoznak, ha azonban szintjük túl nagy, intermodulációs torzítás révén hozhatnak létre alapsávi komponenst. Ezen szempontok alapján eldönthető, hogy milyen mértékben kell őket csillapítani.

Most térjünk rá a 2. kérdés megválaszolására. Az 1. ábrán bemutatott impulzussorozat középértéke

$$U_0 \frac{\tau_0}{\pi} \omega \tag{16}$$

Írjuk most fel a (10) egyenlet első két tagjának összegét. Ezek alapsávba eső komponensek:

$$u = \frac{A_{00}}{2} + A_{01} \cos \omega_m t$$

A (11) egyenlet segítségével

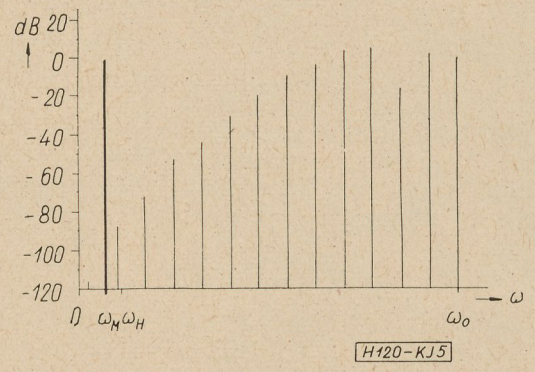
$$u = \frac{U_0 \tau_0}{\pi} (\omega_0 + \Delta\omega \cos \omega_m t) \tag{17}$$

Helyettesítsük most a zárójel helyébe a (4) egyenlet szerint a pillanatnyi frekvenciát:

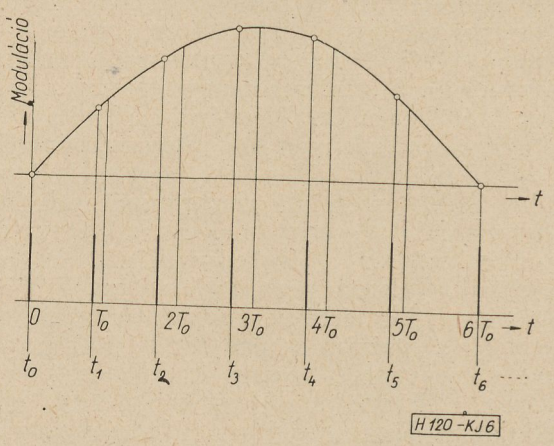
$$u = \frac{U_0 \tau_0}{\pi} \omega$$

Ez a kifejezés pedig megegyezik (16)-tal. Ebből azt a fontos következtetést lehet levonni, hogy az eredetileg konstans frekvenciájú impulzussorozatra felírt középérték [(16) egyenlet] érvényben marad akkor is, ha a frekvencia folyamatosan változik. Tehát használható a „pillanatnyi középérték" fogalma. Ez azonban nem általános érvényű állítás, mivel a (17) egyenlettel megadott eredmény közelítő, és érvényességének a (2) szerint adott megkötés a feltétele. Tehát a pillanatnyi középérték fogalma csak akkor használható, ha a (2) egyenlet által előírt egyenlőtlenség fennáll.

A spektrumszámítás eredményeit felhasználva választ adhatunk az 1. kérdésre is. Az impulzussorozat frekvenciáját a (4) egyenlet adja meg. Ebből kiszámíthatók azok az időpontok, amikor az impulzusok fellépnek. Jelöljük ezeket t_1, t_2, $t_3 \ldots t_n$-nel. Ezek az időpontok konstans frekvenciájú impulzussorozat esetén nyilvánvalóan T egészszámú többszörösei, változó frekvencia esetén ettől eltérnek (6. ábra). Az impulzusok



5. ábra



6. ábra

fellépésének t_n időpontja a következő módon számítható:

$$\int_0^{t_n} \omega(t)\, dt = 2\pi n \qquad (18)$$

Ha ω konstans, tehát ω_0-val egyenlő, (18)-ból a közismert összefüggést kapjuk:

$$t_n = n\frac{2\pi}{\omega_0} = n\,T_0 \qquad (19)$$

Ha azonban ω időfüggvény, akkor a (4) egyenlet szerint helyettesítve ω-t és az integrált elvégezve:

$$\omega_0 t_n + \frac{\Delta\omega}{\omega_m}\sin\omega_m t = 2\pi n \qquad (20)$$

Ebből:

$$t_n = n\frac{2\pi}{\omega_0} - \frac{\Delta\omega}{\omega_m\omega_0}\sin\omega_m t_n$$

A (19) és (7) egyenletet felhasználva

$$t_n = n\,T_0 - \frac{m}{\omega_0}\sin\omega_m t_n \qquad (21)$$

Ez transzcendens egyenlet, melynek t_n gyökei adják meg azokat az időpontokat, amelyekben az impulzusok fellépnek. Az egyenletben levő $m \sin \omega_m \cdot t_n$ kifejezés az impulzussorozat fázismodulációját jelenti, mint az a (6) egyenletből látható. Ezek után a (21) egyenlet tartalma a következőképp fogalmazható meg: A frekvenciamodulált impulzussorozat impulzusai olyan t_n időpontokban lépnek fel, amely időpontok el vannak tolva a modulálatlan impulzussorozat impulzushelyeihez (nT_0) képest oly módon, hogy az eltolás arányos a fázismodulációval, mégpedig a moduláló függvénynek a t_n időpontban felvett értékével. Ez utóbbit azért kell kihangsúlyoztunk, mert használatos olyan rendszer is, ahol az eltolás a moduláló függvénynek nem a t_n, hanem az nT_0 időpontban felvett értékével arányos. Ebben az esetben nem érvényes az általunk megadott spektrum és kimutatható [3], hogy ilyenkor az alapsávban az ω_m frekvencia mellett a $2\omega_m$, $3\omega_m$ stb. frekvenciák is fellépnek. Ez torzítást jelent; ez a rendszer tehát demoduláció céljára nem alkalmas.

Impulzusszámlálás elvén működő demodulátor céljára csak olyan rendszer alkalmas, ahol az impulzusok helyét a (21) egyenlet szerint változtatjuk. Ez az előállítási mód gyakorlatban igen egyszerűen megvalósítható. Írjuk fel egy színuszos frekvenciamodulált jel egyenletét:

$$y = A\sin(\omega_0 t + m\sin\omega_m t)$$

Ennek a függvénynek a zérushelyei ott vannak, ahol a színusz argumentuma, tehát a zárójel π egész számú többszöröse. Ha minden második zérushelyet veszünk figyelembe, akkor ezek az alábbi egyenletből meghatározható t_n érték mellett lépnek fel.

$$\omega_0 t_n + m\sin\omega_m t_n = 2\pi n$$

Ez az egyenlet pedig megegyezik az impulzusok előállítási idejére megadott (20) egyenlettel. Demodulálás céljára tehát a színuszos frekvenciamodulált jelből nullkomparálással állíthatók elő az impulzusok, oly módon, hogy az eredeti színuszos jel minden második nullátmeneténél képezünk egy impulzust. A gyakorlatban majdnem kizárólag ez a rendszer használatos, de egyszerűen belátható, hogy azok a rendszerek is megfelelőek, amelyek nemcsak minden második, hanem az összes nullátmenetet felhasználják, vagy azok a rendszerek, amelyek nullkomparálás helyett csúcskomparálással működnek. Ezzel az 1. kérdésre is megadtuk a választ.

IRODALOM

1. *Bennett:* Spectra of quantised signals. The Bell System Technical Journal 1948. p. 446.
2. *Sanchez, Popert:* Über die Berechnung der Spektren modulierter Impulsfolgen. Archiv der Elektrischen Übertragung 1955. okt.
3. *Hölzer, Holzwarth:* Theorie und Technik der Pulsmodulation. 2. fejezet. Springer-Verlag. Berlin. 1957.
4. *Black:* Modulation Theory. Van Nostrand. New York. 1953.
5. *Labin:* Theory of frequency counting and its application to the detection of frequency modulated vawes. Proc. I. R. E. 1948. July, p. 828.
6. *Komarik:* Számláló diszkriminátor méretezése. Magyar Híradástechnika XI. 1960. okt.

A MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA MŰSZAKI TUDOMÁNYOK OSZTÁLYA
és a
HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET

Budapesten 1962 június 5. és június 8. között megrendezi a

MÁSODIK MIKROHULLÁMÚ ÖSSZEKÖTTETÉSEK KOLLOKVIUMOT

A kollokvium a mikrohullámú összeköttetésekkel kapcsolatos következő tárgykörökkel foglalkozik:

rendszer-analízis, mikrohullámú hállózatok és antennák, mikrohullámú elektronikus eszközök, elektronikus áramkörök, rendszer-mérések.

További felvilágositásokat ad a Híradástechnikai Tudományos Egyesület titkársága
(Budapest, V., Szabadság tér 17. Technika Háza. Telefon: 113-027)

Új módszer televízióadók oldalsávelnyomó és közösítő szűrőjének (filterplexer) méretezésére és beállítására

FERENCZY PÁL
Budapesti Műszaki Egyetem
Vezeték nélküli Híradástechnikai Tanszék

SZALAI PÁL
Elektromechanikai Vállalat
TV Laboratórium

a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagjai

A cikk ismerteti a televízió adóknál használt oldalsávelnyomó és közösítő szűrők (filterplexer) új, a szerzők által kidolgozott méretezési eljárását. Minden részletkérdésre kiterjedő módon közli a teljes szűrőegység behangolási módszerét, és konstrukciós kérdésekre is bő tájékoztatást nyújt. A cikk végén egy, a közölt módszerrel tervezett és beállított filterplexer adatait összehasonlítja a számított adatokkal és igazolja a módszer használhatóságát.

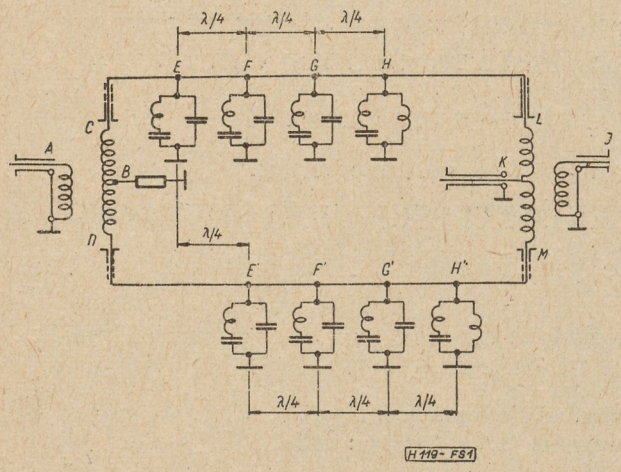
1. Bevezetés

Televízióadók kép- és hangadóinak közös antennára való rákapcsolását a közösítő szűrő, idegen nevén diplexer biztosítja. Ennek az a feladata, hogy az antenna felé lehető jó illesztést biztosítva úgy kapcsolja össze a hang- és képadó végfokozatainak a kimeneteit, hogy azok egymásra egyáltalán ne, vagy csak elhanyagolható mértékben hassanak.

Ugyanekkor az amplitúdómodulált képadónak az alsó oldalsávját részben el kell nyomni, hogy a kisugárzott jel spektruma megfeleljen a nemzetközi előírásoknak. Ez szükségessé teszi azt, hogy a képadó kimenete és az antenna közé egy oldalsávelnyomó szűrő kerüljön.

Az irodalomban számos megoldás található e kettős probléma megoldására [1], [2], [3]. Ezek közül az egyik leggyakrabban használt megoldás az ún. filterplexer, mely egymagában egyesíti az oldalsávelnyomó szűrőt és a diplexert. Az alábbiakban mi csupán ezzel a megoldással foglalkozunk.

A filterplexer vázlatos, koncentrált elemekből álló helyettesítő kapcsolását az 1. ábra mutatja. Lényegében a be- és kimeneteket lehetővé tevő két illesztő és szimmetrizáló transzformátorból, valamint a két sorban elhelyezkedő szimmetrikus felépítésű reaktáns szűrősorból áll.



1. ábra

A képadó az A pontra csatlakozik, így a C és D pontokon ellenütemű feszültség lép fel, míg B a szimmetria folytán feszültségmentes lesz.

C-től L-ig, ill. D-től M-ig terjedő koaxiális tápvonalak hossza egyenlő. Mindazok a képadóból jövő frekvencia összetevők, melyek frekvenciái az áteresztősávba esnek, akadálytalanul haladnak át ezen a két párhuzamos vonalon és L-nél és M-nél ugyancsak ellentétes lesz a fázisuk. A szimmetria következtében ez a feszültség kijut a J pontra kapcsolódó antennára, miközben K-nál nem lép fel feszültség.

Ha ellenben a képadóból olyan frekvencia összetevők jönnek, melyek az elnyomandó oldalsávba esnek, akkor ezeket az E, F, G, ill E', F', G' pontokban a vonalra párhuzamosan kapcsolódó szűrők reflektálják. Mivel a két vonalágban elhelyezkedő szűrősor egymáshoz képest negyedhullámhosszal el van tolva, a reflektált hullámok azonos fázisúak lesznek, amikor visszajutnak a C és D pontokra. Ez a reflektált teljesítmény ezúttal csupán a B pontra ad feszültséget, az A pontra, azaz a képbemenetre ebből semmi sem jut. A B pontra kapcsolt disszipáló ellenálláson ez a teljesítmény hővé alakul.

A hangadó kimenete a K ponttal van összekötve. Mivel K szimmetria pont, feszültség csupán L-nél és M-nél fog fellépni azonos fázisban, J most feszültségmentes marad. Tekintettel arra, hogy a H—L és H'—M tápvonalak hosszának különbsége negyedhullámhossz, a jel a H és H' szűrőkhöz egymáshoz képest 90°-kal eltolt fázisban érkezik. E két szűrő a hangvivőre és oldalsávjaira nézve rövidzárnak tekinthető, így teljes reflexiót okoznak. A két reflektált hullám L-nél és M-nél már ellentétes fázisú lesz az oda-vissza jelentkező két negyedhullámú útkülönbség következtében. Ez a jel már akadálytalanul kijut a J ponton levő antennára. A hangadóból jövő teljesítménynek az a része, mely a H és H' szűrők nem tökéletes reflexiói miatt nem reflektálódott, azonos fázisban eljut a C és D pontig, ahonnan a B-nél levő ellenállásra kerülve hővé alakul.

Látható tehát, hogy teljesítmény sem a képadóból a hangadóba, sem viszont nem juthat, ugyanekkor mindkét adó teljesítménye kijut az antennára, míg az elnyomott oldalsáv teljesítménye egy erre a célra beépített disszipáló, ún. ballaszt ellenállásra jut. Ez utóbbi biztosítja a képadó számára az állandó bemeneti impedanciát az elnyomott sávban.

Szokás még a filterplexert híd-diplexernek is nevezni, mert működési elve részben analóg a váltóáramú hidakéhoz.

2. A filterplexer méretezése amplitúdó-frekvencia menetre

2.1. Képadó-antenna átviteli görbe

A nemzetközi televízió szervezetek (OIRT, CCIR) előírják a kisugárzott televízió jel frekvencia spektrumának amplitúdógörbéjét. Célunk az, hogy ezt az előírást teljesítsük. A követelményt vázlatosan a 2. ábra mutatja.

Az átviteli görbének a vonalkázott területen kívül kell haladnia. Szembetűnő követelmények: nagy csillapítás az elnyomott oldalsávban, meredek fel- és lefutás az átviteli sáv elején és végén, kis csillapítás az átviteli sávban.

Az előzőekben megismerkedtünk a filterplexer működési elvével. Láttuk, hogy a hídágakhoz csatlakozó szűrők végzik az oldalsávelnyomást, az átviteli görbe kialakítását, s bizonyos mértékig — a szimmetrizálókkal együtt — a kép-hang szétválasztást. Vizsgáljuk először az oldalsávelnyomást (3. ábra).

A diplexer sematikus vázlatán az 1, 2 és 3 számmal jelölt vonalak jelképezik az oldalsávelnyomást, ill. a megfelelő átviteli karakterisztika kialakítását végző szűrőpárokat. Ezen szűrőket úgy kell megválasztani, hogy az átviteli sávban lehetőleg csillapítás nélkül haladjon a vonalon az energia, az elnyomott oldalsávnak megfelelő frekvenciákon pedig reflektálódjék.

A feladatot a 4. ábrán látható, „A" típusú szűrőkkel oldjuk meg. A kétpólusok az extrém frekvenciáktól eltekintve egy rezonanciával és egy antirezonanciával bírnak. A rezonanciák helyét célszerűen az elnyomandó oldalsávban, az antirezonanciát pedig a képvivőnek megfelelő frekvencián helyezzük el.

A képátviteli sáv végén a hangadó teljesítményének az antennára jutását a 4. sz. szűrők biztosítják. Ezeknek is egy-egy rezonáns és antirezonáns frekvenciája van, melyeknek az elhelyezkedése a frekvencia tengelyen természetesen az előzőektől eltérő. Nevezetesen a rezonancia a hangvivőn van, az antirezonancia pedig a képátviteli sáv közepén. A hangszűrők („B" típusú szűrők) kapcsolását és frekvencia menetét az 5. ábra tünteti fel.

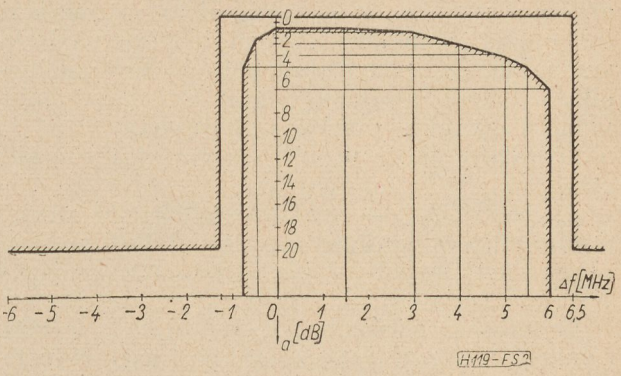
A 4. és 5. ábrán feltüntetett induktivitásokat és kapacitásokat a magas üzemi frekvenciáknak megfelelően nem a szokásos koncentrált elemekből valósítjuk meg. A szűrők tényleges elektromos kapcsolási vázlatát a 6. ábra mutatja.

A kapacitásokat fémfelületekkel, az induktivitásokat pedig végükön rövidrezárt tápvonalcsonkokkal valósítjuk meg. (Egy szűrőtípuson belül a jelölések megegyeznek, de „A", ill. „B" típusban C_1 és L_1 számítástechnikailag nem azonos érték!)

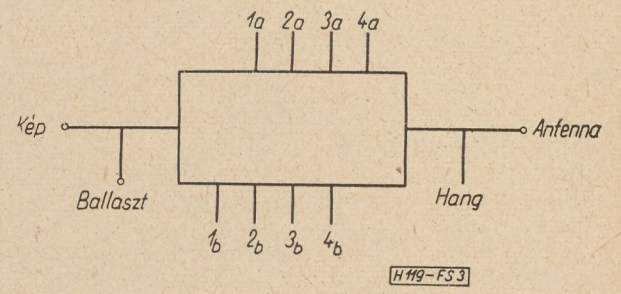
Először az „A" szűrőtípust vizsgáljuk. A csillapításmenet számításához szükséges ismerni a kétpólus reaktancia menetét, ehhez pedig a kapcsolási elemek értékét.

A következő értékeket felvesszük:

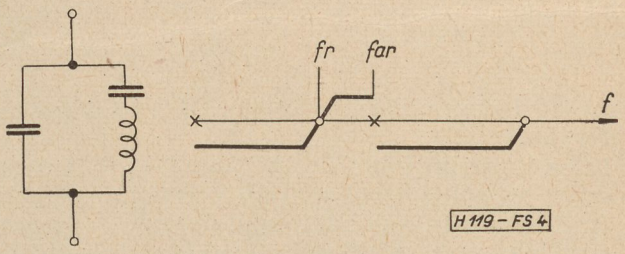
$$f_r,\ f_{ar} = f_{kép} = f_k,\ \beta_k l_1,\ Z_{ovcs}$$



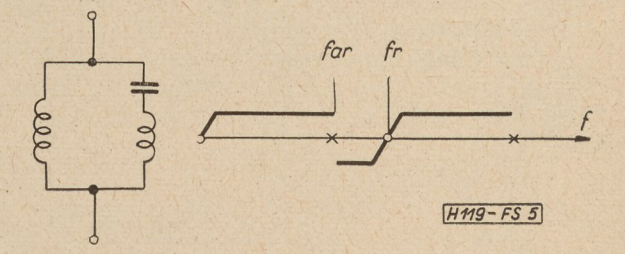
2. ábra



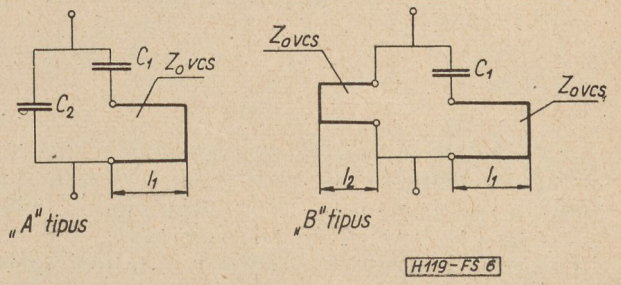
3. ábra



4. ábra



5. ábra



6. ábra

ahol f_r a rezonancia, f_{ar} pedig az antirezonancia frekvencia, β_k a fázistényező a képvivő frekvenciáján, Z_{0vcs} pedig a vonalcsonk hullámellenállása. f_r-ről annyit tudunk egyelőre, hogy valahol az elnyomandó oldalsávban van, f_{ar} a képvivőn, mely utóbbi természetesen adott érték.

$Z_{0vcs} = 78$ ohm — ez a tápvonalelmélet szerint a minimális csillapítású tápvonalak hullámellenállása. A választás a szűrő jósági tényezőjének növelése céljából esett éppen erre az értékre.

Egyelőre tételezzük fel, hogy ezek felvett, konkrét értékek, a továbbiakban ezek felvételére még visszatérünk. Eme értékek ismeretében C_1-t és C_2-t az alábbi összefüggésekből nyerjük:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_r Z_{0vcs} \operatorname{tg}\beta_r l_1} \tag{1}$$

$$C_2 = \frac{C_1}{\omega_{ar} C_1 Z_{0vcs} \operatorname{tg}\beta_{ar} l_1 - 1} \tag{2}$$

Ezt mindhárom — 1, 2, 3 — „A" típusú szűrőre elvégezzük.

A „B" típusú szűrők vizsgálatánál felvesszük a következő értékeket:

$$f_r = f_h, f_{ar}, \beta_k l_1, \beta_k l_2, Z_{0vcs} = 78 \text{ ohm}.$$

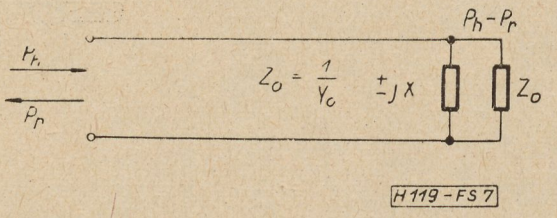
Itt f_h a hangvivő frekvenciáját jelöli. Ezekből az adatokból C_1-re adódik:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_r Z_{0vcs} \operatorname{tg}\beta_{rez} l_1} \tag{3}$$

(A fenti mennyiségek felvételére még itt is visszatérünk.)

Ezek szerint mind az „A", mind a „B" típusú szűrő tetszőleges frekvencián felvett impedancia értékét meg tudjuk határozni. Ez azért lényeges, mert az egyes szűrők párhuzamosan kapcsolódnak a hídágakhoz, s aszerint, hogy valamely szűrőnek mekkora impedanciája van egy meghatározott frekvencián, kisebb, vagy nagyobb mértékben söntöli a tápvonalat.

A továbbiakban meghatározzuk annak a csillapításnak a nagyságát, amit egy, a tápvonalra kapcsolt sönt reaktancia okoz (l. a 7. ábrát).



7. ábra

Egy Z_0 hullámellenállású tápvonalat lezárunk a hullámellenállásnak megfelelő értékkel. Ezt söntöli $+jX$, vagy $-jX$ reaktancia. P_h jelöli a haladó-, P_r a reflektált teljesítményt.

Ekkor a lezárás és a sönt reaktancia eredő admittanciája, Y_2:

$$Y_2 = \frac{\pm jX + Z_0}{\pm jXZ_0} \tag{4}$$

A tápvonalelméletből ismert a feszültségreflexiós tényező kifejezése:

$$\Gamma = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0} = \frac{Y_0 - Y_2}{Y_0 + Y_2} \tag{5}$$

ahol Z_2 a lezárás eredő impedanciája.

Behelyettesítve ebbe a (4) egyenletet:

$$\Gamma = \frac{Y_0 - \dfrac{\pm jX + Z_0}{\pm jXZ_0}}{Y_0 + \dfrac{\pm jX + Z_0}{\pm jXZ_0}} = \frac{-Z_0}{Z_0 \pm 2jX} = \frac{-1}{1 \pm 2jX'} \tag{6}$$

ahol $X' = \frac{X}{Z_0}$, azaz a normalizált impedancia.

$$|\Gamma| = \frac{1}{\sqrt{1 + 4X'^2}} \tag{7}$$

$$|\Gamma|^2 = \frac{1}{1 + 4X'^2} \tag{8}$$

A csillapítást a haladó és reflektált teljesítmény különbségének a haladó teljesítményhez való viszonya adja:

$$a = \frac{P_h - P_r}{P_h} = 1 - \frac{P_r}{P_h} \tag{9}$$

Minthogy

$$|\Gamma| = \left|\frac{U_r}{U_h}\right|; \quad \text{és} \quad |\Gamma|^2 = \frac{P_r}{P_h} \tag{10}$$

ezeket behelyettesítve a (9) egyenletbe, a csillapítás:

$a = 1 - |\Gamma|^2$; illetve decibelben:

$$a^{[dB]} = 10^{10} \lg [1 - |\Gamma|^2] = -10^{10} \lg \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \tag{11}$$

Felhasználva a (8) egyenletet:

$$a^{[dB]} = -10^{10} \lg \frac{1}{1 - \dfrac{1}{1 + 4X'^2}} =$$

$$= -10^{10} \lg \frac{1 + 4X'^2}{4X'^2} \tag{12}$$

$$a^{[dB]} = -10^{10} \lg \left[1 + \frac{1}{4X'^2}\right] \tag{13}$$

A csillapítást kifejezhetjük a feszütség állóhullám aránnyal is:

$$|\Gamma| = \frac{r - 1}{r + 1} \tag{14}$$

Ezzel a csillapítás:

$$a^{[dB]} = -10^{10} \lg \left[\frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \right] =$$

$$= -10^{10} \lg \left[\frac{(r+1)^2}{4r} \right] \qquad (15)$$

A tápvonal, melyhez a szűrők csatlakoznak, hullámellenállásával lezártnak tekinthető. Ilymódon tehát kiszámítható, hogy egy meghatározott kapcsolási elemekből felépített szűrő csillapítása hogyan változik a frekvencia függvényében (l. 8. ábrát).

A felrajzolt görbesereg egy szűrőre vonatkozik, különböző $\beta_k l_1$ értékekre paraméterezve. Mint látható, $\beta_k l_1$ különböző értékeivel egy meghatározott frekvencián a csillapítás változik és megválasztásával f_r és f_{ar} frekvenciákon túlmenőleg egy harmadik ponton is kézben tartható a csillapítás érték.

A 9. ábrán láthatók a „B" típusú szűrők lehetséges csillapítás görbéi.

A filterplexer átviteli karakterisztikáját a szűrők szabják meg. Mivel a két hídágban felépítésre nézve szimmetrikus szűrősorok vannak, így elég az egyik ágat figyelemmel kísérni. A 10. ábrán kirajzoltuk az egyik hídágnak egy szakaszát, ahol az egyes szűrőket (1a, 2a stb) függőleges vonalakkal jelképeztük.

Tegyük fel, hogy a berajzolt keresztmetszetekben egy meghatározott frekvencián a szűrők sorban Y'_{1t}, Y_{2t}' stb. normalizált talpponti admittanciákat képviselnek. Ha ezeket az admittanciákat az energia haladásával ellenkező irányban, sorban, szűrőről szűrőre haladva megfelelően transzformáljuk és összegezzük, akkor elérkezünk az 1a szűrőnek megfelelő keresztmetszethez, ahol egy eredő — Y_e' — normalizált admittanciát kapunk.

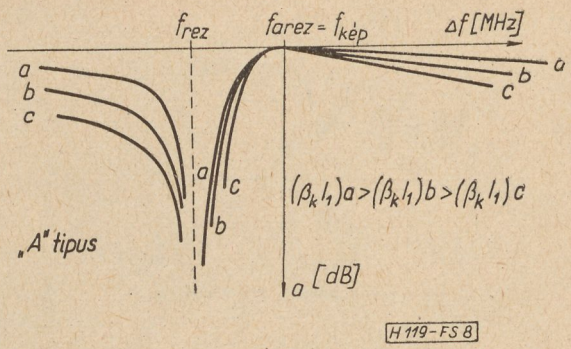
Matematikailag:

$$Y'_e = Y'_{1t} + \cfrac{1}{Y'_{2t} + \cfrac{1}{Y'_{3t} + \cfrac{1}{Y'_{4t} + 1}}} \qquad (16)$$

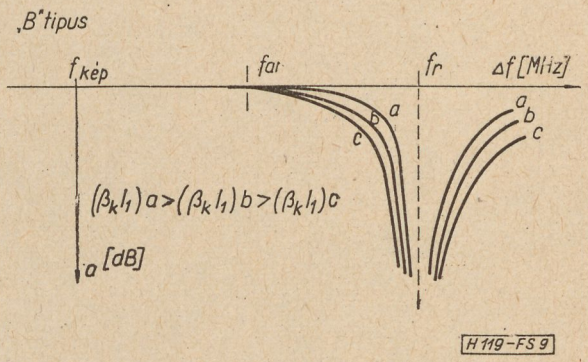
Ezt a kifejezést a szűrőknek egymástól negyedhullámhosszra való elhelyezkedése miatt kapjuk ilyen formában. Tehát az energia haladási irányában, abban a keresztmetszetben, ahol az 1a szűrő kapcsolódik a tápvonalhoz — egy meghatározott frekvencián — a szűrők eredő hatásaként Y_e' normalizált admittancia jelentkezik a tápvonallal párhuzamosan.

Ha ezt az átviteli sáv különböző frekvenciáira kiszámítjuk, s a csillapítást a (16) segítségével számoljuk, akkor megkapjuk a filterplexer csillapítás karakterisztikáját a frekvencia függvényében.

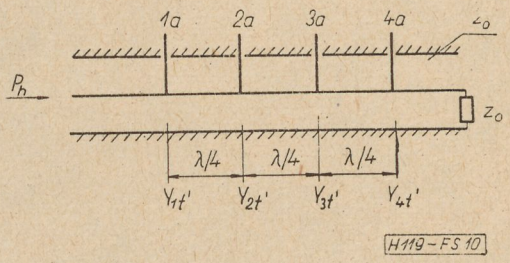
Azonban, mint láttuk, Y'_{1t}, Y'_{2t}, stb. számításához az egyes szűrők kapcsolási elemeinek tényleges, konkrét értékeit ismernünk kell, azonkívül fel kell venni a szűrők rezonanciáinak helyét, $\beta_k l_1$ értékeket stb.



8. ábra



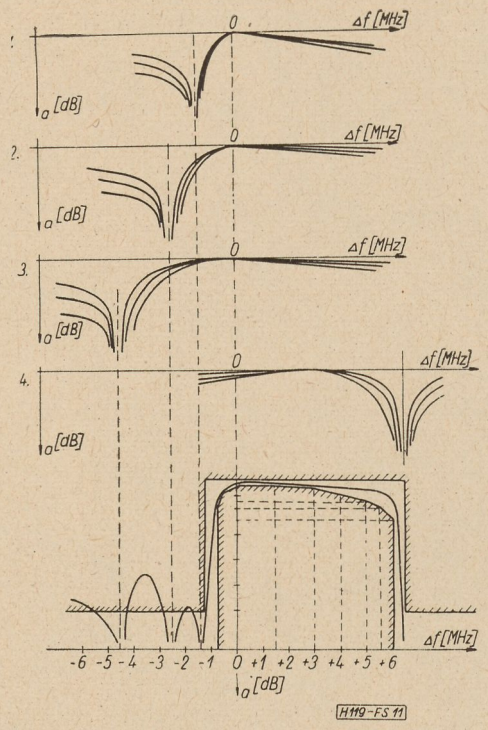
9. ábra



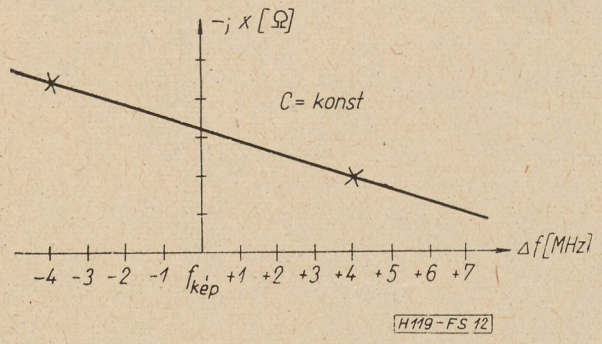
10. ábra

Ezeket természetesen nem tudjuk egyszeri próbálkozással úgy felvenni, hogy a kivánt eredő csillapítás görbét nyerjük. Viszont az előzőkben leírt számítási láncfolyamatot minden alkalommal, a próbálgatással felvett értékekkel elvégezni igen hosszadalmas munka. Ezért nem számolunk rögtön a pontos eredményt adó (16) egyenlettel, hanem az alábbi közelítő eljárás szerint járunk el.

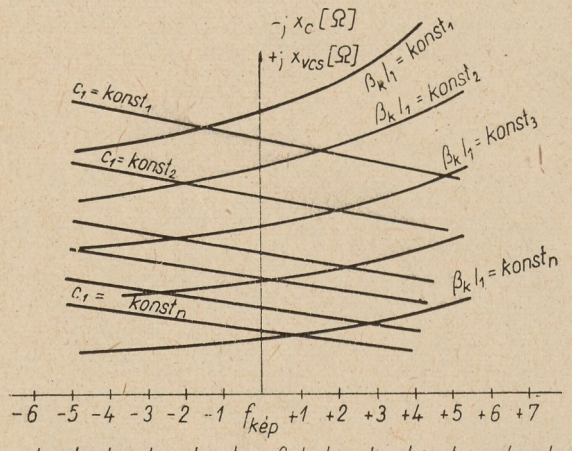
Felveszünk minden szűrőre külön, az „A" és „B" típusú szűrők tárgyalásánál felsorolt értékeket (f_r, $\beta_k l_1$ stb.) és ezekkel meghatározzuk a még ismeretleneket (C_1, C_2). Ezután kiszámítjuk a frekvencia függvényében az egyes szűrők csillapításgörbéit és milliméter papíron ábrázoljuk őket, különböző $\beta_k l_1$ értékekre paraméterezve. Így a négy szűrőnek megfelelően négy görbesereget nyerünk. Mindegyik görbeseregből kiválasztunk egy görbét, s a továbbiakban már csak ezekkel dolgozunk. Egy meghatározott frekvencián az egyes görbék csillapításértékeit összeadjuk, s ezt kellő számú frekvencián megismételjük. Az így nyert értékeket a tolerancia sémán ábrázoljuk. Vázlatosan a 11. ábra sorozat mutatja a módszer egyes lépéseit.



11. ábra



12. ábra



13. ábra

Hangsúlyozni kívánjuk, hogy ez nem pontos számítási mód, csupán a megoldás megközelítésére szolgál. E közelítő eljárás jogosságát, ill. a várható pontosságát a cikk végén közölt függelék igazolja, ill. adja meg.

Így tehát kapunk valamilyen átviteli görbét. A tolerancia sémán feltüntetett kivánatos értékekkel szemben kitűnnek az esetleges hiányosságok. Ezek jellegéből következtetni tudunk arra, hogy melyik szűrő csillapításgörbéjén, s milyen irányú változtatás szükséges. (Más rezonancia frekvencia, más $\beta_k l_1$ paraméter stb).

A változtatások elvégzése után ismét megnézzük az eredő görbét. Rendszerint két-három kísérlet után az eredő görbe már elfogadható.

Ezek után azokkal a kapcsolási elemek értékeivel és paraméterekkel, melyekkel a megfelelő közelítő görbe kiadódott, elvégezzük a pontos számítást is a (16) egyenlet alapján. Az esetek többségében — feltéve, hogy a fenti sorrendben végeztük el a számításokat — a pontosan számított görbe is kielégítő lesz.

Az egyes szűrők csillapítás görbéinek, ill. talpponti admittanciáinak (Y'_{1t}, Y'_{2t} stb.) számítását lényegesen leegyszerűsíthetjük megfelelően kiszámított és szerkesztett segédgörbék felhasználásával.

Sok esetben szükség van valamely kapacitás reaktanciájának ismeretére a kérdéses csatorna valamelyik frekvenciáján. Meggyorsítja a számítást az, ha megfelelő léptékben (a kívánt pontosságtól függően) kiszámítjuk a 12. ábrán látható görbét. A 10 pF értékről tetszőleges kapacitásértékre igen egyszerű áttérni logarléccel.

Ugyancsak sokszor előfordul, hogy valamely adott $\beta_k l_1$ érték által megszabott Z_{0vcs} hullámellenállású, l_1 hosszúságú, végén rövidrezárt tápvonalhoz keressük a vele — valamely meghatározott frekvencián — rezonanciát adó C_1 kapacitás értékét. Az ilyen jellegű feladat gyors megoldását segíti elő a 13. ábrán látható görbesereg. E diagramból közvetlenül leolvasható az adott paraméterekkel rendelkező, végén rövidrezárt tápvonal impedanciája, valamint bizonyos határok között különböző kapacitások impedanciája is. Azt, hogy a görbeseregeket milyen paraméterhatárok között célszerű ábrázolni, a konkrét követelmények alapján döntjük el.

2.2. Hangadó-antenna átviteli görbe

Az előzők alapján e kérdés vizsgálata egyszerűen elvégezhető. Ezt a számítást a képátviteli görbe helyes alakjának kiadódása után célszerű elvégezni, az akkor már ismert kapcsolási elemek és paraméter értékek birtokában.

Minthogy a hangátviteli sáv igen szűk (± 50 kHz a löket), számításunkat max $\pm \Delta f = 0{,}5$ MHz-re korlátozzuk a hangvivő körül. Az előzőekben láttuk, hogy a hangvivő frekvenciáján a 4a — 4b szűrők rezonanciában vannak, tehát gyakorlatilag rövidre zárják a tápvonalat. A vizsgálandó frekvenciasávban 4a — 4b szűrők

reaktanciája olyan kis értéken marad, hogy a hídágak e keresztmetszeteiben jelentkező eredő impedanciákat döntő módon ők szabják meg. Ezért ebben az esetben a többi szűrő impedanciájának áttranszformálásától eltekinthetünk.

A csillapítás görbét a 14. ábra alapján számíthatjuk. A hangbemeneten P_h haladó teljesítmény indul el a szimmetrizáló transzformátor elágazásai felé. A hídágakra kapcsolódó 4a — 4b szűrők által okozott rövidzár miatt P_r reflektált teljesítmény halad az antenna irányában. A két teljesítmény hányadosa adja a csillapítást.

$$a = \frac{P_r}{P_h} \tag{17}$$

$$|\Gamma| = \left|\frac{U_r}{U_h}\right| \tag{18}$$

$$a = |\Gamma|^2 \tag{19}$$

$$a^{[dB]} = -10^{10} \lg |\Gamma|^2 \tag{20}$$

Behelyettesítve a (8) egyenletet:

$$a^{[dB]} = -10^{10} \lg \left[\frac{1}{1 + 4\,X^{12}}\right] \tag{21}$$

ahol $X' = \frac{X}{Z_0}$, azaz a normalizált szűrőimpedancia értéke, valamely meghatározott frekvencián.

3. A szűrők és a szimmetrizáló transzformátorok realizálása

3.1. A szűrők méreteinek meghatározása

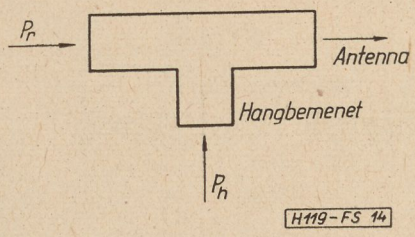
A hídágakban a vonallal párhuzamosan elhelyezkedő szűrők elektromos adatait az előzőekben már meghatároztuk. Így adottnak vehető C_1 és C_2, valamint l_1 és Z_{ovcs} az „A" típusú szűrők esetén; ill. C_1, l_1, l_2, valamint Z_{ovcs} a „B" típusú szűrők esetén (l. 6. ábra).

A 15. ábrán látható a két szűrőtípusnak a valóságnak megfelelő vázlatrajza. A pólushelyeket adó soros kört egy kapacitással hangolt koaxiális üregrezonátor valósítja meg mindkét típusú szűrő esetén. Az antirezonanciát beállító C_2 kapacitás „A" típus esetén az üreggel szemközti oldalon kapott helyet, „B" típusnál pedig a sönt induktivitást egy végén rövidrezárt vonalcsonk realizálja.

Az induktivitásokat megvalósító, végükön rövidre zárt koaxiális tápvonaldarabok hullámellenállása adott: 78 ohm, hasonlóan az üregek hullámellenállásaihoz. Ismeretes, hogy az átmérők növelésével nő a koaxiális üregek jósági tényezője is. A méretek ésszerű határon belüli tartása, valamint a gyárthatósági szempontok figyelembevételével a külső átmérőt 160 mm nagyságúra választottuk. Ezzel a belső átmérő adódott:

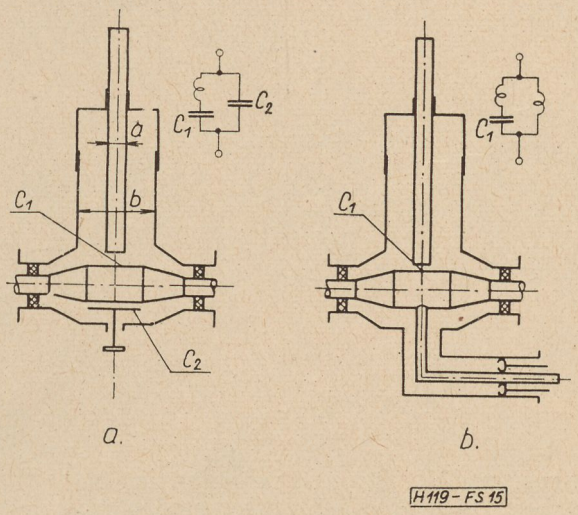
$$Z_0 = 60 \ln \frac{b}{a} \tag{22}$$

$$a = \frac{b}{num\,lg\, 0{,}434 \frac{Z_0}{60}} \tag{23}$$



14. ábra

A kiszámított rezonancia frekvencia pontos beállítását természetesen a szűrő hangolhatóvá tételével biztosítottuk. A 15. ábrán látható, hogy a soros rezonancia beállítására két hangolható elem is van, így a rezonancia frekvencia mellett még az L/C viszony (azaz $\beta_k l_1$) is beállítható.



15. ábra

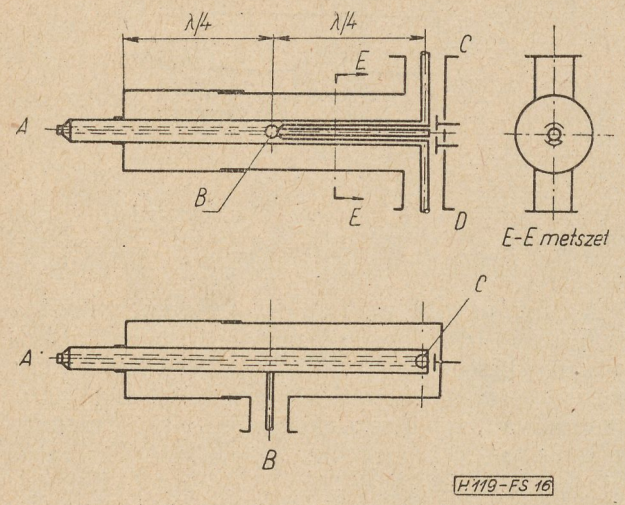
A szűrő belső vezetőjének a belső részét úgy alakítottuk ki, hogy a veszteségek miatt fellépő hőteljesítményt levegő befújásával el lehessen vezetni.

Az „A" típusú szűrőknél a C_2 kapacitást egy egyszerű hengeres fémfelülettel valósítottuk meg, melynek távolsága a szűrőn átmenő belső vezetőtől csavarmenet segítségével változtatható.

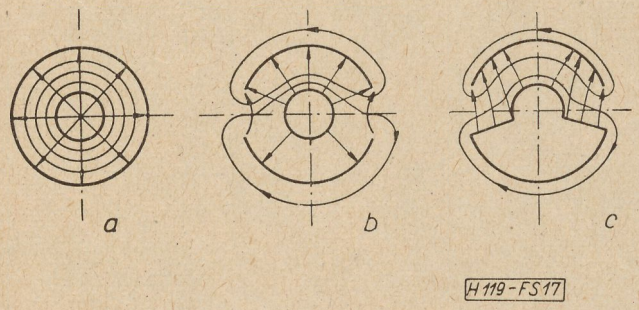
A „B" típusú szűrők sönt induktivitását, mint már említettük, végén rövidrezárt vonalcsonkkal valósítottuk meg. Ennek méreteit — tekintve, hogy a veszteségek főleg a soros körinduktivitásában lépnek fel — aránylag alacsony értéken tartottuk. A kisebb helyfoglalás miatt ezt a vonalcsonkot derékszögben megtörve valósítottuk meg (l. 15. ábra).

3.2. A szimmetrizáló transzformátorok méreteinek megválasztása

A szimmetrizáló transzformátornak az irodalomból ismert sokféle megoldása közül a koaxiális felépítésű hasított vonalas megoldást választottuk. Ennek vázlatos rajzát a 16. ábra mutatja. Hármas koaxiális vezető rendszerből áll. Az A jelű bemenetet 50 ohm hullámellenállású koaxiális vezető köti össze a B ponttal. Itt a legbelső vezető átmérője megnő (ez végzi a



16. ábra



17. ábra

szükséges 1:2 arányú impedancia transzformációt), míg a középső vezető az átellenes oldalain hosszában fel van hasítva (ez végzi a szimmetrizálást) és a negyedhullámú hossz végén az egyik szegmens össze van kötve a belső vezetővel. A felhasított két szegmens a C, ill. D-nél lévő koaxiális elágazásokra van kivezetve.

A B jelű bemenet ugyancsak negyedhullámú transzformátoron át csatlakozik a C és D pontokra, míg az A felé eső rész egy végén rövidrezárt vonalcsonk, mellyel a B kivezetés reaktanciáit lehet kihangolni.

Mivel az A bemenetről (mely 50 ohmos) C-re és D-re (mindkettő ugyancsak 50 ohmos) ellenfázisú feszültség jut, a belső negyedhullámú transzformátornak az 50 ohmot 100 ohmra kell feltranszformálni, hiszen a két 50 ohmos terhelés így sorba kapcsolódik.

A B bemenetről (mely szintén 50 ohmos) viszont C-re és D-re azonos fázisú feszültség jut (l. az 1. ábrát), a külső negyedhullámú transzformátornak így az 50 ohmot le kell transzformálnia 25 ohmra, mert C és D most párhuzamosan kapcsolódik.

Ezek a transzformációs követelmények nagyjából már megszabják a szimmetrizáló transzformátor átmérőinek arányát. A külső transzformátor hullámellenállása

$$Z_{\text{0külső}} = \sqrt{50 \cdot 25} = 35{,}4\ \Omega \qquad (24)$$

a belsőé pedig

$$Z_{\text{0belső}} = \sqrt{50 \cdot 100} = 70{,}7\ \Omega \qquad (25)$$

kell, hogy legyen végig a negyedhullámú transzformáló szakaszon.

A külső transzformátor méretei ennek alapján minden további nélkül kiszámíthatók, a belsőnél azonban korántsem ilyen egyszerű a helyzet. Itt ui. az impedancia transzformálás mellett szimmetrizálás is történik, ami együtt jár azzal, hogy az elektromágneses tér a negyedhullámú szakaszon belül keresztmetszetről keresztmetszetre *változik* és a bemeneten még szabályos koaxiális vezető tere (17*a* ábra) a kimeneten átalakul egy, a 17*c* ábrán látható térre. Az átmenet folyamatos, egy közbenső térerősség eloszlást a 17*b* ábra mutat.

Ennek megfelelően a transzformátor hullámellenállása is minden keresztmetszetben más és más, tehát a méretezés szempontjából a (25) egyenlet nem használható, mert az csak állandó hullámellenállású transzformátorok esetén igaz. A kívánt 1:2 impedancia illesztéséhez szükséges átmérő viszonyt méréssel, kísérleti úton határoztuk meg, mely jó közelítéssel 1,8-ra adódott.

Ezeknek az adatoknak a birtokában már méretezhető a teljes szimmetrizáló transzformátor. Az esetleges gyártási aszimmetria kiküszöbölését a szimmetrizáló transzformátor végén elhelyezett két kisméretű tárcsa kondenzátorral lehet beállítani.

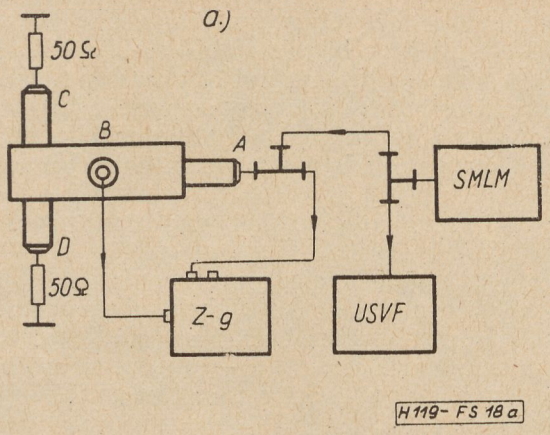
4. Behangolás, bemérés

A kész filterplexer beállítása, behangolása igen kényes feladat, melynél elengedhetetlenül fontos jó műszerek használata. Megállapításink szerint erre a célra legalkalmasabb berendezés a Rohde-Schwarz cég által gyártott Z-g-Diagraph a hozzá tartozó kiegészítő mérőalkatrészekkel együtt (l. irodalom 4.).

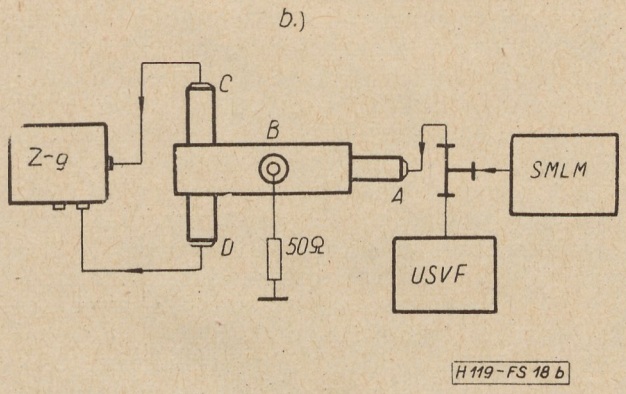
Összeszerelés előtt a két szimmetrizáló transzformátort külön bemértük. Megmértük az A és B bemenetek közötti áthallást (18*a* ábra); az A, ill. B bemenetekről vezérelve a C és D pontok fáziseltérését (18*b* és 18*c* ábrák); valamint az A és B pontokon mutatkozó bemeneti impedanciákat (18*d* és 18*e* ábrák). A szimmetrizáló tárcsakondenzátorok beállítása is ekkor történt.

A következő lépés a szűrők előhangolása volt. A mérési elrendezést a 19*a* ábra mutatja. Először a soros rezonancia frekvenciát állítottuk be max. csillapításra hangolva, majd az antirezonanciát azáltal, hogy ott minimális csillapításra hangoltunk. Ezután egy alkalmas harmadik frekvencián ellenőriztük a csillapítás értéket. Ha nem egyezett meg ez a számított, szükséges értékkel, akkor változtatva az L/C viszonyon, újra elvégeztük a fenti beállításokat. Ezt addig ismételtük, amíg a mért csillapítás görbe kielégítően meg nem egyezett az előre számítottal.

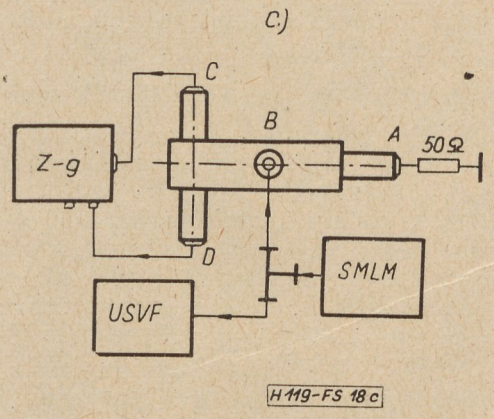
Ezután került sor a szűrők páronként történő összehangolására. Mivel a filterplexer jó működésének alapfeltétele a lehető legpontosabb



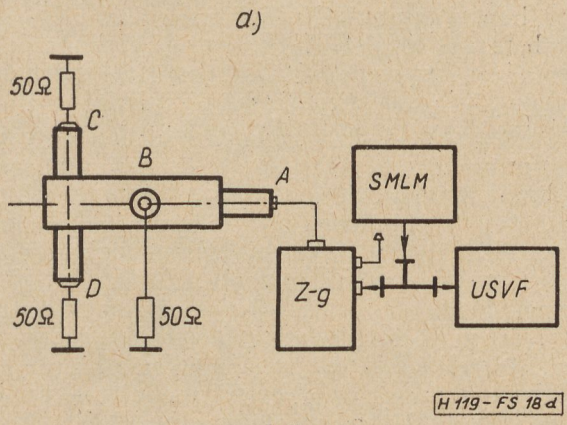
18a ábra



18b ábra



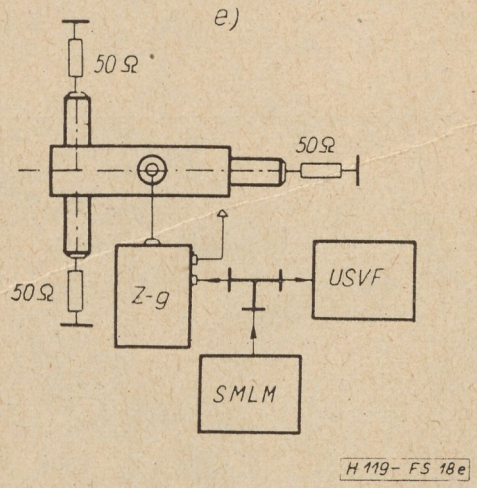
18c ábra



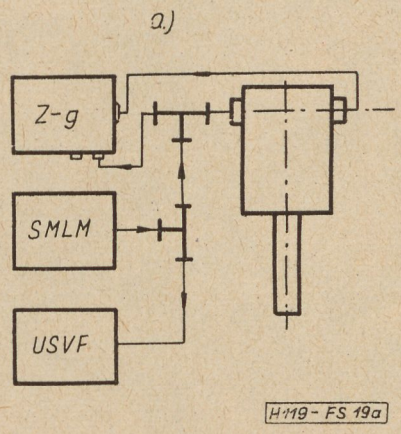
18d ábra

szimmetria a két hídágban, ezért a szűrőknek páronként igen pontosan meg kell egyezniök reaktancia menet tekintetében. Az említett Z-g-Diagraph különösen alkalmas arra, hogy összehasonlító méréssel vele ezt a „csillapítás együttfutást" be lehessen állítani (l. irod. 4.). A mérési elrendezést a 19*b* ábra mutatja. A szelektív csővoltmérő szerepe az, hogy segítségével a mérési frekvenciákat nagy pontossággal be lehet állítani. Ui. előzőleg kristályoszcillátorról hitelesítve, a jelgenerátort a szelektív csővoltmérőre igen pontosan rá lehet hangolni. Ezzel a módszerrel sikerült közel 10^{-5} frekvencia pontosságot elérni, ami különösen a „B" típusú szűrőpár pólusfrekvenciáinak a beállításánál igen kritikus.

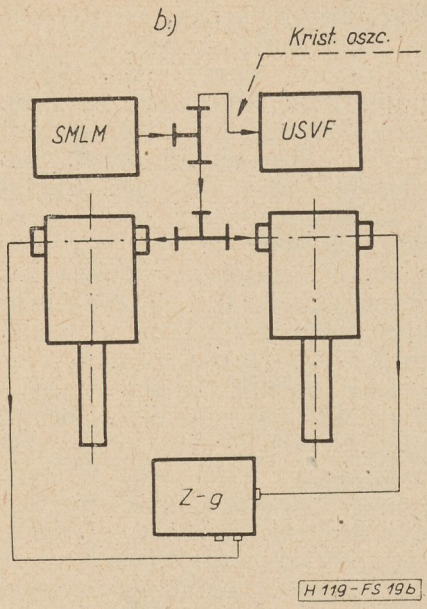
Az összehangolást a két szűrő soros rezonancia, azaz pólus frekvenciáinak azonosra történő beállításával kezdtük, majd a C_2 (ill. L_2) hangolásával (l. 6. ábrát) a párhuzamos rezonanciákat (antirezonanciákat) hoztuk azonos értékre. Ellenőrzésképpen megmértük az együttfutást a sáv alsó és felső végén, és eltérés esetén kissé változtatva az L/C viszonyon újra elvégeztük a fenti műveleteket. Minden szűrőpárt sikerült $\pm 3°$ fázis, ill. $\pm 3\%$ amplitudó eltérésen belül tartani.



18e ábra



19a ábra



19b ábra

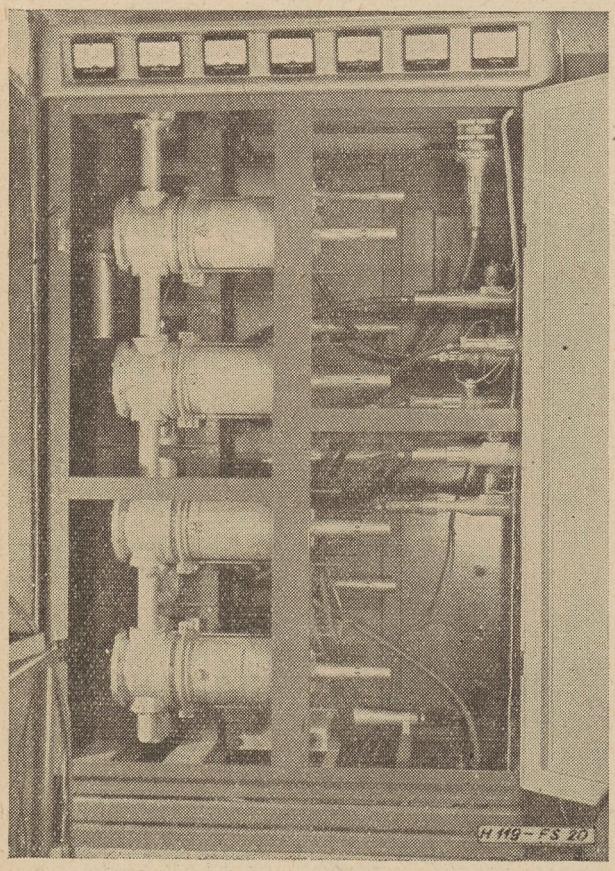
Ezután következett a teljes filterplexer összeszerelése. Ezen munkálatok közben adódó kisebb elhangolódásokat a kész, összeállított berendezésen a pólushelyek kismértékű utánállításával küszöböltük ki.

Utolsó részként elvégeztük a filterplexer bemérését. Erre a célra ugyancsak a Z-g-Diagraph-ot tartottuk legalkalmasabbnak sokoldalú felhasználási lehetősége miatt. Felvettük a teljes ±6 MHz sávban az alábbi görbéket:

csillapítás képbemenettől antenna kimenetig
csillapítás hangbemenettől antenna kimenetig
fázismenet képbemenettől antenna kimenetig
fázismenet hangbemenettől antenna kimenetig
áthallási csillapítás képbemenettől hangbemenetig
bemeneti impedancia képbemeneten
bemeneti impedancia hangbemeneten

A fázismenet görbéjéből számítással meghatároztuk a csoportfutási idő — frekvencia görbét is, mely a fáziskorrektor méretezésénél került felhasználásra.

A teljes filterplexert összeszerelt állapotban a 20. ábra mutatja. Jól láthatók az egymás alatt elhelyezett, egymástól negyedhullámú távolságban lévő szűrők. A legfelső szűrő „B" típusú, jól megfigyelhető a derékszögben megtört hangoló sönt induktivitás. A másik hídág négy szűrője a szekrény belső oldalán látható, a hídágak síkja merőleges a szűrők tengelyére. A két szimmetrizáló transzformátor be van forgatva a hídágak síkjába, ezért nem jól látható. A szekrény jobboldalán, kívül helyezkedik el a kapcsoló sáv (21. ábra), melyre a filterplexer kép- és hangbemenete, valamint antenna kimenete csatlakozik. Ugyanitt kaptak helyet az üzemi viszonyokat állandóan mérő reflektométerek is, melyeknek indikátor műszerei a filterplexer szekrény felső részén helyezkednek el. Ezekről folyamatosan leolvashatók a kép- és hangadók, valamint a filterplexer kimenet haladó és reflektált teljesítményei.



20. ábra

5. A számított és mért értékek összehasonlítása

Az előző fejezetben áttekintettük az alkalmazott méréseket. Most összehasonlítjuk a mért értékeket a számítottakkal. Erre csak a kép- és hangoldali csillapításgörbéknél nyílik lehetőség. Ennek oka az, hogy tervezéssel, a görbék menetének előre való meghatározásával csak e két esetben élhetünk, amikor is konkrét, számszerű lehetőségek állnak rendelkezésünkre bizonyos értékek meghatározására.

Ugyanez nem mondható el a diplexer egyéb, nem kevésbé fontos karakterisztikáiról, mint pl. állóhullám arány változása a frekvencia függvényében, vagy az áthallási csillapítás kép- és hangbemenet között. Ezek ugyanis elvileg tökéletesek, de egy megépített szerkezetnél mérhető értéküket számos tényező döntően befolyásolja.

E tényezők közül a legfontosabbak: a gyártás pontossága, a szerelés, a szerelt rendszer mechanikus stabilitása. A gyártás pontossága különösen a szimmetria szempontjából igen lényeges. Elvileg pl. a két hídágban elhelyezkedő azonos frekvenciákra hangolt szűrőktől teljes geometriai és elektromos szimmetriát követelünk. Ezt gyakorlatilag megvalósítani nem lehet. Viszont törekedhetünk arra, hogy a differencia — lehető gazdaságos gyártás mellett — minimális legyen. Itt a konstrukcióra, előírt tűré-

sekre stb. gondolunk. Ezek megválasztását a fenti két szempont összeegyeztetésével kell végeznünk.

A szimmetria azért igen érzékeny pont, mert mint láttuk, a filterplexer hídtípusú, s két egység közötti különbség, melyektől azonos tulajdonságokat várunk, élesen jelentkezik. Így pl. az előbb említett szűrők mellett a két hídágnak excentricitás különbsége, vagy a szimmetrizáló transzformátorok aszimmetriája megváltoztatják a transzformációs viszonyokat, s ez végső soron állóhullámarány növekedést okoz. Ugyanezek a nemkívánatos jelenségek a fázisviszonyok megváltoztatásával befolyásolhatják a szimmetrizáló transzformátorok gerjesztését, ami az áthallási csillapítás romlásához vezet.

Viszonylag pontos gyártás mellett ugyanezeket a bajokat okozhatja gondatlan szerelés is, ezért a munka e folyamatának is elsőrendű fontosságot kell tulajdonítani.

Mindezek mellett igen nagy jelentőségű a rendszer mechanikus stabilitása. Ez végső soron konstrukciós kérdésekre vezethető vissza. A leggondosabb gyártás és a legpontosabb szerelés sem tudja még biztosítani a berendezés kifogástalan működését. Ha a hangolóelemek, ill. általában az állítható elemek rögzítése nem megbízható, az egyes egységek elhangoló lása, „szétrázódása" teljesen tönkre teheti a helyes elektromos működést.

A tolerancia sémában — 22. ábra — folytonos vonallal tüntetjük fel a számított, szaggatott vonallal a mért értékeket. A kettő közötti eltérésnek jelen esetben két fő oka van:

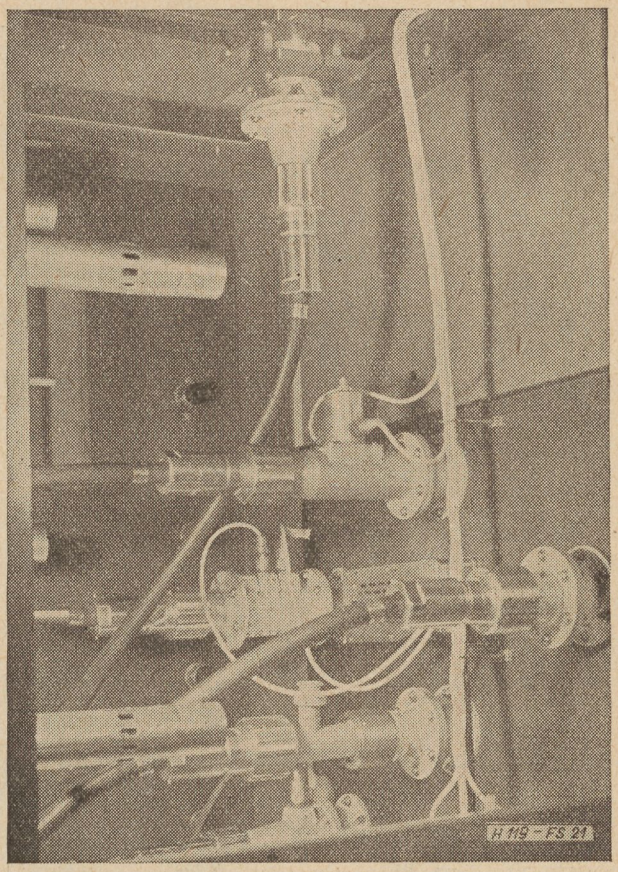
1. A számított geometriai hosszakat a megépített szűrőn az átmeneti keresztmetszetek miatt nem lehet egy jól meghatározott vonatkoztatási ponttól mérni.

2. A szűrők jósági tényezője nem ideálisan nagy. A hangadó átviteli karakterisztikáját a 23. ábra tünteti fel. A mért csillapításgörbe a filterplexer alapcsillapítása következtében (nem ideális vezetőrendszer, valamint a két „B" típusú szűrő saját veszteségei miatt) a számítotthoz képest eltolódott.

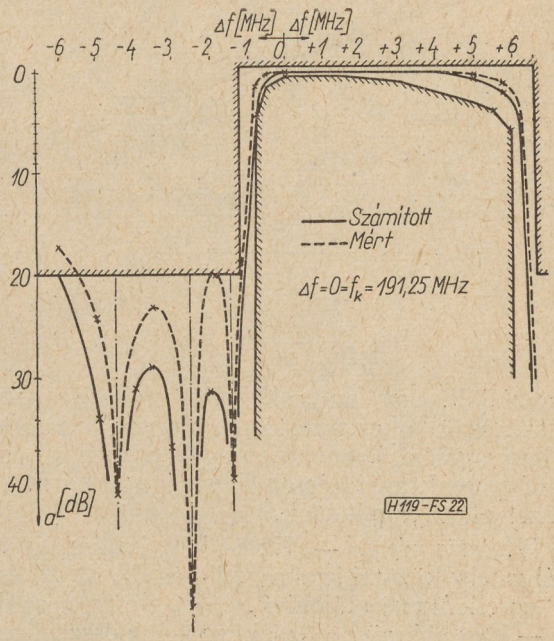
Függelék

A 2.1. fejezetben leírt közelítő méretezési eljárás jogosságát az alábbiakban indokoljuk.

Az irodalomból ismeretes a negyedhullámú vonaldarabok impedancia transzformáló tulajdonsága (l. irod. 5.) Így fennáll a 24. ábrán látható equivalencia, ahol Z_1 tetszőleges impedancia, Z_0 pedig a negyedhullámú vonal hullámimpedanciája. Ezzel a transzformációval a filterplexer egy hídágának helyettesítő kapcsolását a 25*b* ábra mutatja. (Az eredeti kapcsolás a 25*a* ábrán látható.) Az E, F, G és H reaktáns kétpólusok reaktancia-frekvencia diagrammját a 26. ábra tünteti fel. A rezonáns és antirezonáns frekvenciákkal a teljes sávot öt részre osztottuk be és a könnyebb áttekinthetőség kedvéért itt egyszerűsítve ismét megrajzoltuk a transzformált helyettesítő kapcsolást. Vegyük sorra az egyes tartományokat.

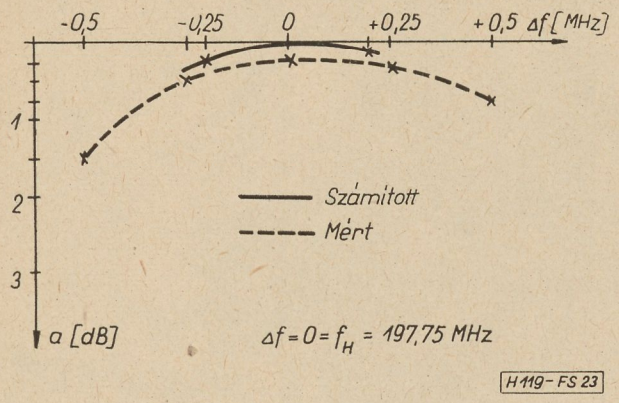


21. ábra

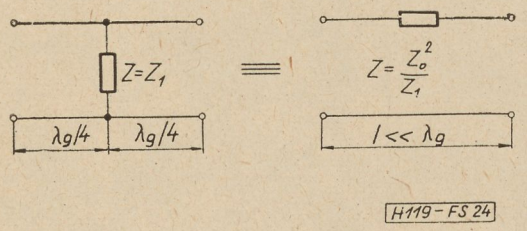


22. ábra

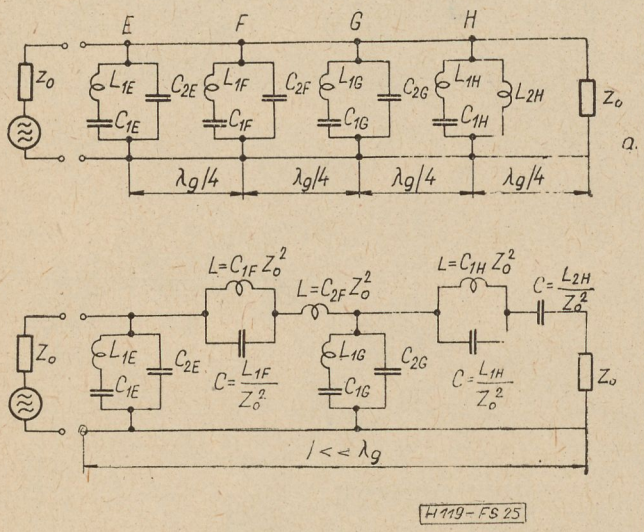
I. tartomány. — Ez javarészt az áteresztő sávot jelenti. Itt Z_H és Z_G, valamint Z_F és Z_E ellenkező előjelűek, tehát ami a bemeneti impedanciát illeti, egymás hatását nagyjából kom-



23. ábra



24. ábra

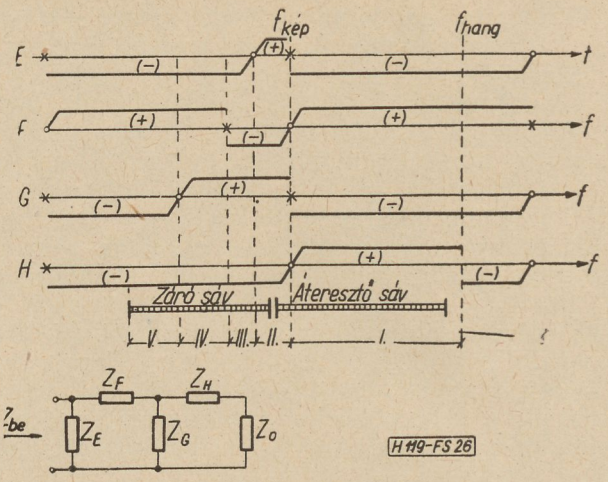


25. ábra

penzálják. Így ha a közelítő módszer szerint összegezzük őket, ez csak a biztonság felé történő elhanyagolást jelent. Megjegyzendő, hogy mind a négy reaktancia érték nagysága akkora, hogy közel elhanyagolhatók.

II. tartomány. — Ez a képvivő és az első pólushely közötti szakasz. Z_H és Z_G, ill. Z_F és Z_E itt is ellenkező előjelűek, ezért ebben a sávban is — hasonlóan az előzőekhez — az összegezésük a biztonság felé történő elhanyagolást jelent.

III. tartomány. — Ez az első és a második pólushely közötti sáv. Mint látható, Z_H és Z_G itt is közömbösíti egymást, míg Z_E és Z_F azonos előjelűek lévén az eredő reflexiót növelik. Itt tehát csak e két utóbbi összegezése indokolt, azonban Z_H és Z_G nagysága itt még olyan, hogy hatásuk nagyjából elhanyagolható, ezért a



26. ábra

másik kettőhöz történő hozzáadásuk *nem* jelent lényeges különbséget.

IV. tartomány. — Ez a második és harmadik pólus közötti sáv. Látszólag az Z_E és Z_F, ill. Z_G és Z_H itt kompenzálják egymás hatását, azonban figyelembe véve, hogy Z_F és Z_G hatása nagyságrendet tekintve sokkal nagyobb a másik kettőénél, így csupán ezek összegzése indokolt.

V. tartomány. — A harmadik pólus alatti frekvenciasávban Z_G és Z_H azonos polaritásúak, így ezek hatása összegeződik, míg Z_E és Z_F kompenzálják egymást. Figyelembe veendő azonban az, hogy nagyságukat tekintve Z_H és Z_G a hatásosabb ebben a sávban.

Összegezve tehát látható, hogy az egyszerű reaktancia összegezés az átviteli sávban rosszabb, a záró sávban — különösen a IV. tartományban — jobb átviteli görbét ad, mint a valóság. Ezt azonban előre figyelembe véve a gyakorlatban kielégítő eredményt lehet az ismertetett módszerrel elérni. Hozzá kell még tenni azt is, hogy jóllehet a fentiekben az *impedanciák* összeadásáról beszéltünk és nem az általuk okozott csillapítások összegzéséről — amint azt a közelítő módszerben csináltuk — még az így adódó elhanyagolás is megengedhető és a közelítő módszerrel megtervezett csillapítás görbe és az ellenőrzésképpen kiszámított pontos görbe közötti eltérés nem számottevő.

IRODALOM

1. *J. A. van der Vorm Lucardie* Vestigial Sideband Filters and Diplexers for Television Transmitters. Philips Telecom. Rev. March 1959, pp126—138
2. *G. Scheffer*: Frequenzweichen zum Betrieb von Fernseh-Bild- und Tonsendern an gemeinsamer Antenne. Rohde & Schwarz Mitteilungen No 4. 1953. S. 210—221.
3. *J. Holle*: Durchstimmbare Weichen konstanten Eingangswiederstandes mit Restseitenband-Filter für Fernseh-Bildsender und Tonsender. Frequenz, April 1959, S. 102—107.
4. *R. Eichacker*: Der Z-g-Diagraph, ein direkt zeigendes Kennwert Messgerät für 30—300 MHz. Rohde & Schwarz Mitteilungen, No 2, 1952. S. 75—82.
5. *G. L. Ragan*: Microwave Transmission Circuits. Radiation Laboratory Series, Vol. 9. p 677—680, 1948. McGraw-Hill Book Company.

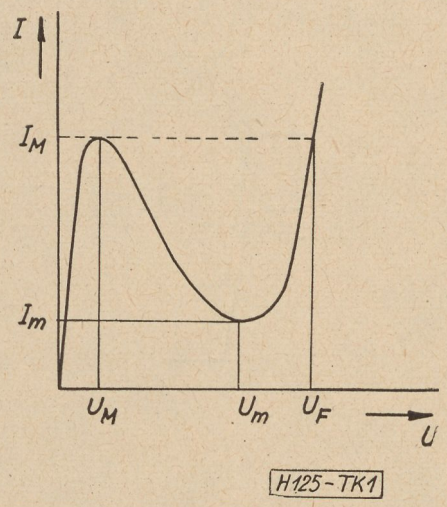
TUNNELDIÓDÁK

TARNAY KÁLMÁN
Méréstechnikai Központi Kutató Laboratórium

A szerző „Negatív ellenállású félvezető eszközök" címmel a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán tartott fakultatív előadásának tunneldiódákkal foglalkozó részét ismerteti vázlatosan. A tunneldiódák fizikájának áttekintése után a negatív ellenállást tartalmazó áramkörök stabilitási kérdéseit tárgyalja. A cikk második része a tunneldiódák kapcsolástechnikájával (erősítés, rezgéskeltés, a karakterisztika nemlinearitásán alapuló kapcsolások, impulzustechnikai alkalmazások), majd zajkérdésekkel foglalkozik.

1. A működés fizikája

A tunneldiódában két erősen szennyezett félvezető között alakul ki a rendkívül vékony (<100Å) *p-n* átmenet. A félvezető rétegekben a szennyező atomok koncentrációja 10^{19}/cm³-nél nagyobb. Ilyen körülmények között a záróirányú áram rendkívül nagy értékű, nagyobb, mint a normális dióda nyitóárama, a karakterisztika nyitóirányú szakaszának pedig eső, negatív ellenállású szakasza van [1]. A tunneldióda karakterisztikáját az 1. ábra szemlélteti. A különböző anyagokból készített tunneldiódák néhány jellegzetes adatát az 1. táblázat tartalmazza.



1. ábra. A tunneldióda karakterisztikája

1. táblázat

Különböző anyagból készített tunneldiódák jellegzetes adatai

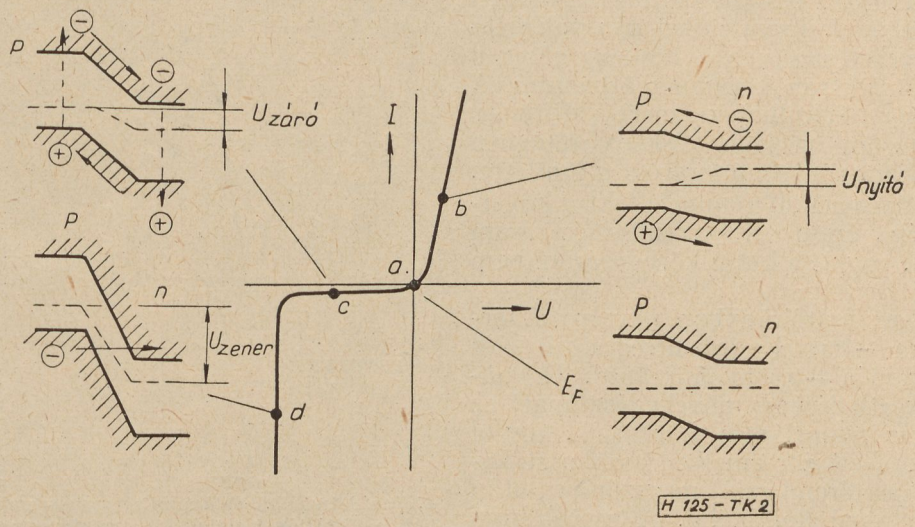
Jellemző	Jelölés	Ge	GaAs
Maximumpont feszültsége	U_M	55 mV	150 mV
Minimumpont feszültsége	U_m	350 mV	500 mV
A maximumpont áramát létrehozó feszültség	U_F	500 mV	1100 mV
A maximális és minimális áram aránya	I_M/I_m	8 (14)	15 (60)
A maximális negatív konduktancia és a maximumpont áramának aránya	g/I_M	$6{,}5\ \frac{\text{mho}}{\text{A}}$	$5{,}0\ \frac{\text{mho}}{\text{A}}$
A diódakapacitás és a maximumpont áramának aránya	C/I_M	$5 \cdot 10^{-9} \frac{F}{A}$	$1{,}5 \cdot 10^{-9} \frac{F}{A}$

1.1 A rétegdióda és tunneldióda összehasonlítása

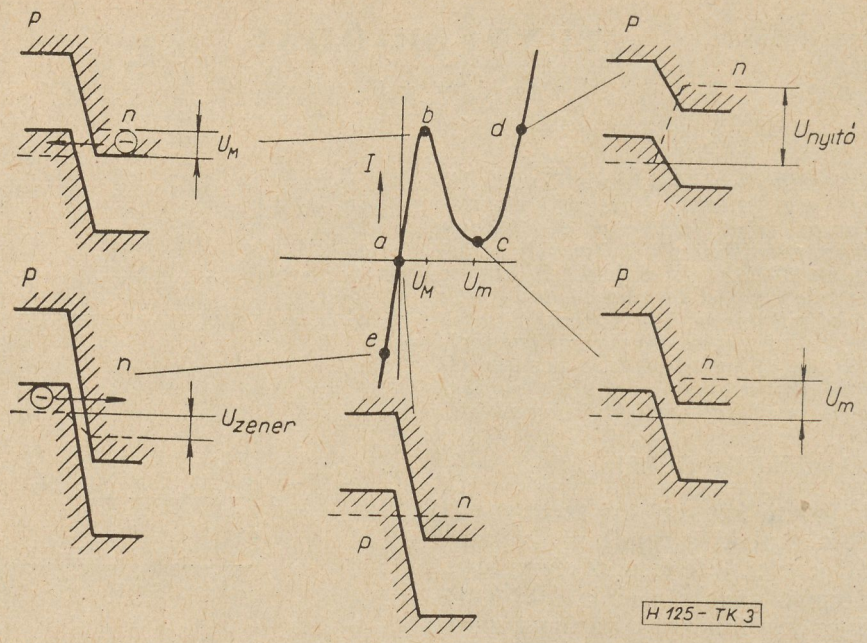
A 2. ábrán egy rétegdióda karakterisztikáját tüntettük fel. A karakterisztika négy jellegzetes pontjában megrajzoltuk a rendszer sávmodelljét.

Külső feszültség nélkül a diffúziós potenciálnak megfelelő eltolódás lép fel a *p* és *n* réteg között.

Nyitóirányú feszültség alkalmazása a diffúziós potenciált csökkenti, és ezzel diffúziós áramlást idéz elő a *p* és *n* réteg között. A diffúziós áramlás sebessége rendkívül kicsiny (m/sec nagyságrendű) és az áram értéke erősen hőfokfüggő.



2. ábra. A rétegdióda karakterisztikája a jellegzetes pontokhoz tartozó sávmodellek feltüntetésével



3. ábra. A tunneldióda karakterisztikája a jellegzetes pontokhoz tartozó sávmodellek feltüntetésével

Záróirányú feszültség a diffúziós potenciált növeli. Ilyenkor az áramot a kisebbségi töltéshordozók által megszabott telítési érték adja meg.

Aránylag nagy záróirányú feszültségeknél a *p-n* átmenetben olyan nagy térerősség alakul ki, mely téremissziót idéz elő. Ilyenkor a *p* réteg valenciasávjából elektronok haladnak át az *n* réteg vezetési sávjába. A fellépő áram az ún. Zener-áram.

A tunneldióda karakterisztikáját és az egyes pontokhoz tartozó sávmodelleket a 3. ábra szemlélteti.

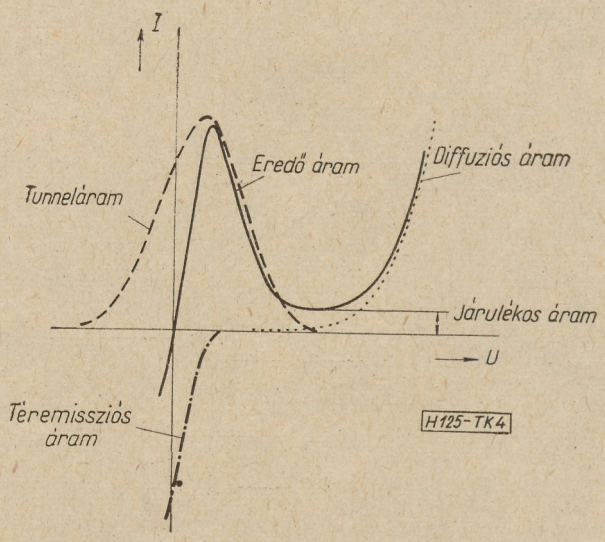
A nagy szennyezettség következtében a Ferminívó a *p* réteg valenciasávján és az *n* réteg vezetési sávján halad keresztül. Az igen vékony réteg következtében az *n* réteg vezetési sávjából elektronok jutnak át a *p* réteg valencia sávjába *tunneleffektus* következtében. A tunneleffektus akkor lép fel, ha az elektronhoz rendelt anyaghullám hullámhossza összemérhető az átmeneti réteg vastagságával. Egyidejűleg a *p* valenciasávból az *n* vezetési sávba a keskeny rétegen téremisszióval elektronok tudnak áthaladni A téremisszió azért alakulhat ki, mert a diffúziós potenciál hatására az igen keskeny rétegben 500—1000 kV/cm nagyságú térerősség jön létre.

Külső feszültség nélkül a tunneleffektus következtében fellépő áram és téremissziós áram azonos értékű, vagyis a külső körben áram nem lép fel.

A feszültséget nyitóirányban növelve a téremissziós áram — mivel e feszültség a diffúziós potenciált lerontja — csökkenni kezd. Ugyanekkor a sávok átfedésének növekedése miatt az ezzel ellentétes tunneláram növekszik, így a karakterisztikán először emelkedő szakaszt kapunk, majd a téremisszió megszűnése után a tunneláram kezd dominálni. A nyitóirányú feszültséget tovább növelve az átfedés kezd csökkenni, ennek hatására a tunneláram is csökken. A sávok átfedésének megszűnése után a *p* és *n* rétegek között csak diffúziós áram folyik, a rendszer működése a rétegdiódáéval egyező jellegű.

Záróirányú feszültség esetén a feszültség növelésével az áram erőteljesen növekszik a téremisszió nagymértékű fokozódása következtében.

A fentiek alapján a tunneldióda karakterisztikájának a tunneláramból, a Zener-áramból és a diffúziós áramból való összegeződését a 4. ábra szemlélteti. Megjegyezzük, hogy az áram minimumpontjának környezetében a feltüntetett áramkomponenseken kívül még egy járulékos áramkomponens is fellép, melynek fizikai oka ezideig nem tisztázott.



4. ábra. A tunneldióda árama a tunneláramból, a Zener-áramból, a diffúziós áramból és a minimumpont környezetében még egy járulékos áramkomponensből tevődik össze

A fentiekből következik, hogy a tunneláram nem diffúzió útján jön létre, hanem vezetési áram jellegű, ezért a változások benne közel fénysebességgel játszódnak le. Ennek eredményeként a tunneldiódák működésének felső határfrekvenciáját nem a vezetésmechanizmus, hanem a geometriai felépítés, veszteségek és kapacitások határozzák meg.

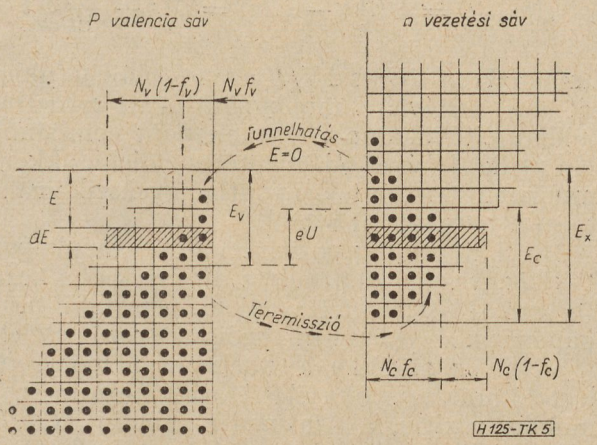
A tunneláram nem túlságosan függ a hőmérséklettől (150—200 C°-ig). Magas hőmérsékleteken azonban a diffúziós áram a tunneláramnál nagyobb lesz és így a karakterisztika negatív ellenállású szakaszát csökkenti, majd megszünteti. Mivel a kisebbségi töltéshordozók a negatív ellenállású szakaszon nem játszanak szerepet, sugárzásokkal szemben érzéketlen. A nagy szennyezettség következtében fellépő nagy vezetőképességek miatt a diódáknál és tranzisztoroknál fellépő zavaró felületi jelenségek nem számottevőek.

1.2 A tunneldióda karakterisztikája [2, 3]

A tunneldióda karakterisztikájának meghatározása céljából az 5. ábrán feltüntettük a keskeny *p-n* átmenet sávmodelljének részünkre érdekes részletét. L. Esaki nyomán felírjuk a tunneldióda áramának általános kifejezését. Feltételezzük, hogy a *p* réteg valencia sávjában E és $E + dE$ energia szintek között N_v kvantumállapot létezik, és a kvantumállapotok betöltöttségének valószínűsége f_v, mely a Fermistatisztikával írható le, vagyis az E energiájú kvantumállapot betöltöttségének valószínűsége

$$f(E) = \frac{1}{1 + e^{\frac{E - E_f}{kT}}}$$

Hasonló módon az *n* réteg vezetési sávjában az E és $E + dE$ közötti energiájú kvantumállapotok száma N_c, a betöltöttség valószínűsége pedig f_c.



5. ábra. A tunneldióda kvantummechanikai sávmodellje. A *p* réteg valencia elektronjai az *n* réteg vezetési sávjának betöltetlen állapotaiba juthatnak el térmisszió hatására. A tunnelhatás következtében az *n* réteg szabad elektronjai a *p* réteg valenciasávjának betöltetlen állapotaiba juthatnak. A tunneldiódában kialakult viszonyok között mindkét áthaladás azonos valószínűségű

Ezek alapján a téremissziós áram nagysága a valencisávban levő betöltött helyek számától $(N_v \cdot f_v)$, valamint a vezetési sávban levő be nem töltött helyek számától $(N_c(1 - f_c))$ függ, vagyis

$$I_Z = \text{konst} \int_0^{E_x} N_v \cdot f_v \cdot N_c (1 - f_c)\, dE$$

Hasonló módon a tunneláram nagysága a vezetési sávban lévő betöltött helyek számától $(N_c \cdot f_c)$, valamint a valenciasávban lévő betöltetlen helyek számától $[N_v (1 - f_v)]$ függ, vagyis

$$I_T = \text{konst} \int_{E_x}^{0} N_c \cdot f_c \cdot N_c (1 - f_v)\, dE$$

Az összáram ennek alapján a két áram összegezése útján kapható meg

$$I = I_T + I_Z = \text{konst} \int_0^{E_x} N_c \cdot N_v \cdot (f_v - f_c)\, dE$$

Ebből az összefüggésből egyszerűsítő feltételek alkalmazásával az U_m minimumpont feszültség bevezetésével

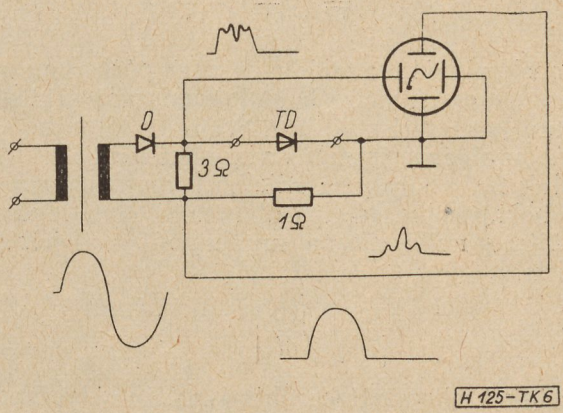
$$I = \text{konst}\, [U_m - U]^2 \operatorname{th} \frac{1}{2} \frac{U}{kT}$$

közelítő karakterisztika egyenletet vezettük le, mely a tunneldióda karakterisztikáját kielégítő pontossággal írja le. Az összefüggés helyesen adja meg a minimum- és maximumpontot, a karakterisztika fel- és leszálló ágait. E számítás természetesen a járulékos áramot figyelmen kívül hagyja, ennek következtében a működés szempontjából lényeges I_M/I_m arányt nem adja meg.

1.3 A karakterisztika felvétele [2, 11, 13]

Tunneldióda karakterisztikája megfelelően kis ellenállású áramkörben pontonkénti méréssel is felvehető. Kedvezőbb azonban a 6. ábrán látható kapcsolás alkalmazása, mely oszcilloszkóp ernyőjére rajzolja fel a karakterisztikát. E kapcsolás működése a következő:

A hálózati feszültséget néhány voltra transzformáljuk le, és diódán keresztül egy aránylag kisértékű (pl. 3 ohmos) ellenállásra vezetjük.



6. ábra. Kapcsolás tunneldióda karakterisztikajanak oszcilloszkóp ernyőjén történő felrajzolására

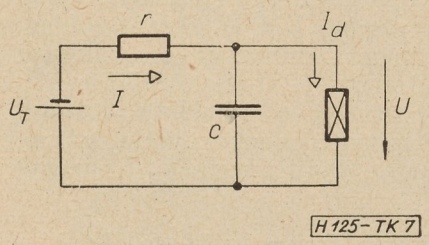
Erről az ellenállásról csatlakozunk a sorbakapcsolt tunneldiódára és egy kis (kb. 1 ohmos) ellenállásra. A tunneldióda sarkairól egy oszcilloszkóp vízszintes eltérését, az 1 ohmos ellenállásról pedig a függőleges eltérítést létesítjük. Ilyen körülmények között az oszcilloszkóp ernyőjén a tunneldióda karakterisztikájának nyitóirányú szakasza rajzolódik ki. Az ábrán feltüntettük az egyes pontokban kialakuló hullámformákat is.

2. Negatív ellenállást tartalmazó áramkörök stabilitása

A nemlineáris negatív ellenállást tartalmazó áramkör üzemi viszonyait az áramköri paraméterek értéke nemcsak mennyiségi szempontból, hanem minőségileg is befolyásolja. Az áramköri adatoktól függően az áramkör stabil, vagy instabil lehet. Először az áramköri induktivitás elhanyagolásával a stabil munkapontok helyzetét vizsgáljuk meg, majd a következőkben a stabilitás általános feltételével foglalkozunk.

2.1 Munkapontok [2]

A 7. ábrán egyszerű áramkört vizsgálunk, mely C párhuzamos kapacitású tunneldiódát, U_T egyenfeszültségforrást és r pozitív ellenállást



7. ábra. Induktivitást nem tartalmazó tunneldiódás kapcsolás

tartalmaz. A körben folyó I áram megoszlik a dióda vezetési árama és a kondenzátor töltőárama között. Így a rendszer teljes árama

$$I_d = f(U)$$

karakterisztikájú dióda esetén

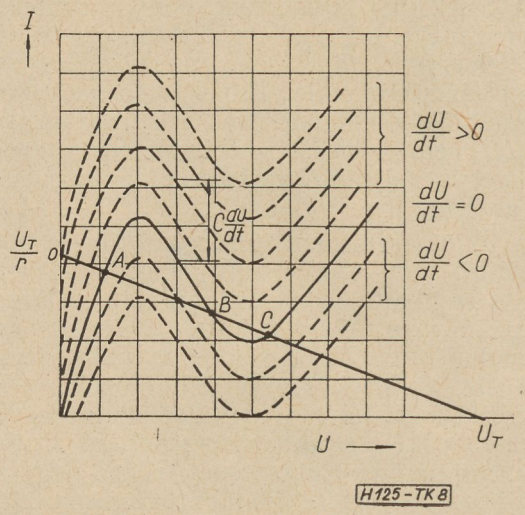
$$I = I_d + C\frac{dU}{dt}$$

Ennek alapján a dióda és vele párhuzamosan kapcsolódó kapacitásból álló rendszer feszültségáram karakterisztikája a 8. ábrán látható.

A probléma grafikus vizsgálata céljából rajzoluk be a karakterisztikába a munkaegyenest. A bekapcsolás pillanatában a diódán levő feszültség nulla, így a munkapont a 0 jelzésű, pozitív

$$\left.\frac{dU}{dt}\right|_0$$

értékkel jellemzett karakterisztikán helyezkedik el. A kondenzátor kezd feltöltődni, a diódára jutó feszültség növekszik, és a munkapont egyre



8. ábra. A tunneldióda karakterisztikája a parallelkapacitás figyelembevételével. A berajzolt munkaegyenes az A és C pontban stabil, a B pontban nem stabil munkapontot jelöl ki

csökkenő, de mindig pozitív

$$\frac{dU}{dt}$$

értékkel jellemzett karakterisztikákon át érkezik be A munkapontba.

Vizsgáljuk meg az egyes munkapontok (A, B- és C) stabilitását. A $t = 0$ időpontban a kiválasztott munkapontban a diódán levő feszültség $U(0)$. Ha valamilyen oknál fogva a feszültség ΔU értékkel megváltozik, akkor a munkaegyenes mentén a munkapont az $U(0) + \Delta U$ pontba tolódik el, tehát Δt idő múlva a munkapont helyzete

$$U(\Delta t) = U(o) + \Delta U + \frac{dU}{dt}\Delta t$$

vagyis

$$\Delta U(\Delta t) = U(\Delta t) - U(o) = \Delta U + \frac{dU}{dt}\Delta t$$

amennyiben ΔU és dU/dt azonos előjelű, akkor Δt idő elteltével a munkaponttól az eredetinél jobban eltávolodunk, a munkapont nem stabil. Ha pedig ΔU és dU/dt ellentétes előjelű, akkor a munkapont a kiindulási pontba igyekszik visszatérni a munkapont stabil.

Mivel Δt mindig pozitív, a stabil munkapontok környezetében az adott ΔU érték és a hozzá tartozó dU/dt ellentétes előjelű, nemstabil munkapont környezetében pedig egyező előjelű.

Mivel az ábrában a stacioner állapotot jellemző karakterisztika feletti tartományban dU/dt mindig pozitív, alatta pedig mindig negatív, megállapítható, hogy az A és C pontok stabil munkapontok, a B pont pedig instabil.

Két határesetben metastabil munkapont is létrejöhet. A metastabil munkapontok akkor keletkeznek, amikor a munkaegyenes a karakterisztikát a maximum- illetőleg minimumpont környezetében érinti.

2.2 Negatív ellenállást tartalmazó rendszer stabilitása

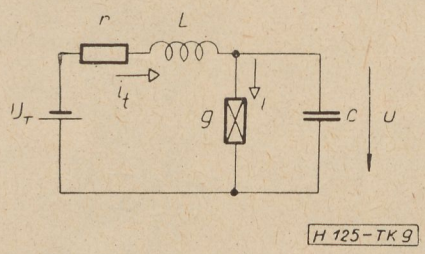
A 9. ábrán általános negatív ellenállást tartalmazó áramkört tüntettünk fel, melyre az alábbi Kirchhoff-egyenleteket írhatjuk fel [4]:

$$U_T - i_t r - L\frac{di_t}{dt} - U = 0$$

a kondenzátoron levő feszültség

$$U = \frac{1}{C}\int_0^t (i_t - i)\,dt$$

Ezt az összefüggést differenciálás után az előzőbe helyettesítve, az alábbi differenciálegyenletet kapjuk.



9. ábra. Tunneldiódás áramkör

$$LC\frac{d^2u}{dt^2} + rC\frac{du}{dt} + L\frac{di}{dt} + u + ir = U_T$$

Mivel az áram az időtől a feszültségen keresztül függ, írható, hogy

$$\frac{di}{dt} = \frac{di}{du}\cdot\frac{du}{dt}$$

Ennek helyettesítése után, valamint az

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

rezonanciafrekvencia, a

$$Q = \frac{1}{r}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

jósági tényező és a

$$g = \frac{di}{du}$$

konduktancia bevezetésével a rendszer differenciálegyenlete

$$\frac{d^2u}{d(\omega t)^2} + \left(\frac{1}{Q} + Q\,rg\right)\frac{du}{d(\omega t)} + u + ir = U_T$$

A differenciálegyenlet homogén részének megoldása — ha a munkapontbeli érintőjével helyettesítjük a karakterisztikát —

$$u(t) = U_1 e^{pt}$$

ahol

$$\frac{p}{\omega} = -\frac{1}{2}\left(\frac{1}{Q} + Qrg\right) \pm \frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{1}{Q} - Qrg\right)^2 - 4}$$

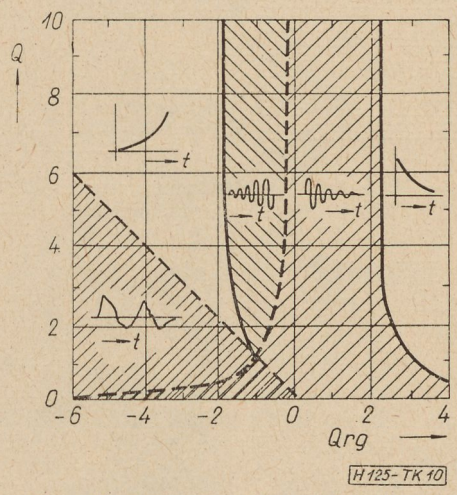
E megoldás vizsgálata alapján az alábbi következtetéseket vonhatjuk le: a megoldás nem oszcilláló, ha a kitevő nem tartalmaz képzetes részt. Ennek feltétele, hogy a gyök alatti mennyiség pozitív legyen, vagyis

$$\left(\frac{1}{Q} - Qrg\right)^2 > 4$$

A kitevő valós részének vizsgálata alapján megállapítható, hogy a megoldás időben csökkenő feszültséget ad, ha

$$\frac{1}{Q} + Qrg > 0$$

A fentiek alapján a 10. ábrán látható diagramban feltüntettük a működés jellegzetes tartományait a jósági tényező, az áramköri ellenállás és a dióda munkaponti konduktanciájának függvényében. Nagy pozitív konduktanciák esetén a feszültség exponenciálisan csökkenő. Aránylag kis pozitív konduktanciák esetén exponenciálisan csillapodó rezgéseket kapunk, a csillapítatlan rezgések határhelyzetén áthaladva exponenciálisan növekvő szinuszos rezgésekhez jutunk. Nagy negatív konduktanciák esetén pedig exponenciálisan növekvő feszültség, vagy pedig relaxációs rezgések lépnek fel.



10. ábra. Tunneldiódás áramkör különböző állapotait szemléltető diagram

3. A tunneldióda kapcsolástechnikája [2]

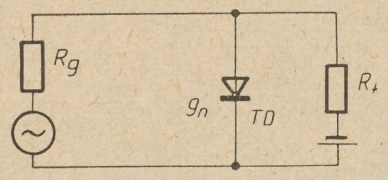
A tunneldióda erősítésre, rezgéskeltésre, nemlineáris karakterisztikája következtében keverésre, valamint impulzustechnikai célokra használható fel.

3.1 Erősítés tunneldiódával [5]

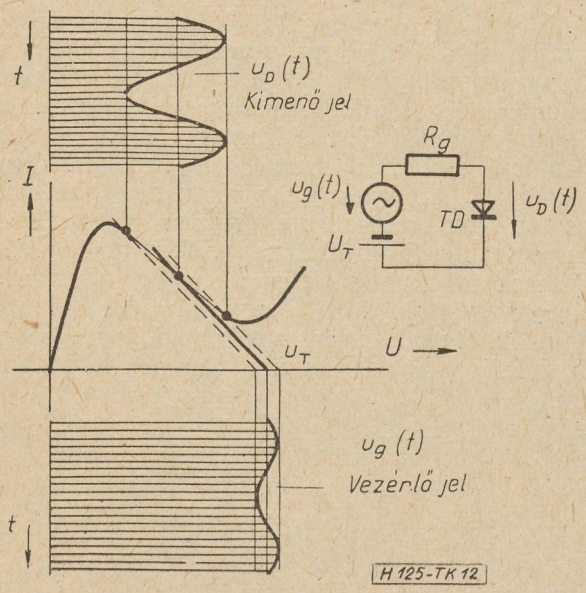
A 11. ábrán egy tunneldiódás erősítő elvi kapcsolását tüntettük fel. Ebben az áramkörben a tunneldiódát g_n negatív konduktanciával vesszük számításba. Az erősítés mechanizmusát a 12. ábra szemlélteti. A bemenő és kimenő váltakozó teljesítmények alapján a rendszer teljesítményerősítésére elemi számítás után

$$A_p = \frac{1}{1 + g_n R_t}$$

összefüggést kapjuk.



11. ábra. Tunneldiódás erősítőkapcsolás



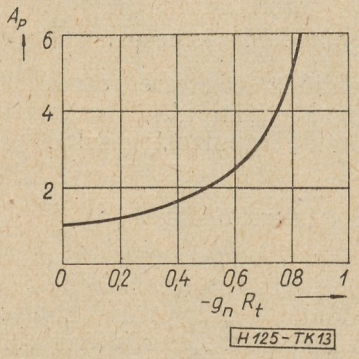
12. ábra. Az erősítés mechanizmusa negatív ellenállást tartalmazó áramkörben

A stabilitási feltétel alapján a terhelő ellenállás maximális értéke

$$R_t \leqq -\frac{1}{g_n}$$

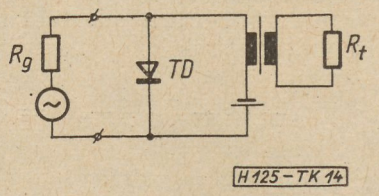
A 13. ábrán a negatív konduktancia és a terhelő ellenállás függvényében ábrázoltuk a teljesítményerősítést.

Megjegyezzük, hogy az erősítés a karakterisztika görbültsége következtében néhány



13. ábra. Tunneldiódás erősítő teljesítményerősítése. Nagy teljesítményerősítés akkor érhető el, ha nagy impedanciájú vezérlőkört alkalmazunk. Ebben az esetben a terhelő ellenállás a negatív ellenállással közel egyező érték ($-g_n \cdot R_t \cong 1$)

mV-ot meghaladó kimenőfeszültség esetén erősen csökkenő.



14. ábra. Tunneldiódás erősítőkapcsolás, melyben a terhelőellenálláson egyenáram nem folyik át

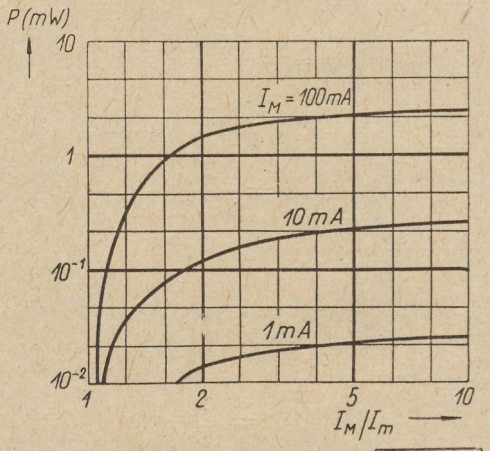
A 14. ábrán látható kapcsolásban a terhelést transzformátoros csatolással illesztjük a tunneldiódás körhöz. Ebben a kapcsolásban számításaink szerint germániumból készített tunneldiódák esetén az elérhető maximális kimenőteljesítmény

$$P_{\text{ki max}} = \frac{I_M}{40}\left(1 - \frac{I_m}{I_M}\right)$$

a hatásfok értéke pedig

$$\eta = 40\,\frac{I_M/I_m - 1}{I_M/I_m + 1}\,[\%]$$

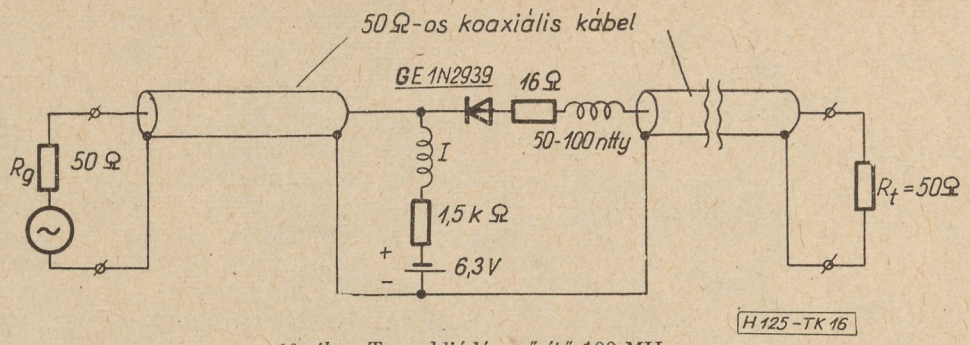
A fenti összefüggések lineáris törtvonalas karakterisztikával történő közelítés felhasználásával vezethetők le. A kimenő teljesítmény értékét a maximális és minimális áram arányának függvényében különböző maximális áramú diódák esetén a 15. ábra szemlélteti.



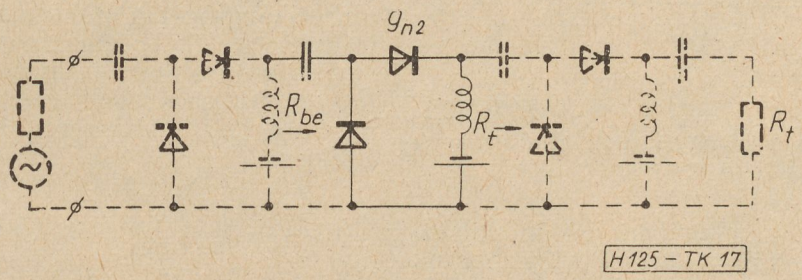
15. ábra. Különböző csúcsáramú tunneldiódákkal készített erősítő max. kimenő teljesítménye az I_M/I_m viszony függvényében

A 16. ábrán egy 100 MHz frekvenciára készített tunneldiódás erősítő felépítését láthatjuk. Ez az erősítő 32 dB teljesítményerősítést szolgáltat 20 MHz-es sávszélesség mellett [6].

Több fokozatú tunneldiódás erősítőnél a fokozatok láncbakapcsolását megnehezíti az, hogy a bemenő ellenállás a pozitív és negatív ellenállások sorbakapcsolása miatt rendkívül kicsiny. Ilyen esetben a kapcsolást célszerű kiegészíteni még egy diódával a 17. ábra szerint



16. ábra. Tunneldiódás erősítő 100 MHz-re



17. ábra. Tunneldiódás erősítőfokozatok láncbekapcsolása impedanciatranszformáló tunneldiódák felhasználásával

[7]. A kiegészített kapcsolás feszültségerősítése az előzőkhöz képest változatlan, értéke

$$A_u = \frac{g_{n2} R_t}{1 + g_{n2} R_t},$$

azonban illesztést érhetünk el, vagyis $R_{be} = R_t$, ha a diódák negatív konduktanciáit a

$$g_{n1} = g_{n2} \frac{(1 - A_u)^2}{A_u}$$

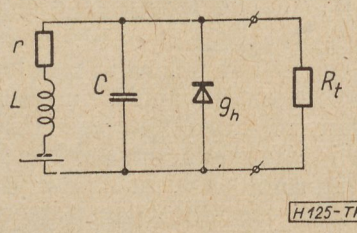
összefüggésnek megfelelően választjuk meg.

3.2 Tunneldiódás rezgéskeltők [14]

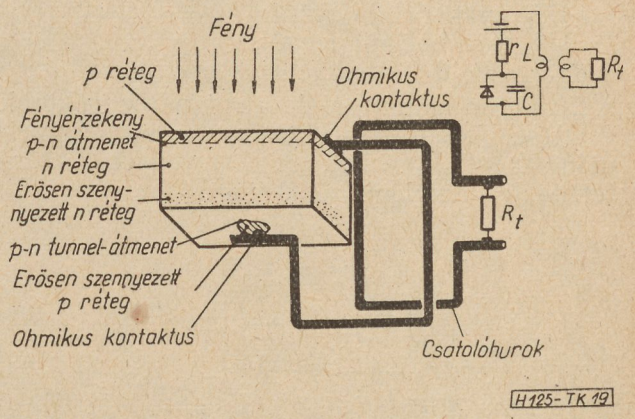
A tunneldiódás rezgéskeltők elvi kapcsolása a 18. ábrán látható. Ebben a kapcsolásban a stabilitásvizsgálatnál elvégzett számítások alapján a rezgés feltételére

$$\frac{rC}{L} + \frac{1}{R_t} + \int_0^{2\pi} g_h(\omega t)\, d(\omega t) = 0$$

összefüggés adódik. Ez a feltétele annak, hogy az ohmos veszteségek által egy periodus alatt disszipált teljesítményt a tunneldióda negatív ellenállása kompenzálni tudja.



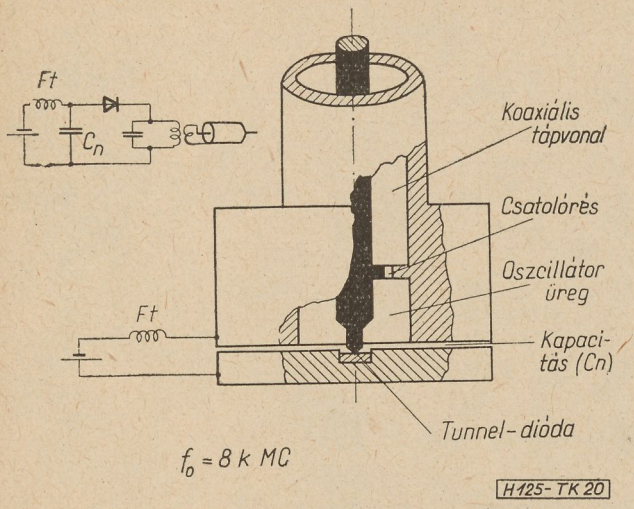
18. ábra. Tunneldiódás rezgéskeltő elvi kapcsolása



19. ábra. Fényelemből táplált tunneldiódás rezgéskeltő

A 19. ábrán egy érdekes felépítésű tunneldiódás rezgéskeltőt láthatunk helyettesítő képével együtt [8]. Ebben a megoldásban egy *n* típusú germánium kristályból indulunk ki, melynek egyik oldalára *p* típusú réteget viszünk fel és ezzel ezt az oldalt fényelemmé képezzük ki. A kristály másik oldalán az *n* szennyezés mértékét fokozzuk, és egy *p-n* tunnelátmenetet készítünk. A fényérzékeny réteg és a tunnelátmenet *p* rétege között egy hurkot helyezve el, szabályos oszcillátorkapcsolást építhetünk fel, melyben a fényérzékeny *p-n* átmenet szerepel tápfeszültségforrásként, az *n* típusú réteg ohmos ellenállása a kör ohmos soros ellenállásaként, a *p-n* tunnelátmenet egyrészt negatív ellenállásként, másrészt áramköri kapacitásként szerepel, végül pedig a két *p* típusú réteg közötti hurok induktivitásként, melyhez induktív úton csatolhatjuk az R_t terhelőellenállást.

A 20. ábrán egy 8kMc frekvencián működő tunneldiódás rezgéskeltőt láthatunk [9].

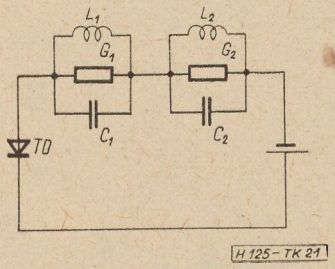


20. ábra. Tunneldiódás mikrohullámú rezgéskeltő (Yariv és Dickten nyomán)

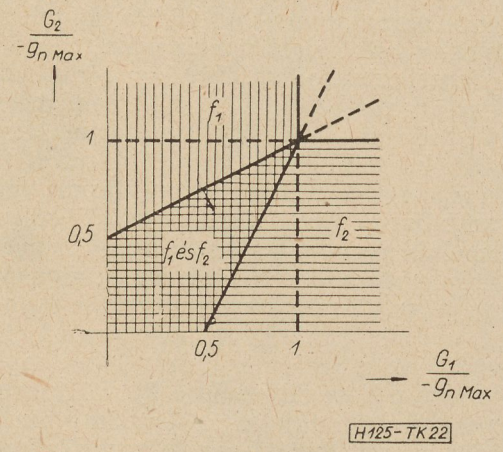
A tunneldióda áramkörében két különböző frekvenciára hangolt rezgőkört is elhelyezhetünk (21. ábra) [2]. Ebben az áramkörben négyféle állapot alakulhat ki:

a) rezgésmentes állapot,
b) f_1 frekvenciájú rezgés,
c) f_2 frekvenciájú rezgés,
d) egyidejű kétfrekvenciás oszcilláció.

A 22. ábrán számításaink alapján a rezgőkörök veszteségi konduktanciáinak, valamint a tunneldióda konduktanciájának függvényében tüntettük fel a különböző üzemi állapotokat.



21. ábra. Tunneldiódás rezgéskeltő két rezgőkörrel



22. ábra. Két rezgőkört tartalmazó tunneldiódás rezgéskeltő üzemi állapotai a rezgőkörök veszteségi konduktanciájának függvényében

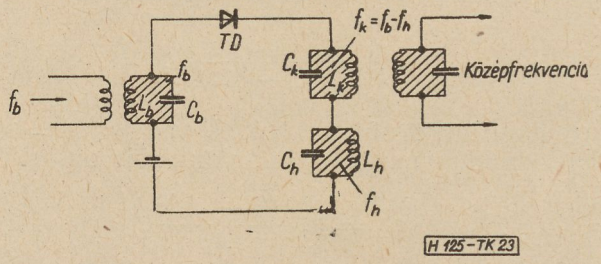
3.3 A karakterisztika nemlinearitását hasznosító kapcsolások

Karakterisztikájának nemlinearitása következtében a tunneldióda keverési célra alkalmas [10]. A keverésen kívül — amennyiben a munkapontot a karakterisztika negatív ellenállású szakaszán helyezzük el — egyidejűleg a rezgéskeltés feladatát is elvégezhetjük. Ennek alapján a 23. ábrán tüntettük fel egy önrezgő keverő elvi kapcsolását. E megoldásban 5—10 dB keverő-teljesítményerősítést lehet elérni.

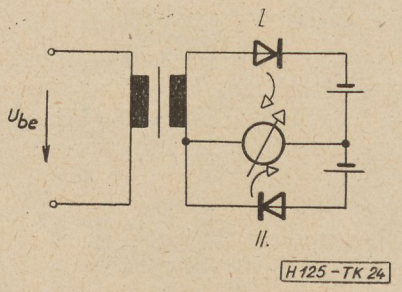
A tunneldióda karakterisztikája a maximumpont környezetében négyzetes jellegű. A karakterisztikának ezt a szakaszát négyzetes egyenirányításra lehet felhasználni. A 24. ábrán egy négyzetes feszültségmérő kapcsolást tüntettünk fel, mely effektív érték mérésére alkalmazható [2]. A műszeren átfolyó egyenáram értéke

$$I_m = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} ku^2 (\omega t)\, d(\omega t) = \text{konst}\ U_{\text{eff}}^2$$

A működést a 25. ábra szemlélteti. A kapcsolás mV nagyságrendű jelek feldolgozására alkalmas.



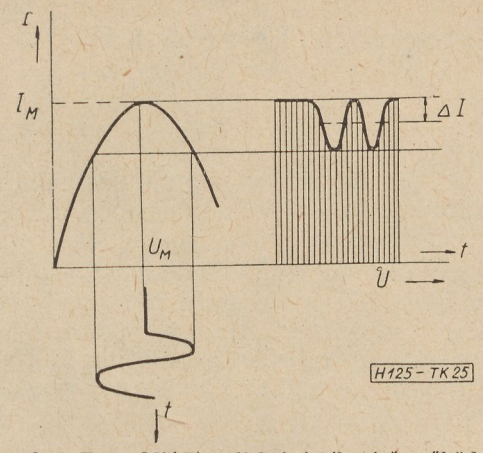
23. ábra. Önrezgő tunneldiódás keverő



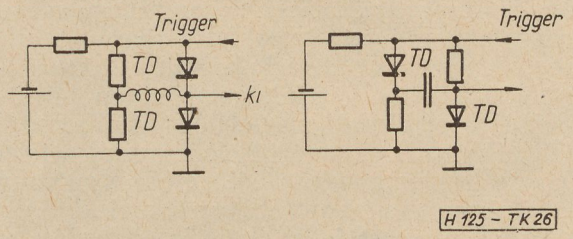
24. ábra. Tunneldiódás effektív értékmérő. A II. dióda a nyugalmi áram kompenzálására szolgál

3.4 A tunneldióda impulzustechnikai alkalmazásai

Amint már a stabilitással foglalkozó fejezetben láttuk, a tunneldiódának több stabil munkapontja van. Két tunneldiódával a 26. ábra szerinti megoldásokban billenőkört készíthetünk [11]. E billenőkörök rendkívül gyors működésre képesek, ugyanis a tunneldióda ellenállása, valamint kapacitása igen kicsiny, így a rendszer időállandója nanoszekundum nagyságrendű. E megoldások működése azon alapul, hogy megfelelően beállított feszültségviszonyok esetén az egyik dióda a maximumpont, a másik



25. ábra. Tunneldiódás effektívértékmérő működése

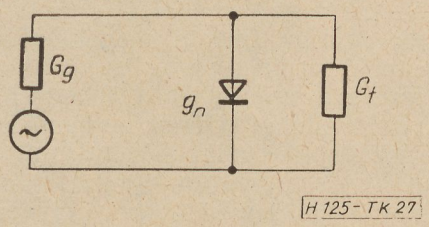


26. ábra. Tunneldiódás billenőkörök

pedig a minimumpont környékén elhelyezkedő munkapontban dolgozik. A trigger impulzus a két dióda munkapontját megváltoztatja.

3.5 Tunneldiódás erősítő zaja

A 27. ábrán látható kapcsolás zajtényezője a bemeneten levő jel/zaj teljesítményarány és a kimeneten levő jel/zaj teljesítményarány hányadosából számítható. A részletes számítások mellőzésével a zajtényező értéke [12]



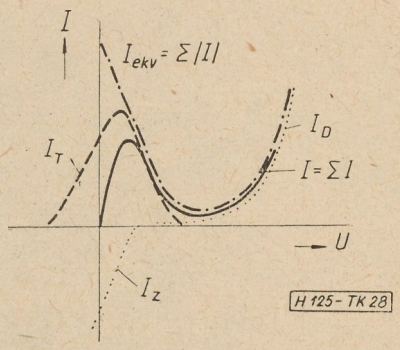
27. ábra. Tunneldiódás erősítőkapcsolás

$$F = 1 + \frac{G_T}{G_g} + \frac{\overline{i_d^2}}{4k\,T\,\Delta f\,G_g}$$

A dióda zajáramát a Schottky-képletből számíthatjuk

$$\overline{i_d^2} = 2e\,I_{ekv} \cdot \Delta f$$

a képletben szereplő I_{ekv} a dióda egyenáramát alkotó áramkomponensek abszolút értékének összegezésével határozható meg (28. ábra), ugyanis a zajt az áram kialakításában résztvevő összes elektronok száma határozza meg, függetlenül azok haladási irányától, tehát



28. ábra. A tunneldióda zajáramának számításánál I_{ekv} az egyes áramkomponensek abszolút értékeinek összegezésével határozható meg

$$I_{ekv} = \Sigma\,|I| = |I_Z| + |I_T| + |Id|$$

ennek felhasználásával a zajtényező

$$F = 1 + \frac{G_T}{G_g} + \frac{e}{2kT}\,\frac{I_{ekv}}{G_g}$$

Az összefüggésből látható — mivel a generátorköri konduktancia határhelyzetben éppen megegyezik a dióda konduktanciájával —, hogy kis zajtényezőhöz kis áramú és nagy negatív konduktanciájú dióda szükséges.

IRODALOM

1. *L. Esaki*: New phenomenon in narrow germanium junctions. Phys. Rev. Vol. 109. 1958. jan. 15. p. 603—604.
2. *Tarnay K*: Tunnel diódák. Doktori disszertáció. Bp. 1961.
3. *K. Tarnay,*: Approximation of Tunnel Diode Characteristics , Proc IRE. 1961. dec.
4. *M. E. Hines*: High Frequency Negativ Resistance Circuit Principles for Esaki Diode Applications. BSTJ. 1960. máj. p 477—513.
5. *W. W. Gärtner*: Tunnel Dioden. El. Rundschau, 1960. jul. p. 265—271.
6. Negativ Conductance Amplifier. General Electric Semiconductor Catalog 1961. p. 156
7. *P. M. Chirlian*: A Technique for Cascading Tunnel-Diode Amplifiers. Proc. IRE. 1960. jun. p. 1157.
8. *I. A. Lesk et. al*: A Categorization of the Solid-State Device Aspects of Microsystems Electronics. Proc. IRE 1960. nov. p. 1833—1841.
9. *M. E. Hines* idézett cikkéből [4]. Yariv és Dickten nyomán.
10. *D. I. Breitzer*: Noise Figure of Tunnel Diode Mixer. Proc. IRE 1960. May. p. 935—936.
11. *G. N. Roberts*: Tunnel-Diodes. El. Technology. 1960. jun. p 217—222.
12. *J. J. Tiemann*: Shot Noise in Tunnel Diode Amplifiers. Proc. IRE 1960. aug. p. 1418—1423.
13. *Tarnay K*: Negatív ellenállások mérése. Mérés és Automatika 1961. jul. 208—212. old.
14. *K. Tarnay*: The Design of Tunnel Diode Oscillators, Periodica Polytechnika s. a.

Polietilén szalagszigetelésű és köpenyű távbeszélő kábel

KARDOS GYÖRGY
Villamosipari Kutató Intézet

A posta távbeszélő hálózatának fejlesztése szükségessé tette olyan korszerű távbeszélő kábeltípusok kidolgozását, amelyeknek nincs ólomköpenyük. Egyik ilyen kábeltípus a polietilén szalagszigetelésű és köpenyű távbeszélő kábel, amelyből kísérleti hosszak készültek. A mérési eredmények és üzemi tapasztalatok alapján ez a kábeltípus alkalmazhatónak bizonyult, és célszerű helyi távbeszélő hálózatokban történő felhasználása.

A második ötéves terv időszakára előirányzott távbeszélő állomások bekapcsolásához többszázezer érkm kábelre van szükség. Mivel alumíniumköpenyű behúzó kábel még nem áll rendelkezésre, a szükséges kábel mennyiség zöme rézvezetőjű, ólomköpenyű kivitelben készül. Ilyen mennyiségű kábel előállításához becslés szerint csaknem kétezer tonna ólom szükséges, ami több mint fél millió dollár értékű devizát igényel. A Magyar Posta a külföldi irodalmi adatok és postai tapasztalatok alapján a fenti kábel mennyiség kb. ¼ részét *polietilén szigetelésű*, ún. „*all-polyethylene*" kábeltípusból kívánja beszerezni és a helyi távbeszélő vonalaknál beépíteni. Ez esetben előzetes számítások alapján kb. százezer dollár értékű deviza takarítható meg.

A kábeltípussal szemben támasztott követelmények

A Villamosipari Kutató Intézet (VKI), a Kábel Kutató Bizottság határozata alapján kezdte meg azt a kutatást, amely feladatul tűzte ki a korszerű, kábel-szigetelésre és köpenyezésre használható műanyagoknak, elsősorban a polietilénnek (továbbiakban: **pet**) és a polivinilkloridnak (továbbiakban **pvc**) alapos minden szempontot figyelembe vevő vizsgálatát abból a célból, hogy a legmegfelelőbb műanyagok kiválaszthatók legyenek. Ennek az átfogó vizsgálatsorozatnak eredményeképpen nagymértékben tisztázódott a különböző típusú **pet**-ek kábelipari alkalmazásának lehetősége [1].

A **pet** típusok rendszeres vizsgálatával párhuzamosan a Villamosipari Kutató Intézet megindította olyan **pet** szigetelésű és köpenyű, helyi távbeszélő kábeltípus kidolgozását, amely megfelel a posta által támasztott műszaki követelményeknek és ezen túlmenően a gyártási lehetőségeket is figyelembe veszi:

a) A kábel meglevő gépi berendezésekkel legyen gyártható, tehát újabb gépi beruházást ne igényeljen.

b) A kábel átviteltechnikai tulajdonságai, elsősorban üzemkapacitása, lehetőség szerint közelítse meg a posta hálózatában alkalmazott papírszigetelésű kábelek megfelelő értékeit, így pl. a 38 nF/km üzemkapacitás értéket.

c) A b) pont alatti követelmény oly módon legyen teljesítve, hogy a kábel átmérője ne térjen el lényegesen a szokványos papírszigetelésű, ólomköpenyű kábelek átmérő méretétől, lehetőleg annál nagyobb ne legyen.

A kutató munka megkezdésekor a kábelgyárak nem rendelkeztek olyan műanyag tömlőző gépekkel (extruderekkel), amelyek lehetővé tették volna, hogy megfelelő kis átmérőjű, egyenletes fakvastagságú, tömlőzött **pet** szigetelésű, távbeszélő kábel ereket állítsanak elő. A brit posta akkor érvényben levő előírása [2] a 0,51, 0,64 és 0,90 mm vezető átmérőjű kábelek tömlőzött **pet** szigetelésére vonatkozóan egyaránt 0,30 mm névleges falvastagságot adott meg. Ilyen szigeteléssel készült, érpáros felépítésű kábelek üzemkapacitása a növekvő vezető átmérőknek megfelelően 49,7, 56,0 és 65,2 nF/km. Ezek az értékek lényegesen felette vannak a magyar posta hálózatban szokványos 38 nF/km üzem kapacitás értéknek.

Az üzemkapacitás érték megnövekedése csillapítás növeléssel jár. A 0,8 mm-es vezetőátmérő esetén a csillapítás növekedés: $\sqrt{\frac{65,2}{38}} = 1,31$, vagyis 31 %-os, ami a rézvezető ellenállásának csökkentésével kiegyenlítve, több mint 31 % többlet rézfelhasználást jelent.

A kutató munka megkezdésekor a hazai kábelgyárak a brit posta előírásának megfelelő 0,30 mm falvastagságú tömlőzött **pet** szigetelésű távbeszélő kábelerek előállítására sem voltak felkészülve.

A tömlőzött **pet** szigetelés falvastagságának csökkentése kétségtelenül megoldhatónak látszó technológiai feladat volt, amely azonban szükségszerűen együtt jár a *b)* pontban említett átviteltechnikai értékek be nem tartásával. A **pet** dielektromos állandója 2,3, míg a szalag alakban felvitt papíré 1,5—1,6 [3.] A dielektromos állandónak ez a különbsége elvileg kizárja annak lehetőségét, hogy tömör **pet** szigeteléssel, azonos szigetelési falvastagsággal ugyanazt az üzemkapacitás értéket lehessen elérni, mint papírszalag szigetelés esetén. A tömör papír dielektromos állandója 2,5—3,0, tehát nagyobb, mint a tömör **pet**-é. A **pet** dielektromos állandója is csökkenthető azáltal, hogy a szigetelést szalag alakjában visszük fel a vezetőre. Ily módon a papírszigetelésű távbeszélő kábelekkel közel azonos átviteli tulajdonságú kábelek állíthatók elő közel azonos átmérő méretekkel, vagyis a *b)* és *c)* pontokban kitűzött követelményeknek egyidejűleg teljesíthetők. Az *a)* pont alatti követelmény is teljesíthető, mivel a **pet** szalagszigetelés felviteléhez szükséges gépek a kábelgyárakban rendelkezésre állanak. Ilyen meggondolások alapján foglalkozott a Villamosipari Kutató Intézet a **pet** szalagszigetelésű kábel kidolgozásával [4].

A kísérleti kábel-hosszakon végzett mérések eredményeinek értékelése

A kutató munka folyamán a Villamosgép és Kábelgyárban **pet** szalagszigeteléssel több kísérleti kábelhossz készült el.

1957 végén elkészült egy 148 m+112 m = 260 m hosszú 7×4/0,4 mm ∅ kábel, amelynek szigetelése két réteg 0,035 mm vastag **pet** szalagtekercselés volt. Ez a kábel a Posta Kísérleti Intézetbe került vizsgálati célra.

1958 végén elkészült egy 142 m + 138 m = 280 m hosszú 7×4/0,6 mm ∅ kábel, amelynek szigetelése 0,3 mm ∅ **pet** fonalra (kordelra) felvitt 0,05 mm vastag **pet** szalag tekercselés volt. Ez a kábel Budapesten került beépítésre.

1960 elején elkészült egy 358 m hosszú 5×4/0,8 mm ∅ kábel, amelynek szigetelése egy réteg 0,15 mm és egy réteg 0,05 mm vastag **pet** szalagtekercselés volt. A két szalag közül az alsó természetes színű, a felső postai előírásnak megfelelő színű. Ezt a kábelt a Budapesti Helyi Érdekű Vasút építette be.

A felsorolt kábelek jellemző méreteit és villamos tulajdonságait az 1. táblázat tartalmazza.

A 7×4/0,4 mm ∅ **pet** szalagszigetelésű és köpenyű kábel átmérője középértékben 11,4 mm. Ugyanilyen érszámú és átmérőjű papírszigetelésű, ólomköpenyű kábel átmérője, behúzó kivitel esetén 9,9 mm, páncélos kivitel esetén pedig 20,3 mm. A 7×4/0,6 mm ∅ érszám és érátmérő esetén a **pet** szalagszigetelésű és köpenyű kábel átmérője 12,3 mm, míg a papírszigetelésű, ólomköpenyű behúzó kivitelű kábelé 12,1 mm, a páncélos kivitelű kábelé pedig 22,5 mm. Az 5×4/0,8 mm ∅ kábelek esetén a **pet** szalagszigetelésű és köpenyű kábel átmérője 17,4 mm, míg a megfelelő papírszigetelésű, ólomköpenyű behúzó kivitelű kábelé 13,3 mm, a páncélos kivitelű kábelé pedig 23,7 mm.

Ezekben a kábelekben a **pet** szalag övszigetelés és **pet** köpeny között egy hármas szalagozás helyezkedik el, amely két 0,05 mm vastag alumíniumszalagból és azok között elhelyezett 0,25—0,30 mm vastag **pvc** szalagból áll. A két réteg alumíniumszalag a kábel hosszirányában biztosítja a villamos vezetőképességet. A felső alumíniumszalag ezen túlmenően egy gyártástechnológiai feladatot is teljesít: ez teszi lehetővé a rátömlőzött **pet** köpeny folytonosságának villamos úton való vizsgálatát, ami a kábel vízbe merítése után az említett szalag és a vízfürdő közötti szigetelés mérésével történik. A **pvc** szalag a **pet** köpeny tömlőzésekor fellépő meleg behatástól óvja a kábelerek **pet** szalagszigetelését. A **pvc** szalagnak alumíniumszalagok közötti elhelyezése azt biztosítja, hogy a **pvc** szalag lágyító tartalma ne vándorolhasson át akár a **pet** szalagozásba, akár a **pet** köpenybe. Ez a szalagozás a kábel átmérőjét kb. 0,8—0,9 mm-rel növeli meg, viszont jelenléte szükséges az erősáramú behatások elleni védelem szempontjából.

A vizsgálatok alapján az üzemkapacitás értékek a csillagnégyes sodrású érpároknál a következők:

a) 0,4 mm átmérőjű vezető két réteg 0,035 mm vastagságú szalaggal 0,68 mm átmérőjűre szigetelve átlagosan 40,4 nF/km;

b) 0,6 mm átmérőjű vezető 0,3 mm ∅ fonallal és 0,05 mm vastag szalaggal 1,4 mm névleges átmérőre szigetelve átlagosan 37,4 nF/km;

c) 0,8 mm átmérőjű vezető egy réteg 0,15 mm és egy réteg 0,05 mm vastag szalaggal 1,6 mm átmérőjűre szigetelve átlagosan 34,6 nF/km.

A *b)* alatti átmérő nem tekinthető valóságos értéknek, mivel a 0,3 mm ∅ fonalra feltekercselt *I* típusú, tehát nagy nyomáson előállított **pet**-ből készült szalag, puhasága következtében nem tartotta az erek közötti távolságot úgy, mint az a fonal és szalag méretek alapján várható lett volna.

A **pet** szigetelésű távbeszélő kábelek esetében, megközelítő pontossággal a következő képlettel [5] lehet számítani az érpárok üzemkapacitását:

$$C = \frac{21{,}7}{\log 1{,}5\, s/d}\ \text{nF/km},$$

ahol s az érpár vezetők középpontjának egymástól való távolsága és d a vezető átmérője.

A kísérleti kábelhosszak számított üzemkapacitása:

0,4 mm vezető átmérő esetén: $C = 39{,}1$ nF/km
0,8 mm vezető átmérő esetén: $C = 34{,}6$ nF/km

Ez utóbbi érték teljesen megegyezik a mért értékek átlagával.

A képlet alkalmazásával 0,4, 0,6 és 0,8 mm vezető átmérő esetén a szigetelt ér falvastag-

1. táblázat

Polietilén szalagszigetelésű és köpenyű helyi távbeszélő kábeltípus kísérleti hosszain mért értékek

Érszám és vezető átmérő [mm]:	7×4/0,4		7×4/0,6		5×4/0,8
Hossz [m]	148	112	142	138	258
1. Jellemző méretek					
1,1 Érszigetelés vastagsága [mm]	0,14	0,14	0,4	0,4	0,4
1,2 Kábel átmérő átlagos értéke [mm]	10,8	12,0	12,3	12,3	17,4
2. Villamos tulajdonságok					
2.1 Erek szigetelési ellenállása, legkisebb érték [MΩ · km]	300 000	∞	156 000	83 000	142 000
2.2 Üzemkapacitás, legkisebb érték [nF/km]	40,0	39,3	36,1	35,7	34,05
legnagyobb érték [nF/km]	40,8	41,45	38,9	38,95	35,30
2.3 Kapacitás egyenlőtlenség: K_1 legnagyobb érték [pF]	32	18	54	50	350

ságát 37 nF/km üzemkapacitás értékre a következők szerint számíthatjuk:

$$\log 1{,}5\, s/d = \frac{21{,}7}{C} = \frac{21{,}7}{37}, \text{ amiből } s = 2{,}58\, d.$$

Számértékek behelyettesítése után a szigetelt erek átmérői (δ):

$$d_1 = 0{,}4,\ s_1 = 1{,}03,\quad \delta_1 = 0{,}73 \text{ mm}$$
$$d_2 = 0{,}6,\ s_2 = 1{,}55,\quad \delta_2 = 1{,}10 \text{ mm}$$
$$d_3 = 0{,}8,\ s_3 = 3{,}06,\quad \delta_3 = 1{,}46 \text{ mm},$$

mivel csillagnégyes sodrás esetén az érpár vezetők közpvonalainak egymástól való távolsága (s) és a szigetelt ér átmérője (δ) között az alábbi összefüggés áll fenn:

$$s = \delta \sqrt{2} = 1{,}41\, \delta, \text{ ill.}$$

$$\delta = \frac{s}{1{,}41}.$$

A szigetelés falvastagságai pedig:

$$v_1 = \frac{\delta_1 - d_1}{2} = 0{,}165 \text{ mm}$$

$$v_2 = \frac{\delta_2 - d_2}{2} = 0{,}25 \text{ mm}$$

$$v_3 = \frac{\delta_3 - d_3}{2} = 0{,}32 \text{ mm}$$

Két egyenlő vastagságú, teljes túlfedéssel készített szalag alkalmazása esetén az alkalmazandó szalag vastagsága (v_{sz}) a szigetelés falvastagságának negyedrésze, vagyis:

$$v_{sz1} = \frac{v_1}{4} = 0{,}04 \text{ mm}$$

$$v_{sz2} = \frac{v_2}{4} = 0{,}06 \text{ mm}$$

$$v_{sz3} = \frac{v_3}{4} = 0{,}08 \text{ mm},$$

vagyis az alkalmazandó szalag vastagsága a vezető átmérőjének egy tizede. Ez a tény a **pet** szalag szigetelésű távbeszélő kábelek egyszerű méretezését teszi lehetővé.

A kapacitás egyenlőtlenségek közül a 0,8 mm vezető átmérőjű kábel mutatta a legnagyobb értéket. A brit posta már idézett előírása a kábel gyártási hosszára két érpáros kábel esetén 800 pF, minden egyéb érpárszámú kábel esetén pedig 200 pF legnagyobb kapacitás egyenlőtlenséget enged meg. A 0,8 mm vezető átmérőjű kábel nagyobb értékei onnan adódnak, hogy ebben a kábelben az erek szigetelése egy 0,15 mm és egy 0,05 mm vastag szalagból volt felépítve, amelyek közül a hazai gyártmányú 0,15 mm vastag szalag elég nagy vastagság egyenlőtlenséget mutatott. Feltétlenül helyesebb a szigetelést két egyenlő vastag szalagból készíteni.

A szigetelési ellenállás értékei általában olyan nagyok, hogy a mérhetőség határán vannak. A kábeltípus nem érzékeny a környezet nedvességtartalmára. Gyártás közben több héten át tároltunk az üzemben olyan félkész kábeleket, amelyekre a **pet** köpeny még nem volt rásajtolva, csupán az árnyékoló fémszalagozás borította a szigetelt erekből álló sodratot. Tapasztalat szerint több hetes üzemi tárolás alatt sem változott a félkész kábel kezdetben mért szigetelési ellenállása.

A környezet nedvesség tartalmával szemben tanúsított érzéketlensége igen nagy előnye ennek a kábeltípusnak, szemben a posta üzemében általánosan alkalmazott papírszigetelésű kábelekkel: szereléskor sokkal kisebb a kábel nedvesedésének veszélye. Ezt a tényt a Magyar Államvasutak részére hasonló szigeteléssel legyártott állítóműkábelek szerelése gyakorlatban is beigazolta.

A kábel vízállósága

A Posta Kísérleti Intézetben végzett vizsgálatok azt mutatták, hogy a **pet** szigetelésű távbeszélő kábelek tökéletesen vízállóak [6]. A 7×4/0,4 mm ∅ vezetőjű, két réteg **pet** szalaggal szigetelt, **pet** köpenyű kábel szigetelési ellenállása közel két évi vízbentartás után egyáltalán nem csökkent, hanem megtartotta eredeti 300 000 MΩ · km értékét. Ugyanezen vizsgálat folyamán a 800 Hz-en mért veszteségi szög tangense $9 \cdot 10^{-4}$ értékről $13 \cdot 10^{-4}$ értékre emelkedett, ami még szintén kiváló érték. Mint érdekességet jegyezhetjük meg, hogy a vizsgálat folyamán a **pet** szalagszigetelésű kábel mind szigetelési ellenállás, mind pedig veszteségi szög tangens értékekben jobb eredményeket mutatott, mint a vele párhuzamosan vizsgált extrudált, tömör **pet** szigetelésű kábel.

A **pet** szalagszigetelésű kábelek nedvesség állóságát — mint minden egyéb távbeszélő kábeltípus esetén — az ép és sértelen kábelköpeny biztosítja. A papírszigetelésű, ólomköpenyű távbeszélő kábel is meghibásodik lyukas ólomköpeny esetén. A **pet** szalagszigetelésű távbeszélő kábel, amint már az előzőkben említettük, nem érzékeny a környezet nedvességének hatására. Ha azonban a kábel **pet** köpenye megsérül, bizonyos idő után várható az áramkörök üzemzavara. Az első üzemzavar felléptekor, a köpeny meghibásodásának helye méréssel meghatározható. Az extrudált **pet** szigetelésű kábel esetén, a folytonos érszigetelés miatt, a köpeny hibahelye méréssel nem határozható meg.

Felmerülhet az a gondolat, hogy az extrudált, tömör **pet** szigetelésű és köpenyű távbeszélő kábelköpeny sérülés, lyukadás esetén is tovább üzemeltethető. Irodalmi adatokból [5] ismeretes azonban, hogy a kábel teljes beázása lényegesen megváltoztatja a kábel paramétereit. A közlemény szerint ilyen beázott kábel üzemkapacitása és hangfrekvencia tartománybeli csillapítása az eredeti értékeknek kb. 2,25-

szörösére növekedik. Ilyen teljes beázás, talajban fekvő vagy tömbcsatornába húzott kábel esetében nyilvánvalóan hosszabb folyamat eredménye lehet, de ennek a veszélye lyukas köpeny esetén feltétlenül fennáll. A lyukas köpennyel való üzemeltetés feltételezése teljesen indokolatlan és veszélyezteti a kábellel szemben támasztott műszaki követelmények teljesíthetőségét.

Kísérleti kábelekkel szerzett üzemi tapasztalatok

A **pet** szalagszigetelésű és köpenyű kábelek használhatóságát és üzembiztosságát az elvégzett kísérletek bizonyítják. A BHÉV és MÁV korszerű műanyag szigetelésű és műanyag köpenyű vasúti állítóműkábel típus kifejlesztése folyamán beépített **pet** szalagszigetelésű és köpenyű állítóműkábelt. A BHÉV 1958 április hónapban 300 m hosszú 8×1 mm ∅, a MÁV pedig 1959 június hónapban 2100 m hosszú, 14×1,5 mm ∅ két réteg **pet** szalagszigetelésű és köpenyű állítóműkábelt épített be. Ezek a kábelek azóta is kifogástalanul üzemben vannak. A BHÉV szakemberei több ízben szemrevételezték a kábelt és köpenyén semminemű elváltozást vagy sérülést nem észleltek. Mint érdekességet kell megemlítenünk, hogy a kóbor egyenáramok korrodeáló hatása következtében a szabványos kivitelű, ólomköpenyű állítóműkábelek élettartama rendkívül rövid, kb. két év volt, míg a **pet** köpenyű kábel három év óta van üzemben. A BHÉV és MÁV vonalain beépített kábelek az érszigetelés rendkívül vékony kivitele (0,2 mm) következtében igen kis átmérőjűek és rendkívül könnyűek, amit a fektetést végző dolgozók nagy meglepetéssel és megelégedéssel állapítottak meg. Ennél a típusnál a **pet** köpeny alatt csupán két réteg 0,05 mm vastag, árnyékolás céljait szolgáló, alumíniumszalag van, egyéb mechanikai védelmet fokozó réteg (pl. vékony acélszalag) nincs. A megfigyelés alatt álló kábelek mechanikai sérülések lehetőségének szempontjából teljesen azonosak a távbeszélő kábelekkel és így a szerzett tapasztalatok alapján ilyen kábelek távbeszélő hálózatokban is alkalmazhatók. Ilyen irányú üzemi kísérletek lefolytatására azonban ezideig még nem volt alkalom.

Összefoglalás

Az elmondottakból kitűnik, hogy **pet** szalagszigeteléssel és **pet** köpennyel elő lehet állítani 38 nF/km üzemkapacitású helyi távbeszélő kábeleket, amelyek egyaránt alkalmasak tömbcsatornába való behúzásra vagy közvetlenül talajba való fektetésre. A kísérleti kábelhosszakon végzett mérések eredményei azt mutatják, hogy az ilyen típusú kábelek jól méretezhetőek és villamos tulajdonságaik megfelelnek a vonatkozó előírásoknak. Tartós vizsgálatok eredménye alapján a kábeltípus teljesen nedvességállónak bizonyult. A beépített kábeleken szerzett üzemi tapasztalatok igen kedvezőek voltak. Az eddigi eredmények indokolttá teszik, néhány kilométer ilyen típusú kábelnek a posta hálózatába való beépítését, amely módot nyújt más típusokkal való összehasonlításra az üzemi tapasztalatok összegyűjtésére és kiértékelésére.

IRODALOM

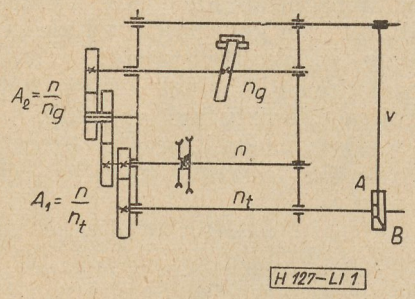
1. *Kardos György:* Polietilén alkalmazása a kábeliparban, Elektrorechnika 54 (1960).
2. Post Office Engineering Department Specification CW 128 F for Cable, Polythene Twin Cable, Polythene Twin Screened.
3. *A. S. Windeler:* Polyethylene Insulated Telephone Cable, The Bell System Technical Journal 32 (1953), 1245—1256.
4. 146 965 lajstromszámú „Műanyagfólia-légűrszigetelésű telefonkábel" magyar szabadalom.
5. *G. S. Eager, L. Jachimowicz, J. Kolodny, D. E. Robinson:* Transmission Properties of Polyethylene—Insulated Telephone Cables at Voice and Carrier Frequencies, AIEE Transaction—Part I. Communication and Electronics 78 (1959), 618—640.
6. Posta Kísérleti Intézet 1062—6/1960. sz. „Műanyag hírközlő kábelek eddigi kísérleteinek összefoglaló jelentése".

A keresztekercselő gép huzalvezetésének vezérléséről*

LIPKA ISTVÁN
Szerszámgépfejlesztő Intézet

A cikkben levezetett kinematikai összefüggések segítségével egy kívánt jellemzőkkel bíró tekercs előállításához a keresztekercselő gép szükséges áttételei könnyen meghatározhatók.

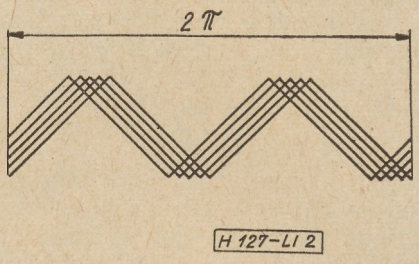
A keresztekercs tekercselése úgy történik, hogy a tekercselő gép huzalvezetője a tekercstest tengelyével párhuzamos egyenesvonalú ún. alternáló mozgást végez (1. ábra). A V huzalvezető alternáló mozgása — amelyet a G görbetárcsa vezérel — eredményezi a felcsévélt huzal méhsejtszerű elrendeződését a tekercstesten. A huzal felcsévélésekor rendszerint ragasztó anyagon halad keresztül, amely a mene-



1. ábra

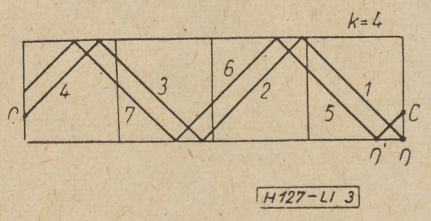
tek rögzítését biztosítja. Mialatt a tekercstest tengelye körül egyszer körülfordul, azalatt az alternáló mozgást végző V huzalvezető az A és B helyzete közti egyenesvonalú mozgásának irányát egyszer vagy többször megváltoztatja. Ha V a mozgásirányát k-szor változtatja meg, mialatt a tekercstest egy teljes körülfordulást végez, akkor azt mondjuk, hogy a tekercs kereszteződéseinek a száma k. A V huzalvezetőnek a váltakozó mozgásirányt a G görbetárcsa adja. A görbetárcsa egy fordulata alatt a v huzalvezető A helyzetéből a B-be és innen megint a A-ba kerül vissza. Tehát ha a tekercstest is egy körülfordulást végez, mialatt a görbetárcsa egyet fordul, akkor a tekercsen előálló kereszteződések száma, $k = 2$. Ha $k = 4$ kereszteződésű tekercset óhajtunk előállítani, akkor a fordulatszámok viszonyának olyannak kell lennie, hogy mialatt a tekercstest egy fordulatot végez, azalatt a vezérlő görbetárcsa két fordulatot tegyen meg. Általában a tekercs huzalkereszteződéseinek a száma k lesz, ha a tekercs egy fordulata alatt a vezérlő tárcsa $\frac{k}{2}$ fordulatot végez.

A 2. ábra egy $k = 4$ kereszteződésű keresztekercs tekercselési vázlatát mutatja oly módon, hogy a tekercset egyik hengeralkotója mentén felmetszve a síkba kiterítettük. A 2. ábra



2. ábra

a huzal szomszédos meneteit egy kissé széthúzva tünteti fel; a valóságban azonban arra törekszünk, hogy a tekercselésnél a menetek lehetőleg hézag nélkül egymás mellé kerüljenek. Ezt úgy valósítjuk meg, hogy a tekercstest n_t fordulatszáma és a vezérlő görbetárcsa n_g fordulatszáma között megfelelő $\frac{n_g}{n_t}$ viszonyt létesítünk. Az előbb láttuk, hogy ha a kereszteződések száma k, akkor a tekercs egy fordulata alatt a vezérlő tárcsa $\frac{k}{2}$ fordulatot végez. Eszerint a fordulatszámok közti viszony $\frac{n_g}{n_t} = \frac{k}{2}$ lenne. Azonban ezt a viszonyt kissé meg kell változtatnunk azért, hogy a huzalmenetek felcsévéléskor hézag nélkül kerüljenek egymás mellé. Tehát mialatt a vezérlő tárcsa $\frac{k}{2}$-ször fordul meg, azalatt a tekercsnek egy teljes körülfordulásnál valamivel többet kell elforgnia. Ezért, amikor a v huzalvezető az AB szakasz k-ik befutását éppen bevégezte, a huzal nem az O kiinduló helyzetébe kerül vissza (3. ábra), hanem az *1* ágat keresztezve egy O' helyzetbe, mivel ekkora a tekercstest egy teljes körülfordulásnál már valamivel nagyobb elfordulást végzett. Ha a vezérlő tárcsa és a tekercs fordulatszámának aránya éppen $\frac{k}{2}$ lenne, akkor a O' pont az O ponttal egybeesnék, tehát az *1* és *5* huzalszakaszok egymásra kerülnének. Az $\frac{n_g}{n_t} - \frac{k}{2}$ különbségnek éppen akkorának kell lennie, hogy az *1* és *5* huzalszakaszok hézag nélkül egymás mellé kerüljenek. Ehhez



3. ábra

* A Híradástechnikai Gépgyár újtípusú keresztekercselő gépének kifejlesztésénél a szerző által levezetett és alkalmazott kinematikai összefüggések.

az szükséges, hogy a tekercs kerületén az $\widehat{OO'}$ ív megfelelő nagyságú legyen. Az $\widehat{OO'}$ megfelelő nagysága függ a tekercs szélességétől és átmérőjétől, továbbá a huzal vastagságától és a kereszteződések számától (k). Ahhoz, hogy az $\widehat{OO'}$ ív megfelelő nagyságát meghatározhassuk, egymástól külön kell vizsgálat tárgyává tenni azt az esetet, amikor a kereszteződések száma (k) párosszám és azt, amikor a k páratlan. Ugyanis páros k esetén a tekercstest egy körülfordulása után a huzal már visszakerül az O kiinduló helyzetének közvetlen környezetébe. Páratlan k esetében azonban a tekercsnek két teljes fordulatot kell megtennie ahhoz, hogy a huzal az O pontból kiindulva megint az O közelébe kerüljön vissza.

Tekintsük először azt az esetet, amikor $k = 2, 4, 6, \ldots$

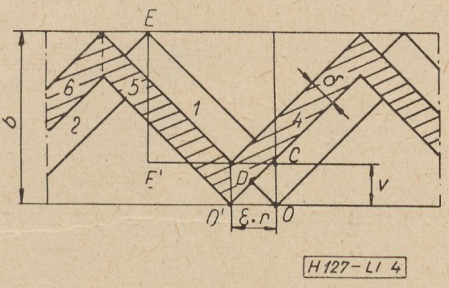
A tekercstestre felcsévélt huzal a tekercstest hengerfelületén azonos emelkedésű csavarvonalszakaszokon helyezkedik el (4. ábra). Ha a hengerfelületet a síkba kiterítjük, akkor a huzal egyenes szakszokból álló törtvonalakat alkot. Meghatározzuk a szóban forgó csavarvonal γ emelkedési szögét. Mialatt a vezérlő tárcsa $2\pi \cdot \frac{k}{2}$ nagyságú szögelfordulást végez, azalatt az egy fordulatnál kissé többet végző tekercs valamilyen $(2\pi + \varepsilon)$-nagyságú szöggel fordul el ($\varepsilon > 0$). Tehát a CE huzalszakasz, valamint a többi CE-vel egyenlő hosszúságú, összesen k huzalszakasz mindegyikének felcsévélésekor a tekercs $\frac{2\pi + \varepsilon}{k}$ nagyságú szögelfordulást végez.

Ennélfogva, ha a tekercstest sugarát r, a tekercs szélességét b jelöli, akkor a 4. ábra $EE'C$ derékszögű háromszögéből közvetlenül látható, hogy

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{b - v}{\frac{2\pi + \varepsilon}{k} r} \qquad (1)$$

Kifejezzük a v értékét a huzal δ-vastagságával az OCD derékszögű háromszögből, amelynek átfogója $OC = v$ és OD befogója a δ huzalvastagsággal egyenlő. Innen:

$$v = \frac{\delta}{\cos\gamma} \qquad (2)$$



4. ábra

amit tg γ (1) alatti kifejezésébe írva nyerjük, hogy

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{b - \frac{\delta}{\cos\gamma}}{\frac{2\pi + \varepsilon}{k} r};$$

ennek mindkét oldalát cos γ-val szorozva:

$$\sin\gamma = \frac{b\cos\gamma - \delta}{\frac{2\pi + \varepsilon}{k} r}. \qquad (3)$$

Másrészt az $O'OC$ derékszögű háromszögből, mivel $O'O = r \cdot \varepsilon$

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{OC}{O'O} = \frac{v}{r\varepsilon} \qquad (3/a)$$

ahová a v (2) alatti értékét beírva

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{\delta}{\cos\gamma \cdot r \cdot \varepsilon}$$

vagyis

$$\sin\gamma = \frac{\delta}{r \cdot \varepsilon} \qquad (4)$$

Azonban a sin γ (3) alatti kifejezéséből következik, hogy

$$\frac{2\pi + \varepsilon}{k} r \sin\gamma + \delta = b\cos\gamma.$$

Ennek az egyenletnek mindkét oldalát négyzetre emelve és $\cos^2\gamma$ helyett $(1 - \sin^2\gamma)$ értéket írva nyerjük, hogy

$$\left[\frac{2\pi + \varepsilon}{k} r \sin\gamma + \delta\right]^2 = b^2(1 - \sin^2\gamma) \qquad (5)$$

Ha ide sin γ (4) alatti értékét behelyettesítjük, akkor:

$$\delta^2\left[\frac{2\pi + \varepsilon}{k\varepsilon} + 1\right]^2 = b^2\left(1 - \frac{\delta^2}{r^2\varepsilon^2}\right);$$

vagy mindkét oldalt ε^2-tel szorozva:

$$\delta^2\left[\frac{k+1}{k}\varepsilon + \frac{2\pi}{k}\right]^2 = b^2\left(\varepsilon^2 - \frac{\delta^2}{r^2}\right).$$

Végül is ebből ε-ra a következő másodfokú egyenletet írhatjuk fel:

$$\left(b^2 - \delta^2\frac{(k+1)^2}{k^2}\right)\varepsilon^2 - \frac{4\pi(k+1)\delta^2}{k^2}\varepsilon - \delta^2\left(\frac{4\pi^2}{k^2} + \frac{b^2}{r^2}\right) = 0.$$

Ennek az egyenletnek egy pozitív gyöke van, amely a következő alakú:

$$\varepsilon = \frac{\frac{2\pi(k+1)\delta^2}{k^2} + \sqrt{\frac{4\pi^2(k+1)^2\delta^4}{k^4} + \left(b^2 - \delta^2\frac{(k+1)^2}{k^2}\right)\left(\frac{4\pi^2\delta^2}{k^2} + \frac{b^2\delta^2}{r^2}\right)}}{b^2 - \delta^2\frac{(k+1)^2}{k^2}}$$

Tekintve, hogy lapos tekercsnél a tekercs b szélessége kicsi a tekercstest r sugarához viszonyítva és a δ huzalvastagság is kis érték (tört), tehát a gyökjel alatt a második zárójelben álló

$$\frac{b^2\delta^2}{r^2}$$

tag kicsiny, elhanyagolható mennyiség. Így ε-kifejezése a következőképp egyszerűsödik:

$$\varepsilon = \frac{\frac{2\pi(k+1)\delta^2}{k^2} + \frac{2\pi\delta b}{k}}{b^2 - \delta^2\frac{(k+1)^2}{k^2}};$$

ami végül is, mivel a nevezője:

$$b^2 - \delta^2\frac{(k+1)^2}{k^2} = \left(b + \delta\frac{k+1}{k}\right)\left(b - \delta\frac{k+1}{k}\right),$$

a következő igen egyszerű alakot ölti:

$$\varepsilon = \frac{2\pi\delta}{k\cdot b - \delta(k+1)} \tag{6}$$

Ezek után meghatározhatjuk a tekercs fordulatszámának (n_t) és a huzalvezetést vezérlő görbetárcsa fordulatszámának (n_g) a viszonyát.

Ha a görbetárcsa $\frac{k}{2}$ fordulatot végez, vagyis $2\pi\frac{k}{2} = \pi k$ nagyságú szöget ír le, akkor a tekercs $(2\pi + \varepsilon)$ nagyságú szöggel kell, hogy elforduljon: tehát a fordulatszámok viszonya:

$$\frac{n_t}{n_g} = \frac{2\pi + \varepsilon}{\pi k} = \frac{2}{k} + \frac{\varepsilon}{\pi k};$$

(6) behelyettesítésével

$$\frac{n_t}{n_g} = \frac{2}{k} + \frac{2\delta}{k[kb - \delta(k+1)]} = \frac{2(b-\delta)}{kb - \delta(k+1)}. \tag{7}$$

Ezzel a tekercs és a vezérlő tárcsa fordulatszám viszonyát meghatároztuk. A tekercs és a vezérlő tárcsa meghajtása egy n fordulatszámú tengelyről történik, két különböző áttételező rendszer segítségével. Ha a kereszteződések száma k, akkor a hajtó tengely és a tekercstengely fordulatszámának viszonya

$$\frac{n}{n_t} = \frac{k}{2} \tag{8}$$

értékűre van beállítva. A hajtó tengely n fordulatszáma csak kevéssé különbözik a vezérlő tárcsa n_g fordulatszámától, tehát $\frac{n_g}{n}$ értéke az 1-től csak keveset különböző törtszám. A gépen, miután már az $\frac{n}{n_t}$ viszonyt beállítottuk, a vezérlő tárcsa fordulatszámát meghatározó viszonyt kell beállítani. (7) és (8) alapján:

$$n_g = \frac{kb - \delta(k+1)}{k(b-\delta)}n = \left(1 - \frac{\delta}{k(b-\delta)}\right)n$$

és ezzel a vezérlő tárcsára vonatkozó fordulatszám-beállítás értékét meghatároztuk, $k = 2, 4, \ldots$ párosszámú kereszteződések esetére. Például: $b = 10$ mm; $\delta = 0{,}2$ mm; $k = 4$ és $n = 100$, akkor

$$n_g \cong 99{,}5.$$

Amikor a kereszteződések száma páratlan, tehát $k = 1, 3, 5, \ldots$, a tekercstestnek csak két teljes körülfordulása után jut vissza az O pontból kiinduló huzal ennek közvetlen környezetébe, az O' pontba.

Páratlan k esetében az $O'OC$ derékszögű háromszögben (4. ábra) az $O'O$ befogó értéke:

$$O'O = 2\varepsilon r.$$

Ezért tg γ-nak (3/a) alatti kifejezése most a következőképp módosul:

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{OC}{O'O} = \frac{v}{2r\varepsilon}.$$

Ide v (2) alatti értékét beírva:

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{\delta}{2\cos\gamma\cdot r\varepsilon}$$

vagyis

$$\sin\gamma = \frac{\delta}{2r\varepsilon},$$

sin γ-nak ezt az értékét az (5)-be helyettesítve és mindkét oldalt $4\varepsilon^2$-tel megszorozva:

$$\delta^2\left[\frac{2\pi}{k} + \frac{2k+1}{k}\varepsilon\right]^2 = b^2\cdot\left(4\varepsilon^2 - \frac{\delta^2}{r^2}\right),$$

ami a következő másodfokú egyenletként rendezhető:

$$\left(4b^2 - \frac{(2k+1)^2}{k^2}\delta^2\right)\varepsilon^2 - \frac{4\pi(2k+1)}{k^2}\delta^2\varepsilon - \delta^2\left(\frac{4\pi^2}{k^2} + \frac{b^2}{r^2}\right) = 0.$$

Ennek az egyenletnek egyetlen pozitív gyöke:

$$\varepsilon = \frac{\frac{2\pi(2k+1)}{k^2}\delta^2 + \sqrt{\frac{4\pi^2(2k+1)^2}{k^4}\delta^4 + \left(4b^2 - \frac{(2k+1)^2}{k^2}\delta^2\right)\left(\frac{4\pi^2\delta^2}{k^2} + \frac{b^2\delta^2}{r^2}\right)}}{4b^2 - \frac{(2k+1)^2}{k^2}\delta^2}$$

A gyökjel alatti második zárójelben álló $\frac{b^2\delta^2}{r^2}$ értéket most is elhanyagolva ε-ra a következő egyszerű kifejezést nyerjük:

$$\varepsilon = \frac{\frac{2\pi(2k+1)}{k^2}\delta^2 + \frac{4b\pi\delta}{k}}{4b^2 - \frac{(2k+1)^2}{k^2}\delta^2} =$$

$$= \frac{2\pi\delta}{k}\,\frac{\frac{2k+1}{k}\delta + 2b}{(2b)^2 - \left(\frac{2k+1}{k}\delta\right)^2} = \frac{2\pi\delta}{2bk - (2k+1)\delta} \tag{9}$$

Mivel a vezérlő görbetárcsa $\frac{k}{2}$ fordulatot végez, vagyis πk nagyságú szöget ír le, mialatt a tekercs $(2\pi + \varepsilon)$ szöggel fordul el, azért

$$\frac{n_t}{n_g} = \frac{2\pi + \varepsilon}{\pi k} = \frac{2}{k} + \frac{\varepsilon}{\pi k}.$$

(9)-ből $\frac{\varepsilon}{\pi}$-t behelyettesítve kapjuk, hogy

$$n_g = \frac{2bk - (2k+1)\delta}{4(b-\delta)}\,n_t$$

Mivel a hajtótengely n fordulatszáma és a tekercstengely n_t fordulatszáma közt az

$$\frac{n_t}{n} = \frac{2}{k}$$

viszony áll fenn, azért a vezérlő tárcsa és a hajtó tengely n fordulatszáma közti kapcsolat a következő:

$$n_g = \frac{2bk - (2k+1)\delta}{2k(b-\delta)}\,n = \left(1 - \frac{\delta}{2k(b-\delta)}\right)n$$

Ez az eredmény páratlan k értékekre vonatkozik. Ha ezt az eredményt a páros k értékekre nyert n_g/n viszonnyal összehasonlítjuk, akkor azt látjuk, hogy a $k = 1$-nek megfelelő n_g/n áttételi viszony azonos a $k = 2$-nek megfelelő viszonnyal. A $k = 3$-nak megfelelő áttételi viszony pedig megegyezik a $k = 6$-nak megfelelő áttételi viszonnyal.

Az előzőekben levezetett összefüggések segítségével, egy kívánt jellemzőkkel bíró tekercs előállításához a kereszttekercselő gép szükséges áttételei könnyen meghatározhatók. A szükséges áttételek gyors meghatározására nomogram is szerkeszthető, amelynek segítségével a régebbi típusú váltókerekes és korszerű beépített tolókerekes kereszttekercselő gép beállítása lényegesen leegyszerűsödik.

Konferencia

a mozgó elemes mágneses jelrögzítés témakörében

Az Optikai, Akusztikai és Filmtechnikai Egyesület 1962. október 15—18. között külföldi szakemberek részvételével konferenciát rendez a *mozgó elemes mágneses jelrögzítés* témakörében. A konferencia napirendjén 20—40 perces időtartamú előadások szerepelnek a mágneses jelrögzítés elméleti kérdéseiről, valamint alkalmazásáról a hangrögzítés, képrögzítés, automatizálás, elektronikus számológépek és méréstechnika területén. Az Egyesület a konferenciával egyidőben kiállítást szervez, amelyen a belföldi és külföldi gyárak a fenti témakörbe tartozó gyártmányaikat bemutatják.

A konferencia részvételi díja személyenként 100 Ft. A kiállításon való részvétel díját a benyújtott m² igény alapján fogják közölni.

Az Egyesület felkéri a témakör szerinti szakembereket előadások tartására.

Az előadások új elméleti eredményeket vagy pedig önálló, újszerű kivitelezésű megoldásokat ismertessenek. A kiállításra elsősorban olyan berendezések bejelentését kérik, amelyek a világszinvonalat elérik vagy újszerű megoldásuknál fogva azt meghaladják és a magyar ipart méltóképen reprezentálják.

Az előadások bejelentésének határideje 1962. január 1. Az előadások 2—3 oldalas kivonatát 1962. június 1-ig kérik megküldeni. A kiállításon való részvétel bejelentési határideje 1962. február 1. A bejelentéskor az igényelt m² területet és a kiállításra kerülő berendezések felsorolását is meg kell adni.

IPARÁGI HÍREK

A 4/0,8 kW-os TV adó

Az Elektromechanikai Vállalat kifejlesztette és gyártja a 4/0,8 kW-os televízió adóberendezést, amely az OIRT III. sávban működik.

A berendezés fő részei: a képadó, a hangadó, az oldalsávelnyomó szűrő és diplexer, a műszerek, az antennarendszer és a hűtőmű.

A képadó a szabványos képjel által modulált nagyfrekvenciás teljesítményt állítja elő.

A stúdióvonalról érkező képjel az elválasztó erősítő, műsorválasztó kapcsoló és kézi szintszabályozó áramkör után kerül a korrektor egységbe. Ez az egység a nagyfrekvenciás fokozatok által kiküszöbölhetetlenül előidézett torzítások előzetes kompenzálására szolgál. Így tartalmaz: gammakorrektort a linearitás, fáziskorrektort a futási idő és kábelkorrektort a stúdióvonal torzításainak korrigálására.

A videoelőerősítő bemenetére a korrigált képjel kerül. A videovégfokozat a modulációhoz szükséges nagyszintű képjelet állítja elő.

A képadó nagyfrekvenciás lánca a kristályoszcillátorból indul. Az oszcillátor jelét 36-szoros sokszorozás után az erősítő 50 W szintre emeli. A jel innen a végfokozattal egybeépített meghajtó fokozat rácsára kerül. A képadó végfokozata vezérlőrács-modulációs. A két földelt katódú tetróda ellenütemű kapcsolásban működik. A modulált nagyfrekvenciás jel koaxiális kábelen kerül a diplexer-átkapcsoló mezőre.

A képadó főbb adatai:

Teljesítmény: 4 kW szinkron csúcsban

Moduláció: A 5 negatív

Bemenőjel: OIRT szabvány szerinti összetett képjel 1 V_{cs-cs} pozitív fehér

Bemenő impedancia: 75 ohm aszimmetrikus

Fehérszint stabilizálása beállítható

Kimenő impedancia: 50 ohm aszimmetrikus

A hangadó a hangjel által frekvenciamodulált nagyfrekvenciás teljesítményt állítja elő. A stúdió vonalról érkező hangjel vonalerősítés után kerül a frekvenciamodulátor-áramkör bemenetére. A közepes vivőfrekvenciát az AFC áramkör stabilizálja. A közepes vivőfrekvencia eltérését a pontos értéktől, beépített műszer mutatja. A frekvenciamodulált jel kerül a sokszorozóegység bemenetére. Innen 36-szorzás és teljesítményerősítés után kerül a jel a meghajtó fokozatra. A meghajtó fokozat és földeltrácsú ellenütemű végfokozat egy egységet képez. A kimenőteljesítményt koaxiális kábel juttatja a diplexeren levő átkapcsoló mezőhöz.

A hangadó főbb adatai:

Teljesítmény: 0,8 kW

Moduláció: FM (F3 üzemmód)

Bemenőjel: 0 dB

Bemenő impedancia: 600 ohm, szimmetrikus

Előkiemelés: 50 μs (kiiktatható)

100 %-os modulációhoz tartozó löket: ± 50 kHz

Átvitel: 40 Hz —15 000 Hz ± 1 dB

Max. löket: ± 75 kHz

Az oldalsávelnyomó és a diplexer. A koaxiális vonalcsonkokból felépített szűrőrendszer kettős feladatot teljesít:

1. Elvégzi a szabvány szerinti oldalsávelnyomást.
2. A kép- és a hangadó teljesítményét közös antennakábelre kapcsolja. Az átkapcsoló mező segítségével a méréseknél szükséges műantennára való átkapcsolás is elvégezhető. A tápvonalakban elhelyezett iránycsatolók a haladó és a reflektált teljesítmény mérésére szolgálnak. A csatlakozási impedanciák: $Z_0 = 50$ ohm.

Az adóba beépített *műszerek* a specifikált adatok állandó ellenőrzésére szolgálnak.

A képadó műszerei:

1. Vizsgáló jelgenerátor. Előállítja a nemzetközi ajánlás szerinti vizsgálójeleket. Ezek:
   50 Hz négyszög
   250 kHz négyszög
   négysoronkénti fűrész
   15625 Hz fűrész
   a fűrészjelek + szuperponált 4 MHz szinusz
2. Moduláció % mérő
3. Kétoldalsávos fődetektor

A hangadó műszerei:

1. Frekvencialöketmérő és ellenőrző demodulátor
2. Hangfrekvenciás csővoltmérő
3. Mérőgenerátor (1 kHz)
4. Torzításmérő
5. Ellenőrző erősítő, hangszóró rendszer

Az antennarendszer a nagyfrekvenciás teljesítmény kisugárzására szolgál. A körsugárzó teljes rendszer antenna mezőkből áll. Egy mező 4 egészhullámú dipolt és szimmetrizálót tartalmaz.

Az antennarendszer főbb adatai:

Frekvenciasáv: 170—230 MHz

Nyereség: Négyemeletes rendszer esetén kb. 12-szeres

Polarizáció: horizontális

Antenna bemenő impedancia: 60 ohm

A hűtőmű a berendezésben keletkező hőmennyiség elvezetésére szolgál. Egy szívó és egy fúvó ventillátort tartalmaz. Visszakeveréses üzem is beállítható. A beszívott levegő szűrését szűrőkeret végzi.

Érintésvédelmi kondenzátor

Az érintésvédelmi kondenzátor adott készülékben, berendezésben kettős funkciót lát el:

a) A készülék által termelt rádiófrekvenciás zavarokat szűri oly módon, hogy azokat egy nullpotenciálú pontra vezeti le. Ez a nullpotenciál azonban olyan értelemben önkényesen választott, hogy a földpotenciáltól egyenáramúlag szigetelt.

b) Az elmondottakból következik, hogy a zavar helye és e nullpotenciál közé olyan eszközt kell kapcsolni, amely nagyfrekvenciásan zérus impedanciát képvisel egyenáramon és hálózati frekvencián gyakorlatilag végtelen nagy ellenállással rendelkezik. Ez utóbbi követelmény biztosítja, hogy a kezelő személy a készülék e nullpotenciálú helyét érintve ne kapjon életveszélyes áramütést.

Fenti követelmények kompromisszum árán valósíthatók meg, amennyiben adott hálózati feszültség és frekvencia ismeretében meghatározzuk azt a megengedhető legnagyobb váltakozó áramot, amely a kondenzátoron (és a készülék szigetelésein) átfolyhat. Ezt az érvényes szabványok 0,5, illetve 1 mA-nek adják meg. Az utóbbinak biztonsági okokból egyharmadát véve, a kondenzátor minimális kapacitására 220 V_{eff} (50 Hz) feszültségen 5 nF adódik. A szabványos 1 mA-ig szükséges a 0,67 mA tartalék az egyéb szigetelésekhez, azonkívül két kondenzátor (fázisonként egy-egy) alkalmazása esetén sem léphető túl az 1 mA-es határ. A kondenzátor gigaohm nagyságrendű szigetelési ellenállásán folyó áramot a számításoknál elhanyagolhatták, mert 5 nF helyett a szabványos 4,7 nF-ra tervezték a kondenzátort.

Mivel a kondenzátornak a rádió zavarszűrés mellett elsőrendűen fontos életvédelmi szerepe van, igen szigorú villamos követelményeknek kell megfelelnie. E követelmények közül ragadunk ki néhányat:

1. A gyártás során minden egyes darabot vagy közel tízszeres váltakozófeszültségű (2100 V_{eff}), vagy több, mint hússzoros (5000 V) egyenfeszültségű igénybevételnek vetik alá.

2. Félévenként, a gyártásból kiemelt tételeken végzett típusvizsgálat során a kondenzátorokat + 55 C°-on vizsgálják 5000 V egyenfeszültséggel. Ugyanezen kondenzátorok 30 napos 98% relatív nedvességű térben történő nedvesítés után is el kell, hogy viseljék az 5000 V egyenfeszültséget. Típusvizsgáltat során a kondenzátorok más csoportját egy 1000 pF-os kondenzátorról 10 kV-os feszültséglökéseknek vetik alá, összesen ötvenszer. E vizsgálat után a kondenzátoroknak 30 napon át 500 V (50 Hz) feszültségű üzemet kell elviselni meghibásodás nélkül.

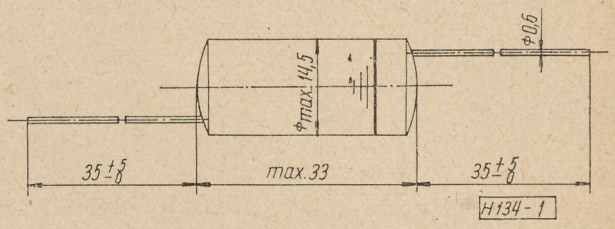
A vázolt fontosabb követelmények és elvi megfontolások alapján került a múlt év őszén a Remix-ben kifejlesztésre az NCP-662 típusú 4,7 nF-os, 220 V ~ névleges feszültségű érintésvédelmi kondenzátor (1. ábra).

Műszaki adatok:

Kapacitás tűrés: ± 20% és ± 10%
Névleges feszültség: 220 V ~ (50 Hz)
Vizsgálati feszültség: 2100 V_{eff} (50 Hz) vagy 5000 V—
Szigetelési ellenállás: 6 Gohm
Veszteségi tényező 1 kHz-en: legfeljebb 2%
Üzemi hőmérséklet: —25...+85 C°
Védettségi fokozat: 656
Rezonancia frekvencia: 4—6 MHz

Kivitel: Műgyantával impregnált papírkondenzátor fém fólia burkolattal, ónozott vörösréz huzal kivezetésekkel.

Alkalmazási terület: Rádió és televízió vevőkészülékek, kisebb ipari és háztartási berendezések érintésvédelmi kondenzátora (fázisblokk).



1. ábra

Sajtóhiba:

A 205. oldalon (XII. évf. 1961. 5. sz.) „A polietilén dielektromos állandójának és veszteségi..." c. cikk utolsó bekezdésének második sorában a ±0,0005 helyett ±0,00005 írandó.

EGYESÜLETI HÍREK

IV. Híradástechnikai Konferencia és Konstrukció Kiállítás

Egyesületünk október 26-tól 28-ig rendezte meg a IV. Híradástechnikai Konferenciát. Ez alkalommal egyesületünk elnöksége az alkatrészek kutatásának, fejlesztésének, gyártásának és a mindezekkel összefüggő méréstechnikának kérdéseit tűzte a konferencia napirendjére. A konferencián nagy számban vettek részt a baráti országok szakemberei és közülük számosan előadást tartottak. A záró előadásban Komporday Aurél, a KGM Híradástechnikai Igazgatóság vezetője ismertette az iparág alkatrészekkel való ellátásának jelenlegi helyzetét, problémáit és perspektíváit. Az Egyesület Elnöksége elemzi az előadásokban és a hozzászólásokban elhangzott javaslatokat és azokat súlyozva illetékesek elé terjeszti. A Konferencián elhangzott előadások és a hozzászólások a Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Tudományok Osztálya Közleményeinek külön köteteként a következő év I. negyedében nyomtatásban fognak megjelenni.

A Konferenciával párhuzamosan nagysikerű kiállítást is rendezett egyesületünk. — Ez alkalommal az iparági vállalatok konstruktőrei legjobb konstrukcióikat mutatták be.

I. díjat kaptak: a BHG-ból Baján Tibor, Braier Gyula, Sipos Sándor és Zakariás Gábor; ugyancsak a BHG-ból Steffens Oszkár és Zádori Arisztid; a Telefongyárból Bajka Imre, Hetesi István Németh Ferenc és Grosics Gusztáv.

II. díjat kaptak: a Telefongyárból Rácz Ottó és Varga Mihály; a HAGY-ból Szabó Miklós; a BRG-ből Malcsiner Ferenc, Székely László és Csorba Ferenc; a VTRGY-ből Huszty Dénes és Murányi Ottó; a ML-ből Császár Tibor és Popovics Ferenc; az ORIONBÓL Somogyi András, Sulyok Kálmán és Sebők János; ugyancsak az Orionból Czili Jenő, Nagy Ervin és Vereczky László.

Számos kiállító konstruktőr elismerő oklevélben részesült, akiknek névsorát következő számunkban közöljük.

A kiállítás széleskörű és igen értékes tapasztalatcserére biztosított lehetőséget az iparág konstruktőrei számára. *Szerk.*

Klubnap a Híradástechnikai Tudományos Egyesületben

Doc. C. Sc. Ing. Jan Chmurni docens ismertette a szlovákiai híradástechnikai oktatást. A Pozsonyban jelenleg működő Műszaki Egyetemnek négy kara van: 1. Mérnöki (építész, geodézia)-, 2. Gépész-, 3. Vegyész-, és 4. Elektromérnöki kar.

A pozsonyi Műszaki Egyetem a Csehszlovák Szocialista Köztársaság második legnagyobb műszaki egyeteme. A régi tanterv gyökeres átdolgozása után az elektromérnöki karnak 7 ágazata van: 1. Villamos művek, 2. Villamos gépek, 3. Híradástechnika, 4. Rádiótechnológia, 5. Kábelek és szigetelő anyagok technológiája, 6. Műszaki fizika, 7. Automatika.

A kar „Kábelek és szigetelő anyagok technológiája" ágazata egyedüli Csehszlovákiában.

Az új tantervet a szovjet egyetemek oktatási módszereinek gondos tanulmányozása után, a múlt évben vezették be. Az új tanterv a régi oktatási rendszerrel teljesen szakított és a gyakorlati oktatást helyezi előtérbe. A hallgatók 11 szemeszter után kapnak diplomát. Az első két szemeszterben a hallgatók heti 30 órát gyárakban dolgoznak és az egyetemen 16 órát konzultálnak. A gyári munkájukért fizetést kapnak. Ezután az egyetem rendes hallgatóiként folytatják tanulmányaikat. A VII. szemeszter után újra egy hónapot gyárban dolgoznak. A X. szemeszter április végén fejeződik be. A hallgatók szabadság után, július 15-én abba a gyárba mennek, ahol mint mérnökök fogják a munkájukat folytatni. Október 31-ig leteszik a vizsgáikat, majd elkészítik diplomatervüket. A diplomatervet február végéig kell megvédeniök.

Az eddigi tapasztalatok alapján ez az oktatási rendszer bevált. A nappali oktatáson kívül esti és levelező oktatás is folyik az egyetemen, hetenkénti vagy kéthetenkénti konzultációval. Az egyetem a néhány éve végzett mérnökök részére két szemeszteres továbbképző tanfolyamokat rendez, szombaton tartott előadásokkal. Három ilyen tanfolyam van, ezek: I. Automatika, II. Matematikai gépek, III. Félvezetők.

Az elektrotechnikai karon 11 tanszék működik: 1. Matematika, 2. Fizika, 3. Tudományos kommunizmus, 4. Elméleti és kísérleti villamosságtan, 5. Villamos gépek és készülékek, 6. Elektroenergetika, 7. Elektrotechnológia, 8. Rádiótechnológia, 9. Gyengeáramú és nagyfrekvenciás elektrotechnika, 10. Automatika és szabályozás, 11. Atomtechnika.

dr. A. Gy.

SZEMLE

Összeállította: HARGITAI ENDRE

A *Moszkva—London közötti kétirányú televíziólánc* megépítése folyamatban van. Az épülő TV lánc iránya Moszkva—Leningrád—Tallin — a finr öblöt átszelve — Helsinki, ahol az Eurovision hálózathoz csatlakozik.

A mikrohullámú lánc szovjet szakaszát a francia CSF cég szállítja. A moszkvai TV 625 soros adását egészen az angliai Tolsford Hillig közvetítik, ahol az angol 405 soros normának megfelelően konvertálják. Még nincs eldöntve, hogy az angol 405 soros adást már az indulásnál, vagy pedig szovjet területen alakítsák-e át 625 sorosra.

*

Az űrkutatás során a nagy magasságba feljuttatott és visszatérő űrtesteknél megfigyelték, hogy a légkörbe történő belépés során a nagy sebesség miatti súrlódás plazma burkot hoz létre. Ez a plazma burok a rádióhullámokat részben elnyeli, részben reflektálja, de bizonyos frekvenciákat szelektíven átenged.

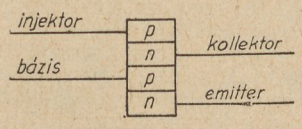
*

Kapcsoló és tároló áramkörökben jól alkalmazható a binistor, amelyet a Transitron Electronic Corporation, Wakefield Mass. USA cég fejlesztett ki.

Ez a félvezető tetróda nagyon hasonlít a Shockley-féle négyrétegű diódához, mindössze az a különbség, hogy a kimenőkör a középső n-rétegre van kapcsolva. A binistor a bistabil kapcsolási elem összes tipikus jellemzőjével rendelkezik. Jelleggörbéjének egy részén negatív ellenállásként viselkedik, amit a kollektor-emitter feszültséggel lehet beállítani. A vezető, nemvezető állapotok közötti átváltás ideje alatt visszacsatolás áll elő, amely az átváltási időt meggyorsítja, a binistort stabilan az egyik vagy másik állapotban tartja. Egyszerű kapcsolástechnikájuk miatt jól alkalmazhatók gyűrűs és binér számolókban, regiszterekben, tárolókban.

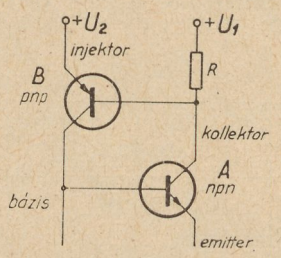
A binistor egy *p-n-p* és egy *n-p-n* típusú tranzisztor kombinációjaként fogható fel, amelynek legfelső *n-p* átmenete szelepként működik, amely a binistort egyik kapcsolási helyzetében biztosan tartja.

A B tranzistor emittere injektorként működik. Zárt állapotban az A tranzistor bázisa az emitterhez képest kis negatív előfeszültséget kap. A kollektor az üzemi feszültséget kapja, mert az *R* kollektorellenálláson feszültségesés nincs. Ekkor azonban a B tranzistor bázisa pozitív potenciálon van, mivel az

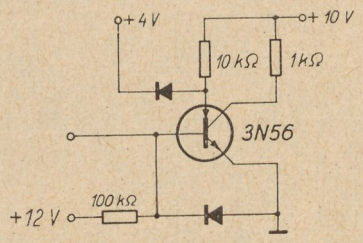


1. ábra

U_1 kollektor feszültség nagyobb, mint az U_2 injektor feszültség. A B tranzistor szintén lezárt állapotban van. Az A tranzistor bázisára pozitív feszültséget kapcsolva, megindul a kollektor áram és az *R* kollektor ellenálláson fellépő feszültségesés miatt a kollektoron kisebb lesz a feszültség. Amint a kollektorpotenciál kisebb lesz az U_2 injektorpotenciálnál, a B tranzistor vezetővé válik. A B tranzistor emitterárama lényegesen nagyobb, mint az A tranzistor bázisán keresztülfolyó záróáram és ezért az A tranzistort vezető állapotba hozza. Ez az a visszacsatolás, amely az átbillenést meggyorsítja és egyben biztosítja. A binistor működése tehát azon alapszik, hogy az A tranzistor bázisárama a B tranzistoron keresztül fordított irányúvá válik. A binistort különféle módon lehet vezérelni, mert e célra minden elektródja felhasználható. Azonban a legjobb eredményt akkor kapjuk, ha a kollektort használjuk kimenő elektródának és a bázist bemenetnek; az injektor a vezérlő elektród. Célszerű, ha a bázisfeszültséget diódákkal stabilizált áramforrásokból vesszük. Az injektor feszültségét célszerű szintén stabilizálni, amely 2 V-nál nagyobb, de a kollektor feszültségnél kisebb legyen. Az alábbi ábrában az átbillenést például az injektoráram csökkentésével lehet előidézni.



2. ábra



3. ábra

A jelenleg gyártott binistorok injektorárama 1 mA, 10 mA-es kollektor áram mellett, amely 10-szeres áramerősítésnek felel meg. Természetesen ennél nagyobb erősítések is megvalósíthatók. A binistorokat 10 kHz-ig, —80. . . +200 C° hőmérséklettartományban lehet használni. A kísérletek szerint a kollektor tápfeszültség 20%-os ingadozása a működést nem befolyásolja.

Főleg flip-flop kapcsolásokban nyer alkalmazást ez az új félvezető alkatrész, mert sok kapcsolási elem megtakarítható. Például az elektroncsöves megoldás 13 alkatrészével szemben a binistoros kapcsolás mindössze 4 alkatrészt tartalmaz.

*

A Philips cég Klagenfurt mellett *tranzistor gyárat* rendez be, amely Ausztriában az első ilyen üzem. A gyár alapterülete meghaladja a 11 000 m²-t és 1000 dolgozót fog foglalkoztatni. A teljes üzem 1962-ben indul meg és 1964-ben már a termelt mennyiség értéke eléri — a tervek szerint — a 7,69 millió dollárt. A termékek 80%-át exportra gyártják.

*

A mexikói telefonhálózat bővítésére 1965-ig 120 millió dollárt fordítanak. A bővítési program szerint 300 000 új előfizetőt kapcsolnak be és a teljes hálózatot távtárcsázásra alakítják át, tehát az előfizetők, az ország bármely részén legyenek is, tárcsázva hívhatják egymást. A fejlesztési tervben szerepel még egy mikrohullámú lánc is, amely a 4000 MHz-es sávban működik és Mexico-Cityt összeköti az Egyesült Államokkal. A csatlakozás a texasi határon Montereyben lesz. A mikrohullámú láncon a sokcsatornás távbeszélő rendszeren kívül a TV és rádió műsorcsere berendezései is működni fognak.

*

A Microwave Electronics Co cég elsőként hozott kereskedelmi forgalomba *granát típusú mágneses anyagokat.* Ez az anyagtípus több célra kiváló eredményekkel használható. Például kisfrekvenciás feladatokra, nagy átlagos teljesítményekre, extrém hőmérsékleti feltételek mellett (−65... +125 C°). Ebből a mágneses anyagból ferrorezonáns szigetelők készíthetők 350... 1500 MHz közötti sávban, vagy 3 és 4 nyílású cirkulátorok. Az X sávot is magában foglaló frekvenciákig használható, amelyeknél igen nagy hőmérsékleti stabilitás szükséges nagy átlagos teljesítmények mellett. A gyártó cég katalógusában egyes típusaira az alábbi értékeket adja meg:

1. táblázat

típus	d [kg/m³]	4 M- [Wb/m²]			H [Wb/m²]	g tényező
		—55 [C°]	25 [C°]	+125 [C°]		
D 80 A1	5050	0,195	0,175	0,140	0,0050	2,02
D 80 A2—1	5250	0,160	0,147	0,130	0,0060	2,02
D 80 A2—2	5400	0,135	0,125	0,110	0,0085	2,03
D 80 A2—3	5600	0,095	0,100	0,085	0,0125	2,04
D 80 A2—4	5750	0,070	0,075	0,075	0,0205	2,06

Az anyag Curie-hőmérséklete 280 C°. Egyelőre mind az öt anyagtípust 12 × 25 × 150 mm nagyságú rúdalakban állítják elő.

*

Az angol BOAC légitársaság Boeing intercontinental típusú sugárhajtású repülőgépein az utasok részére szórakoztató műsort ad. Minden utasnak átadnak egy kis készüléket, amelyet mellényzsebében elhelyezhet és amelyhez sztetoszkóp rendszerű fejhallgató csatlakozik. Ez azért szükséges, hogy a 138 utas kölcsönös zavarását elkerüljék. Az egyéni vevőkészülékek az utasfülkében elhelyezett hurokról, induktív csatolással kapják a műsort több csatornán, tehát az utas válogathat. A műsoranyag hangszalagról kerül közvetítésre. Az egész berendezést az angol Esylon cég gyártotta. A rendszert a jövőben minden repülőgépen bevezetik. A műsor a nagytávolságú nemzetközi vonalakon többnyelvű és a gyermekek részére még külön szórakoztató műsorról gondoskodtak.

KÖNYVISMERTETÉS

Obádovics József Gyula: **Matematika** (Harmadik kiadás) Műszaki Könyvkiadó; ára: 57,—Ft.

A technika gyors fejlődésével együttjár a matematika iránti érdeklődés fokozódása is. Ennek ellenére régóta nem jelent meg magyar nyelven olyan átfogó matematikai könyv, melyet a középiskolás diákok, a műszaki egyetemekre készülők vagy elméletileg kevésbé képzett gyakorlati szakemberek egyaránt jól felhasználhatnak matematikai ismereteik szélesebb megalapozásához. Ezt a hiányt pótolta a Műszaki Könyvkiadó, amikor 1958-ban kiadta Obádovics József Gyula munkáját. A könyv iránti érdeklődésre jellemző, hogy mind az első, mind a második kiadás néhány hét alatt elfogyott.

A könyv a középiskolai matematikai anyagon felül bevezeti olvasóját a műszaki egyetemek első évfolyamainak matematikai tananyagába is. Gondos rendszerezéssel tárgyalja a matematika minden alapvető, fontosabb területét. Az első részben röviden összefoglalja a számtani tudnivalókat, majd részletesen —az első két kiadáshoz képest kibővítve — tárgyalja a középiskolákban tanított algebrát és geometriát. A második részben a vektoralgebrát, a komplex számok algebráját és az analízist ismerteti meg az olvasóval, majd bevezeti a differenciálszámításba, a differenciál egyenletek ismeretébe és az integrálszámításba.

A könyv használhatóságát és érthetőségét — a célszerű elrendezésen kívül — a jól megválasztott példák és gyakorló feladatok is fokozzák.

A könyv átdolgozott és kiegészített harmadik kiadása izléses műanyag kötésben 750 oldal terjedelemben, 450 szöveg közötti ábrával, zsebkönyv formájában jelent meg.

ifj. B. P.

Festékek és lakkok a híradástechnikai és a villamosiparban

Szerkesztette: a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet Műszaki Tudományos Összefoglaló Osztálya (Hargitai Endre tud. mts.)
Közgazdasági és Jogi Könyvkiadó, 126 oldal, 23 ábra, B/5 formátum

A Híradástechnikai Tájékoztató Közlemények ezen újabb kiadványa olyan területtel foglalkozik, amely az érdekelt felhasználók előtt nem eléggé ismert. Az üzemek néhány gyári recept, előírás, vagy nem egészen biztos egyéni tapasztalat szerint dolgoznak. Újabban komoly fejlődés tapasztalható, mert a felületvédelemre és villamos szigetelési célokra is a legkorszerűbb lakkokat kezdik használni és a régi korszerűtlen technológiák helyett újakat alkalmaznak. Egységességről azonban még egyáltalán nem lehet beszélni és éppen ezért célszerűnek látszott a fent nevezett kiadvánnyal a helyzet tisztázását elősegíteni.

A könyv első részében a felületvédő festék- és lakkbevonatokkal foglalkozik. A szempontok kialakításánál a szerzők a híradástechnikai és villamos ipar igényeit vették figyelembe. Jól összefoglalják a bevonatokra használt anyagokkal kapcsolatos tudnivalókat, megadják az anyagok fontosabb jellemzőit, ismertetik azok tulajdonságait. Így a könyv a felhasználók részére olyan támpontokat nyújt, amelyek alapján a különféle célokra legjobban megfelelő bevonatrendszert ki tudják választani. Ennek jelentősége különösen a trópusi területekre kerülő gyártmányok felületvédelménél domborodik ki. A könyv második része az elektromosan igénybevett szigetelő lakkokról szól. A szerzők gazdag tapasztalataikat adják át az olvasónak. A fejezetből pontosan megismerhetők az impregnálásra és egyéb

szigetelésre használt lakkok tulajdonságai. Különösen nagy érdeklődésre tarthat számot a huzallakkokkal és lakkhuzalokkal foglalkozó rész, amely magyar nyelven elsőnek tárgyalja e fontos területet. Az eléggé szűkre szabott kèret miatt a könyv harmadik része, a lakkvizsgálatok című fejezet nem mondható teljesnek, de a szabványokra történő utalás bizonyos mértékig pótolja ezt a hiányosságot.

A Híradástechnikai Tájékoztató Közlemények e téma feldolgozásával ismét hozzájárult az érintett iparágak jobb eredményeinek biztosításához.

A könyv megrendelhető vagy megvásárolható a Szabványboltban 47,50 Ft-ért.

H. E.

Karl Schultheiss: **Ultrarövidhullámú készülékek.** Műszaki Könyvkiadó, 248 oldal, 182 ábra, A/5 formátum.

Az URH technikával foglalkozók szempontjából nagy hiányt pótol ez a kis kézikönyv. Szerzője világviszonylatban egyike a témakör legjobb ismerőinek. A szerző a könyv tematikájának összeállításánál és a tárgyalás során figyelembe vette, hogy olvasói között főleg amatőrök és e téren még járatlan szakemberek is lesznek, ezért tartózkodott a szükséges képletek bonyolult matematikai bizonyításától és a jelenségek fizikai magyarázatára helyezte a fősúlyt. A rádiótechnikai alapfogalmakat ismerő olvasó a könyv segítségével bepillantást kap az URH technika új és nagy lehetőségeibe, megismerkedik a kapcsolási elemek viselkedésével az URH sávban, az elektromágneses hullámok terjedési viszonyaival, az adó- és vevőkészülékek szerelési sajátosságaival és nem utolsósorban részletesen tárgyalja az URH sávban annyira fontos antennák és tápvezetékek méretezését és építését. A könyv jó segédeszköz a gyakorlati munkához is. Részletesen foglalkozik az erősítő típusokkal és adó-vevő berendezésekkel. A könyvben ismertetett kapcsolásoknál közli az alkatrészek értékét, a tekercsadatokat és a konstrukciós megoldásokat. Utóbbiakat gazdag fényképanyaggal szemlélteti. Aki a könyvet áttanulmányozza és az említett készülékeket megépíti, többé már nem elégszik meg adott kapcsolások szolgai másolásával, hanem mindig újabb és újabb megoldásokat keresve, az olvasottakat továbbfejleszti, az egyéni konstrukciók kialakításának irányában. A könyv az utolsó részben a gyakorlat számára fontos táblázatokat közöl a különböző típusú kondenzátorok jelöléseiről, az URH és adócsövek jellemzőiről és a nagyfrekvenciás kábelek fizikai és elektromos adatairól.

H. E.

Tóth I. Elemér: **Kis TV készülékek építése** Műszaki Könyvkiadó, 160 oldal, 99 ábra

A szerző megismerteti az olvasót a legegyszerűbb frekvenciamodulált készülékkel éppúgy, mint a nagy gyári TV készülékekkel. Részletesebben tárgyalja a kis TV készülékek építését.

Bemutatja, hogy gyári készülékekhez épített kisebb kiegészítésekkel milyen módon és eszközökkel lehet azok teljesítőképességét vagy szolgáltatásait fokozni. Ilyenek például az érzékenységet növelő előerősítők, a keverőadapterek, az egycsatornás készülékek többcsatornásra történő átalakítása, távvezérlés megoldása stb. Ezek kivitelezéséhez részletes támpontokat nyújt. Nagy értéke a könyvnek a „Hibakeresés" című fejezet, továbbá a függelékben ismertetett igen fontos TV adattár.

A könyvet a szerző elsősorban amatőröknek szánta, de igen hasznos segítője lehet a gyakorlati technikusnak is.

H. E.

Обобщения

Й. Комарик: Применение принципа счета импульсов для демодуляции сигналов ЧМ

Описывается расчет спектра серии импульсов с частотной модуляцией. По спектру показывается, что применением принципа счета импульсов можно осуществлять в принципе неискаженную демодуляцию. В дальнейшем трактуется вопрос, каким образом можно осуществлять серию импульсов, пригодную для демодуляции, из синусоидального сигнала ЧМ, и потом создавать из этого демодулированный сигнал.

П. Ференци и П. Салаи: Новый метод для проектирования и регулировки филтров боковой полосы и сложения (филтерплексера) телевизионных передатчиков

В статье описывается новый метод проектирования, разработанный авторами, филтров боковой полосы и сложения (филтерплексеров) применяемых в телевизионных передатчиках. Подробно описано метод настройки комплекта филтров и даётся обильная информация по конструкционным вопросам. Наконец сравняются данные филтерплексера проектированные и регулированные по описанному методу, с данными расчёта и оправдается применяемость метода.

К. Тарнаи: Туннельные диоды

Автор описывает схематично часть его лекции по туннельным диодам, которые он читает в Электрической Секции Будапештского Политехнического Университета с названием «Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением». После обозрения физики туннельных диодов трактуются вопросы стабильности цепей, соддержающих отрицательные сопротивления. В второй части статьи трактуются схемы (усилители, осцилляторы, цепи по нелинейности характеристики, схемы импульсной техники) и наконец вопросы влияния шумов.

Г. Кардош: Телефонные кабели с ленточной изоляцией и кожухом из полиэтилена

Развитие телефонной сети Венгерской Почты требовало разработку современных типов телефонных кабелей, неимеющих свинцового кожуха. Одним из этих типов является телефонный кабель с ленточной изоляцией и кожухом из полиэтилена, изготовлен в опытных длинах. Результаты измерения и опыты эксплуатации показывали пригодность этого типа кабеля и его применение является целесообразным в местных телефонных сетях.

И. Липка: Об управлении провода машины для перекрёсной намотки катушек

С помощью кинематических уравнений по статье можно определить необходимый механизм машины для перекрёсной намотки катушек, имеющих желанные показатели.

Zusammenfassungen

J. Komarik: Anwendung der Impulszählung zur Demodulation des FM-Signals

Der Artikel macht die Berechnung des Spektrums einer frequenzmodulierten Impulsfolge bekannt. Mit der Hilfe des berechneten Spektrums wird erwiesen, dass mit der Anwendung der Impulszählungstheorie eine verzerrungsfreie Demodulation durchgeführt werden kann. Ferner beschäftigt sich der Artikel mit der Frage, wie man eine zu Demodulation geeignete Impulsfolge erzeugen kann und wie der demodulierte Signal aus dieser Impulsfolge zurück zu gewinnen ist.

P. Ferenczy — P. Szalay: Neue Methode für die Bemessung und Einstellung der Seitenbandunterdrückungs- und Zusammensetzungsfilter (Filterplexer) von Fernsehsendern

Der Aufsatz beschreibt eine von den Verfassern ausgearbeitete neue Methode der Bemessung und Einstellung der bei den Fernsehsendern üblichen Seitenbandunterdrückungs- und Zusammensetzungsfilter (Filterplexer). Die Methode des Abgleichens des vollständigen Filtersatzes wird ausführlich beschrieben und Konstruktionsfragen werden ebenfalls eingehend behandelt. Zum Schluss werden die Angaben eines nach der beschriebenen Methode eingestellten Filterplexers mit den berechneten Werten verglichen und die Brauchbarkeit der Methode bewiesen.

K. Tarnay: Tunneldioden

Der Verfasser macht in kurzem Umriss bekannt den mit Tunneldioden sich befassenden Teil seiner fakultativen Vorlesung „Halbleiterelemente mit negativem Widerstand" die er auf der Technischen Hochschule Budapest gehalten hat. Nach dem Überblick der Physik der Tunneldioden beschäftigt er sich mit den Stabilitätsfragen der Tunneldioden

mit negativem Widerstand. Der zweite Teil des Artikels enthält die Schaltungstechnik der Tunneldioden (Verstärker, Schwingungserzeugung, Schaltungen beruhend auf der Nichtlinearität der Kennlinien, die Anwendung in der Impulstechnik) und ferner beschäftigt er sich mit Rauschproblemen.

Gy. Kardos: Fernsprechkabel von Polyethylen Isolierung und Mantel

Die Entwicklung des Fernsprechnetzes macht die Ausarbeitung bleimantelloser Kabeltypen notwendig. Solch ein Kabeltyp ist der Fernsprechkabel mit Polyethylen Bandisolierung und Mantel. Von diesem Kabeltyp wurden Versuchslängen gefertigt. Auf Grund der Messergebnisse und Betriebserfahrungen erwies sich dieser Kabeltyp für die Anwendung geeignet und seine Verwendung scheint in örtlichen Fernsprechnetzen zweckentsprechend zu sein.

I. Lipka: Die Steuerung der Drahtführung einer Kreuzwickelmaschine

Durch die in dem Artikel abgeleiteten kinematischen Zusammenhänge können die nötigen Übersetzungen einer Kreuzwickelmaschine für Spulen mit gewünschten Kennwerten festgestellt werden.

Résumés

J. Komarik: Application de principe du comptage d'impulsion, pour la démodulation des signaux modulés de fréquence

L'article explique le calcul du spectre d'une série d'impulsions modulés de fréquence. Avec l'aide de spectre il démontre qu'en principe on peut realiser une démodulation sans distorsion, par l'application de principe du couplage d'impulsion. L'article prend pour but de trouver la manière de créer une série d'impulsions en partant d'un signal sinusoïdal modulé de fréquence, duquel on peut produire le signal démodulé.

P. Ferenczy — P. Szalay: Nouvelle méthode du dimensionnement et d'accordement de filterplexer des émetteurs de télévision

L'article fait connaître la nouvelle méthode — élaborée par les auteurs — pour le dimensionnement des filterplexers appliqués dans les émetteurs de la télévision. Il décrit en détail la méthode d'accordement de filterplexer et donne un rensegnement détaillé sur les questions de la construction. Au fin de l'article les auteurs font une comparaison entre les résultats obtenus par le filterplexer accordé et entre les valeurs calculées. Ainsi il est prouvé que cette méthode est bien applicable.

K. Tarnay: Des diodes d'Esaki

L'auteur fait connaître en grande lignes une partie de sa lecture "Semiconducteurs à résistance négative" laquelle il a tenu à la Faculté Électrique de L'Université Polytechnique de Budapest. Cette partie de la lecture s'occupe des diodes d'Esaki. Apres un aperçu de la physique des diodes d'Esaki il dispute des problèmes concernant la stabibilité des circuits à résistance négative. La deuxième partie de l'article présente le technique des circuits (amplification, excitation, circuits basés sur la nonlinéarité des caractésistiques, applications de la technique d'impulsions), puis il s'occupe des questions de bruit.

Gy. Kardos: Câble téléphonique à isolation à band et à manteau de polyéthylène

Le dévelopment du réseaux téléphonique de l'administration de la PTT nécesssitait l'exécution d'un type de câble moderne sans manteau de plomb. Un tel type est le câble téléphonique à bande et à manteau polyéthylène, dont les longeurs expérimentales furent fabriquées. Les résultats des mésurages et des expériences de ce câble montrent qu'il est bien utilisable et approprié dans les réseaux locals téléphonique.

I. Lipka: Commande du guide-fil d'une machine à bobinage croisé

Avec l'aide des relations cinématiques décrit au commencement de l'article il est possible de déterminer le rapport de transmission d'une machine à bobinage croisée avec une caractéristique désirée.

Summaries

J. Komarik: The application of the frequency counting principle to the detection of a frequency modulated signal

In the first part of the article the calculation of the spectra of a pulse-series — modulated in frequency — is presented. With the aid of the spectra it is shown, that an undistorted frequency detection can be realised by the application of the frequency counting principle. Following this, the way to produce the suitable pulse-series is given. Finally a method is introduced to recover the modulation content.

P. Ferenczy — P. Szalay : New Method for Dimensioning and Adjusting a Filterplexer for Television Transmitters

The paper describes the method developed by the authors for dimensioning of filterplexers used in television transmitters. The method of adjusting the whole set is described in detail and construtional problems are also treated. Finally obtained values of a filterplexer adjusted following the described method are compared with calculated values and the aptnes of the method is proved.

K. Tarnay: Tunneldiodes

The author presents in outlines a part of his lecture "Negative resistance semiconductor devices", delivered on the Technical University Budapest dealing with tunneldiodes. After a short survey of the physics of tunneldiodes he discusses the stability questions of circuits containing negative resistance. The second part deals with the basic circuits (amplifiers, oscillators, circuits based on nonlinear characteristics, pulse applications), further he treats noise problems.

Gy. Kardos: Polyethylene Insulated and Sheathed Telephone Cables

The development of the telephone network made it necessary to develop modern telephone cable types, without lead sheath. Such a cable type is the polyethylene band-insulated and sheathed telecommunication cable, of which experimental lengths were made. According to measuring results and service experiences this cable type proved to be applicable and its use in local telephone networks is practical.

I. Lipka: Control of the Wire Guide of a Cross Winding Maschine

Based on the kinematic relations deduced in the article, the necessary gear ratio of a cross winding machine for coils with required characteristics may be determined.

Az erősáramú technikában a nagyfeszültség, illetve nagy áramerősség mérése különleges követelményeket támaszt a mérőműszerekkel szemben

E követelmények okozta nehézségek elkerülhetők nagypontosságú

MÉRŐTRANSZFORMÁTOROK

alkalmazásával.

Ez úton hozzuk felhasználóink tudomására, hogy különféle típusú 0,1 osztályú

ÁRAMVÁLTÓK

és

FESZÜLTSÉGVÁLTÓK

O. M. H. hitelesítéssel, raktárról szállíthatók

MŰSZER- ÉS IRODAGÉPÉRTÉKESÍTŐ VÁLLALAT
ELEKTROMOS OSZTÁLYA, Bp. VI., Bajcsy-Zsilinszky út 37

MŰSZER MINTATEREM: Bp. VI., Népköztársaság útja 2

VILLTESZ

AUTÓVILLAMOSSÁGI ÉS MŰSZERÉSZ KISIPARI SZÖVETKEZET

1949 1959

Szövetkezetünk határidőre vállalja kis

EGYENÁRAMÚ RELÉK

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

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

A HÍRADÁSTECHNIKAI ANYAGOK GYÁRA

Vác, Zrínyi utca 17

- a híradástechnikai és műszeripari vállalatok részére készíti a különböző típusú és formájú M 800-as és M 1100-as permeabilitású ferritanyagokat (eltérítő gyűrű, U-mag, fazékmag, hangolómag stb.)
- gyártmányai közé tartoznak továbbá a nyomtatott áramkörű lemezek, amelyeket üvegszövet alapú és bakelit alapú folírozott lemezekből a megadott típusok, illetve rajzsémák szerint állít elő
- szalagrendszerben gyárt rádió, televízió és más híradástechnikai átviteli berendezésekhez különböző típusú transzformátorokat
- horganylemez hengerdéjében minden méretben és minőségben gyártja a horganylemezeket. Gyárt továbbá különböző összetételű tömör és töltetes forrasztóón huzalokat. Gyártmányai közé tartozik a fémszórás továbbá a galvanizálás

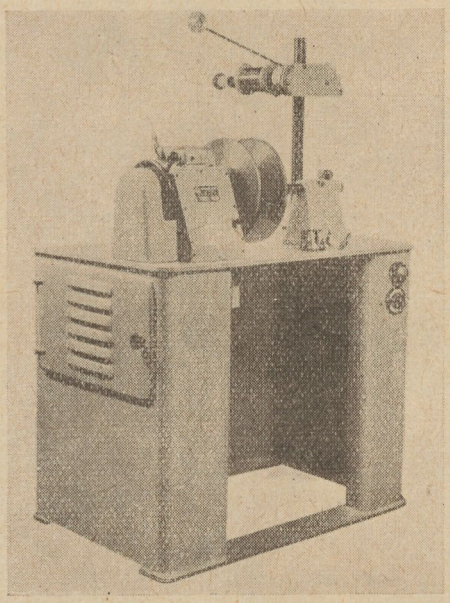
Felvilágosításokat szívesen ad a gyár Műszaki és Kereskedelmi Osztálya

GYÁRTMÁNYAINK:

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

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

HÍRADÁSTECHNIKAI GÉPGYÁR GYÁRTMÁNYAI



Televízió eltérítő tekercset csévélő gép TV 90

A televíziós képcsövek eltérítő tekercseinek csévélésére készült célgép. A különleges térben alakos tekercsek csévélése, többrétegű a gépről levehető sablonokra történik. A ragasztóanyaggal bevont zománcszigetelésű huzalt a tekercselés után kb. 100 C°-ra melegítik (az erre a célra készült kisütő berendezésben), miáltal a felvett formát rögzítik.

Műszaki adatok:

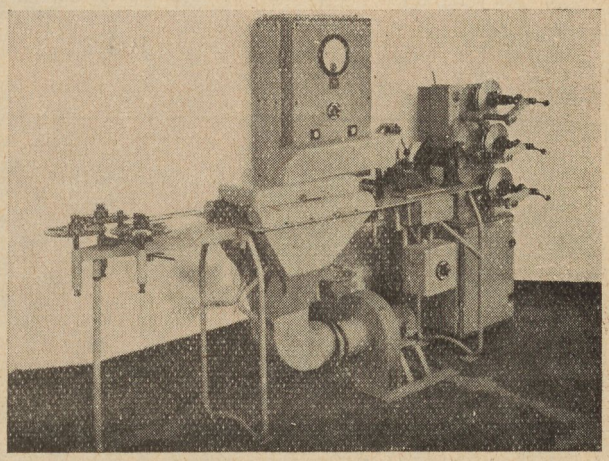
Tekercselhető huzalátmérő	0,2—0,5 mm
Orsófordulatok:	300, 350, 400, 450, 500, 600 ford/perc
Motorteljesítmény:	0,35 kW

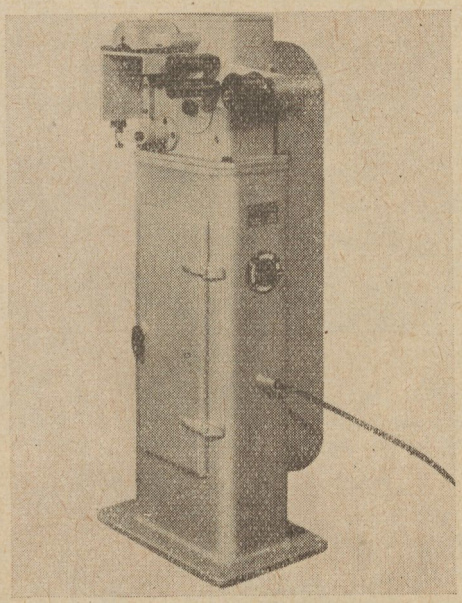
Fóliaónozó berendezés FO 1

A berendezés alkalmas különböző szélességű vörösréz fólia automatikus ónozására. A csévéről lefejtett sávot zsírtalanítja, majd ónozás után eredeti állapotába felcsévéli.

Műszaki adatok:

Fóliaszalag szélessége	1,5—100 mm
Fóliaszalag haladási sebessége min.	180 m/óra
Fóliaszalag haladási sebessége max.	1880 m/óra
Elszívó ventillátor teljesítménye	300 m³/óra
Fűtőteljesítmény	6 kW
Elektrómotor	0,6 kW





Fólia-leszabó automata FL 60

Fóliatekercs (papír, fém) automatikus leszabására alkalmas. A darabolás szélessége állítható.
Felhasználási területe: kondenzátorgyártás.

Műszaki adatok:

A leszabható fólia min. vastagsága	0,02 mm
A leszabható fólia max. vastagsága	0,1 mm
Leszabható fólia max. szélessége	60 mm
Leszabható fólia max. hosszúsága	100 mm
Teljesítmény	3600 leszabás/óra
Motorteljesítmény	0,35 kW

TRANSZFORMÁTOR KTSZ.

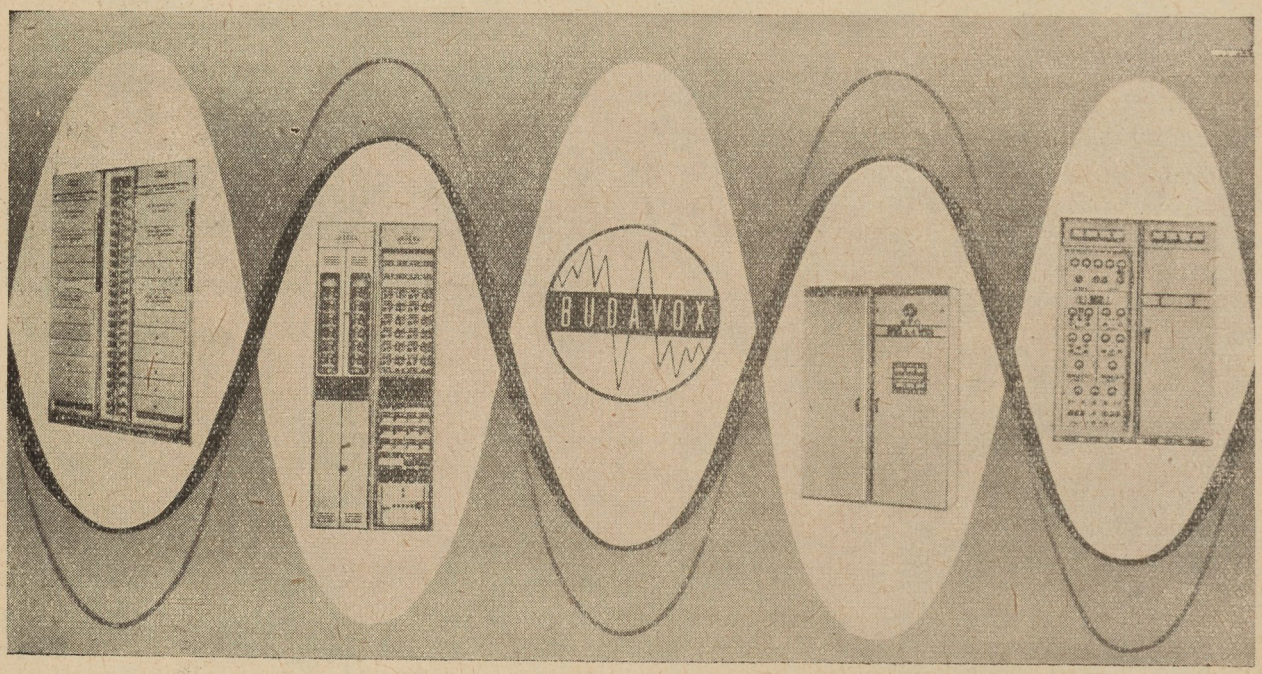
Budapest, VII., Nefelejts utca 39. Telefon: 428-969, 228-401

Nagyfeszültségű készülékek:
anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikus készülékek

Feszültség gyorsszabályozók:
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyorsszabályozók

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

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



Telefonkészülékek. CB és LB kapcsolótáblák.
Automata telefonközpontok. Átviteltechnikai berendezések.
Átviteltechnikai mérőműszerek. Nagyfrekvenciájú generátorok.

Rövid- és középhullámú adóállomások.
Hordozható és beépített adó-vevő berendezések.
Ismétlőállomások. Többcsatornás mikrohullámú berendezések.

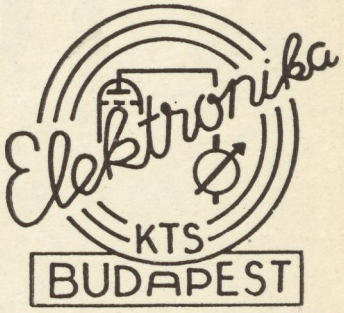
BUDAVOX

BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT

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

ÁTVITELTECHNIKAI MÉRŐKOCSI

Műszaki adatok:



Nagyfrekvenciás generátor

Frekvenciatartomány	I 4 — 150 kHz II 150 — 320 kHz
Finom hangoló	± 4 kHz
Kimenő impedancia szimmetrikus 0—600—150—125 Ohm (külön kívánságra további két tetszőleges értékre beállítható).	
Kimenőszint	+ 20 dB (+2N)-től — 60 dB (-6N)
Torzítás	2 %

Vivőfrekvenciás vevő

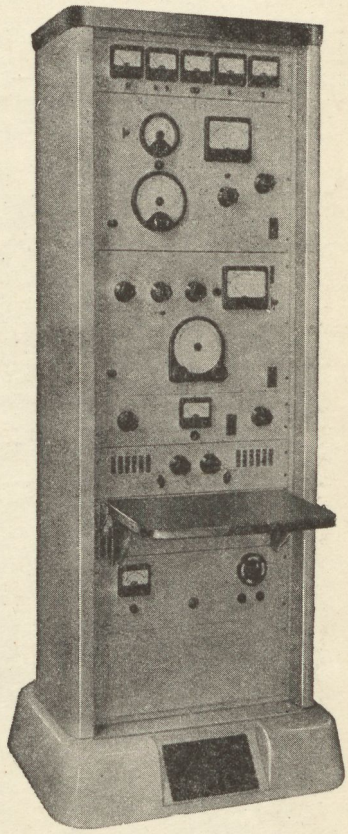
Szélessávú vétel	
Frekvencia tartomány	I 0,3 — 10 kHz II 4 — 620 kHz
Leolvasható szintek	— 70 dB (—8 N)-től + 20 dB (+2 N)
Szint pontosság	± 0,2 dB (2 cN)
Bemenő impedancia	0,3 — 60 kHz között ≥ 10 kOhm 4 — 320 kHz között ≥ 5 kOhm 320 — 620 kHz között ≥2.5 kOhm
Kapcsolható lezárások	125 — 150 — 600 Ohm ± 5 %
Szelektív vétel	
Frekvencia tartomány	04 — 620 kHz
Leolvasható szintek	— 110 dB (—12 N) + 20 dB (+2 N)
Bemenő impedancia	10 — 150 kHz között ≥10 kOhm 04 — 320 kHz között ≥ 5 kOhm 320 — 620 kHz között ≥2.5 kOhm
Kapcsolható lezárások	135 — 150 — 600 Ohm
Impedancia mérés	
Frekvencia tartomány	4 — 320 kHz
Mérési tartományok	50 — 300 Ohm 100 — 600 Ohm 500 — 3000 Ohm
Pontosság	± 10 %

Reflexiós- és szimmetria-csillapítás mérés:

Frekvencia tartomány	4 — 320 kHz
Mérési tartomány	40 dB
Mérési pontosság	± 1 dB

Hangfrekvenciás generátor 0,2 — 4 kHz

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



Szűrőegység

800 Hz sávszűrő	impedancia 600 Ohm
60 kHz sávszűrő	impedancia 135 Ohm
60/120 kHz váltó	impedancia 135 Ohm

Méretek

A mérőkocsi teljes	magassága	kb 1900 mm
	szélessége	„ 600 mm
	mélysége	„ 370 mm

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

Példányonkénti eladási ára: 5,— Ft

ORSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

TUNGSRAM

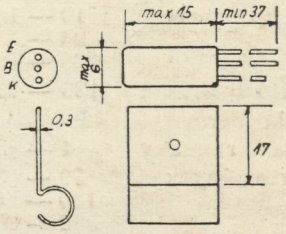
tranzisztor típusok

OC 1074, OC 1079 és OC 1080 tranzisztorok adatai

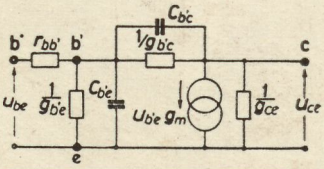
Beállítások	Határértékek												Visszáramok		$-U_{CB}=6$ V, $I_E=50$ mA	$-U_{CE}=6$ V, $I_F=5$ mA
													$-U_{CB}=9$ V	$-U_{EB}=6$ V		
Jelölések	$-U_{CB}$	$-U_{CBM}$	$-U_{CE}$	$-U_{CEM}$	$-V_{EB}$	$-U_{EBM}$	$-I_C$	$-I_{CM}$	I_E	I_{EM}	$-I_B$	$-I_{BM}$	$-I_{CBO}$	I_{-EBO}	f_{ae}	F
Mértékegység	V	V	V	V	V	V	mA	mA	mA	mA	mA	mA	μA	μA	kHz	dB
OC 1074	20	—	20	—	6	—	300	600	310	600	—	—	10	6	>15	<30
OC 1079	—	—	26	26	6	6	300	600	310	600	—	—	10+	4,5	>20	<15
OC 1080	32	32	—	—	20	—	300	600	340	630	40	200	10+	6	>12	—

Nagyjelű áramerősítésű tényező az OC 1074, OC 1079 és 1080 tipusoknál

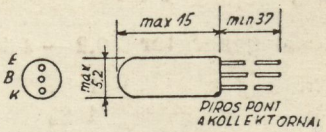
Beállítás		h_{21E}	h_{21F}	h_{21E}
	$-U_{CE}$	6 V	6 V	1 V
	I_E	5 mA	50 mA	300 mA
OC 1074		60	100	65
OC 1079		—	60	—
OC 1080		—	180	—



OC 1074, OC 1079 és OC 1080 tranzisz-
külrajzai



Nagyfrekvenciás helyettesítőkép



OC 1044 és OC 1045 tranzisztorok külrajzai

OC 1044 és OC 1045 tranzisztorok adatai

Beállítások	Határértékek								Vissz-áramok		$-U_{CE}=6$V $I_E=1$mA	A nagyfrekvenciás helyettesítőkép elemei						
									$-U_{CB}=2$V	$-U_{EB}=2$V								
Jelölések	$-U_{CB}$	$-U_{CBM}$	$-U_{CE}$	$-U_{CEM}$	$-U_{BE}$	$-U_{EBM}$	$-I_C$	$-I_{CM}$	$-I_{CBO}$	$-I_{EBO}$	f_{ae}	$C_{b'e}$	$C_{b'c}$	$g_{b'e}$	$g_{b'c}$	g_m	g_{ce}	$r_{bb'}$
Mértékegység	V	V	V	V	V	V	mA	mA	μA	μA	kHz	pF	pF	μS	μS	mA/V	μS	Ω
OC 1044	15	15	15	15	12	12	5	10	0,5	0,4	>75	410	10,5	390	0,5	39	40	100
OC 1045	15	15	15	15	12	12	5	10	0,5	0,4	>60	1000	10,5	760	0,5	39	15	75