OSZSZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

50.165

XVIII. ÉVFOLYAM, 4. SZÁM, 97—136 OLDAL
BUDAPEST, 1967. ÁPRILIS HÓ 4

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

1967. április XVIII. évfolyam, 4. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

KAUKER JÁNOS: Tunneldiódás áramkörök stabilitás kritériumai és a lehetséges üzemmódok határai 97
A HTE május havi rendezvényei 103
MADAS ISTVÁN: Egy sávszűrő elemeinek tűréshatártervezése 104
V. Országos Anyagmozgatási Konferencia 112
FARAGÓ TAMÁS–RÉT ANDRÁS: Közepes sebességű adatátviteli vizsgálatok mikrohullámú összeköttetésen 113
TŐKÉS SZABOLCS–CSANÁDY SÁNDOR: A laserek híradástechnikai alkalmazása 118
Szemle 125
Tartalmi összefoglalások 126
Обобщения 126
Zusammenfassungen 126
Summaries 126
Résumés 127

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

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

Index: 25.375

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

HÍRADÁSTECHNIKA
A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

KAUKER JÁNOS
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

Tunneldiódás áramkörök stabilitás kritériumai és a lehetséges üzemmódok határai

ETO 621.382.232.011.222:621.37.016.3

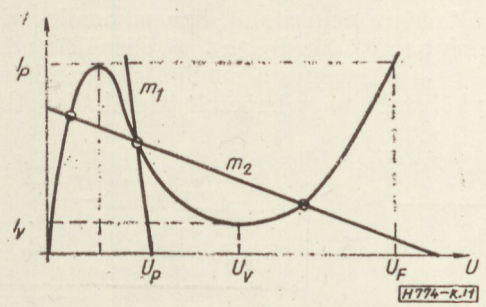
A tunnelhatás felfedezése óta több száz gyártástechnológiai, kapcsolástechnikai és hálózatelméleti közlemény jelent meg a tunneldiódával kapcsolatban. Nagyarányú elterjedését elsősorban gyors működésének és feszültségben többértékű, negatív ellenállású szakaszt tartalmazó karakterisztikájának köszönheti. Tunneldiódás zárt áramkör a tunneldióda paraméterei, valamint a külső lezáró kétpólustól függően három üzemmódban működhet: nonlineáris oszcillátorként, stabil erősítőként és kapcsolóüzemmódban. A nonlineáris oszcillátort és a kapcsolóüzemmódot rendszerint egy stabil szakasz választja el egymástól. Ezért a stabil szakasz határainak megállapításával a másik két üzemmód határait is determináljuk.

A tunneldióda karakterisztikája és paraméterei

Az áram-feszültség karakterisztikát a jellegzetes pontok bejelölésével és munkegyenesekkel az 1. ábra mutatja. A dióda differenciális ellenállású $U_p < U < U_v$ szakaszon negatív.

A tunneldióda általánosan használt kisjelű helyettesítő kapcsolása a negatív ellenállású szakaszban a 2. ábrán látható. Jelölések a következők:

R_s: soros ellenállás,
L_s: soros induktivitás,
C_d: átmeneti kapacitása,
R_d: differenciális ellenállás abszolút értéke.



1. ábra. Tunneldióda statikus karakterisztikája. U_p a max I_p-hez tartozó feszültség

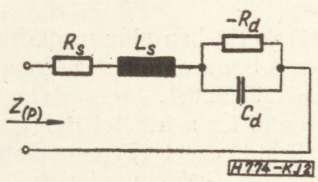
További jelölések és paraméterek:

$$\alpha = \frac{L_s}{R_d^2 C_d} \tag{1}$$

$$\varepsilon = \frac{R_s}{R_d} \tag{2}$$

A dióda impedanciája:

$$Z(p) = R_s + pL_s - \frac{R_d}{1 - pR_dC_d} \tag{3}$$



2. ábra. Tunneldióda helyettesítő kapcsolása

Rezonanciafrekvencián az impedancia képzetes része eltűnik:

$$\left.\begin{aligned} \omega_0 &= \frac{1}{R_dC_d}\left(\frac{1}{\alpha} - 1\right)^{1/2} \\ \operatorname{Im} Z(\omega_0) &= 0 \end{aligned}\right\} \tag{4}$$

Rezisztív határfrekvencián az impedancia valós része tűnik el:

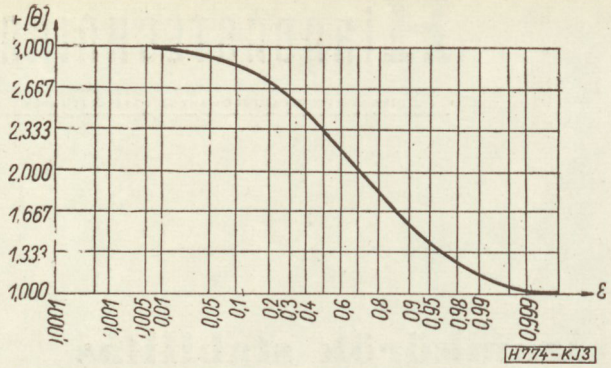
$$\left.\begin{aligned} \omega_R &= \frac{1}{R_dC_d}\left(\frac{1}{\varepsilon} - 1\right)^{1/2} \\ \operatorname{Re} Z(\omega_R) &= 0 \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

Rezisztív határfrekvencia felett az impedancia reális része pozitív, alatta pedig negatív.

A feltételes stabilitás kritériumai

Definíció szerint a $Z(p)$ impedanciájú kétpólus feltételesen stabil, ha létezik olyan $Z_1(p)$ véges, pozitív passzív elemekkel realizálható függvény, hogy

$$Z(p) + Z_1(p) = 0$$



3. ábra. Diagram a feltételes stabilitás megállapításához

gyökei a komplex bal félsíkon legyenek. Vagyis, ha található olyan véges pozitív passzív elemekből álló kétpólus, amellyel az említett kétpólust lezárva, a zárt áramkör stabil lesz, akkor a kétpólus feltételesen stabil, ellenkező esetben abszolút instabil.

Tunneldióda, mint kétpólus esetén a feltételes stabilitásra két feltétel vezethető le [1]:

$$\varepsilon < 1, \text{ és} \tag{6}$$

$$\alpha < F(\Theta) \tag{7}$$

ahol

$$F(\Theta) = \frac{\Theta^3}{1+\Theta^2} \frac{1}{\Theta - \operatorname{arc\,tg} \Theta} \tag{8}$$

$$\Theta = \frac{1}{\omega_R R_d C_d} = \left(\frac{\varepsilon}{1-\varepsilon}\right)^{1/2} \tag{9}$$

α-t és ε-t az (1) és (2)-ben már megadtuk. $F(\Theta)$-t az ε függvényében a 3. ábra mutatja. Az ábrából látható, hogy ha $\varepsilon = R_s/R_d \leqslant 0{,}1$, $F(\Theta)$ értéke gyakorlatilag hárommal egyenlő. Ez a feltétel ε-ra a gyakorlatban rendszerint teljesül, ezért (7) egyenlettel megadott kritériumot szokták $\alpha < 3$ egyenlőtlenséggel is helyettesíteni [2].

A rövidrezárt tunneldióda stabilitás kritériumai

A továbbiakban csak feltételesen stabil tunneldiódákat vizsgálunk, ezekre teljesül a (6) és (7) kritérium, tehát ezekkel stabil zárt áramkör építhető. A feltételesen stabil diódát tartalmazó zárt áramkör lehet stabil vagy instabil.

Az áramkörre vonatkozó tényleges stabilitási kritériumok tehát szigorúbbak a tunneldióda feltételes stabilitási kritériumainál. A következőkben egyszerű kétpólusokkal lezárt tunneldiódás áramkörök stabilitás kritériumait keressük a

$$Z(p) + Z_1(p) = 0$$

karakterisztikus egyenlet vizsgálatával. Rövidzár esetén $Z_1(p) = 0$, tehát

$$R_s + pL_s - \frac{R_d}{1 - pR_dC_d} = 0 \tag{10}$$

Az egyenletet rendezve:

$$L_sC_dp^2 + R_dC_d(\varepsilon - \alpha)p + 1 - \varepsilon = 0 \tag{11}$$

Routh stabilitáskritériumát alkalmazva – az együtthatók különböznek 0-tól és azonos előjelűek – a következő stabilitási feltételek adódnak:

$$\varepsilon > \alpha \tag{12}$$

$$\varepsilon < 1 \tag{13}$$

A két feltételt egy egyenlőtlenségbe összevonva:

$$\alpha < \varepsilon < 1 \tag{14}$$

Routh stabilitásvizsgálataival csak a stabilitás feltételeit határoztuk meg. A (10) egyenlet megoldásával a stabilitás mértékét és a működés jellegzetes tartományait is meghatározhatjuk [7].

A karakterisztikus egyenlet gyökeit tekintve $\varepsilon < 2\sqrt{\alpha} - \alpha$ esetén konjugált komplex pár, amelynek valós része $\alpha < 1$ esetén pozitív, 0 vagy negatív lehet, $\alpha > 1$ esetén pedig csak pozitív. $\varepsilon > 2\sqrt{\alpha} - \alpha$ esetén a gyökök valósak. A kapcsolóüzemmódot az jellemzi, hogy a két valós gyök közül az egyik pozitív.

A fentiek alapján az egyes működési tartományok határait a következőképpen adhatjuk meg:

Nonlineáris oszcillátor-ként való működés feltétele:

$$0 < \varepsilon < \alpha \quad (\alpha < 1) \tag{15a}$$

$$0 < \varepsilon < 1 \quad (\alpha > 1) \tag{15b}$$

Stabil működés feltétele:

$$\alpha < \varepsilon < 1 \tag{16}$$

Kapcsoló üzemmód feltétele:

$$\varepsilon > 1 \tag{17}$$

(15*a*) és (15*b*)-vel kapcsolatban megjegyezzük, hogy $\alpha < 1$, ill. $\alpha > 1$ megadása nem szükséges, ha a két feltétel közül a szigorúbbat teljesítjük.

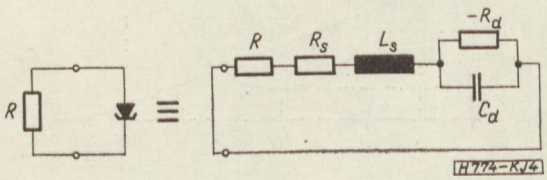
Ellenállással lezárt tunneldióda üzemviszonyai és stabilitás kritériumai

A rövidrezárt tunneldiódára kapott (15)–(17) összefüggések alkalmazhatók ellenállással lezárt tunneldiódás áramkörre is, ha ε helyébe a terheléstől függő

$$\varepsilon' = \frac{R + R_s}{R_d} \tag{18}$$

kifejezést helyettesítjük. A 4. ábrán látható kapcsolás és helyettesítőkép mutatja, hogy ha R-t összevonjuk R_s-sel, rövidrezárt tunneldiódaként tárgyalható, amelynek soros ellenállása $R + R_s$, így az ε valóban (18)-nak megfelelően módosul, α viszont változatlan marad.

Az előzőekben láttuk, hogy a rövidrezárt tunneldióda általában nem stabil, hanem nonlineáris oszcillátorként működik ($\varepsilon < \alpha$). R ellenállás alkalmazásával az ε nő, vagyis a nonlineáris oszcillátor tartományból stabil vagy kapcsoló, stabil állapotból pe-



4. ábra. Ellenállással lezárt tunneldiódás áramkör és helyettesítő kapcsolása

dig kapcsoló üzemmód hozható létre. Ha a rövidrezárt tunneldiódának ε függvényében nincs stabil szakasza, nyilvánvaló, hogy ez R ellenállás alkalmazásával sem érhető el. α értékétől függetlenül kapcsoló üzemmód mindig létrehozható külső R ellenállás alkalmazásával.

A rövidrezárt és — a fentiek alapján — ellenállással lezárt tunneldiódára is érvényes (15)—(17) feltételek $\alpha<1$ esetén más módon is megfogalmazhatók: minden működési tartományt egy egyenáramú és egy váltóáramú feltétellel jellemezhetünk az alábbiak szerint:

Nonlineáris oszcillátor-ként való működés feltétele:

$$R+R_s<R_d \qquad \text{egyenáramú feltétel} \qquad (19)$$

$$\mathrm{Re}Z(\omega_0)+R<0 \qquad \text{váltóáramú feltétel} \qquad (20)$$

Stabil működés (erősítő) feltétele:

$$R+R_s<R_d \qquad \text{egyenáramú feltétel} \qquad (21)$$

$$\mathrm{Re}\,Z(\omega_0)+R>0 \qquad \text{váltóáramú feltétel} \qquad (22)$$

Kapcsoló üzemmód feltétele:

$$R+R_s>R_d \qquad \text{egyenáramú feltétel} \qquad (23)$$

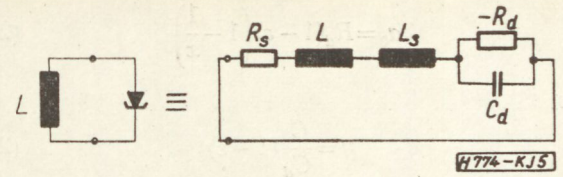
A (19) és (21) feltétel szemléletesen azt jelenti, hogy a munkapont és munkaegyenes megválasztása olyan, hogy a munkaegyenes a karakterisztikát csak egy pontban metszi, vagyis a munkaellenállás kisebb, mint a differenciális ellenállás. Ezt a feltételt az 1. ábrán az m_1 munkaegyenes elégíti ki. (23) feltétel esetén három metszéspontot kapunk, mint azt az 1. ábra m_2 munkaegyenese szemlélteti. Az ábrával kapcsolatban még meg kell jegyezni, hogy a karakterisztika szokásos felvétele miatt a karakterisztikából adódó differenciális ellenállás $-R_d+R_s$ és nem $-R_d$. Közvetlenül belátható, hogy (19) és (21) a (15*b*) és (16) egyenlőtlenségek jobb oldalával, (23) pedig a (17) feltétellel azonos.

A váltóáramú és a többi feltétel azonosságát a következőképpen láthatjuk be. Nonlineáris oszcillátor tartományban az ω_R rezisztív határfrekvencia nagyobb, mint az ω_0 rezonanciafrekvencia, stabil tartományban pedig kisebb. Rezisztív határfrekvencia alatt viszont az impedancia valós része pozitív, felette pedig negatív. Ezek szerint a (20) helyettesíthető $\frac{\omega_R'}{\omega_0}>1$ vagy $\varepsilon'<\alpha$ feltétellel, ami (15*a*)-val azonos; a (22) pedig $\frac{\omega_R'}{\omega_0}<1$ vagy $\varepsilon'>\alpha$ feltétellel, ami (16) baloldalával azonos, ahol ω_R' az (5)-ből számolható $\varepsilon=\varepsilon'$ helyettesítéssel. $\alpha>1$ esetén ω_0 nincs értelmezve, ebben az esetben a (23) feltétel teljesülése esetén kapcsoló üzemmód, nem teljesülése esetén oszcilláció lép fel.

Induktivitással lezárt tunneldióda üzemviszonyai és stabilitás kritériumai

A kapcsolást és helyettesítő képet az 5. ábra mutatja. Az ábrából látható, hogy ε változatlan marad, α viszont megnő α'-re:

$$\alpha'=\frac{L+L_s}{R_d^2C_d}.$$



5. ábra. Induktivitással lezárt tunneldiódás áramkör és helyettesítő kapcsolása

L induktivitás alkalmazásával α nő, a stabilitás romlik. Induktivitás és ellenállás soros kapcsolásával lezárt tunneldiódára is érvényesek a (21)—(25) egyenlőtlenségek, ha α, ill. ε helyébe α'-t, ill. ε'-t helyettesítünk. Megállapíthatjuk, hogy az induktivitás a stabilitást rontja, a stabil tartományt szűkíti vagy teljesen megszünteti. A tunneldióda statikus karakterisztikájának felvételénél elengedhetetlen a stabil működés biztosítása. K. Christ [4] állítólag ellenállás és induktivitás párhuzamos kapcsolásával stabilabb viszonyokat valósított meg. Mivel a párhuzamos kapcsolás minden frekvencián sorosra transzformálható, a fentiek szerint az említett közleményt fenntartással kell fogadni.

Ellenállással és kapacitással söntölt tunneldióda stabilitási kritériumai és a lehetséges üzemmódok határai

Az előzőekben láttuk, hogy $\alpha>1$ esetén a rövidrezárt vagy ellenállás és induktivitásból álló kétpólussal lezárt tunneldiódás áramkör instabil. A feltételesen stabil dióda [$\alpha<F(\Theta)$] alkalmas kétpólussal lezárva mindig stabillá tehető, de ha α közeledik $F(\Theta)$-hoz, a hálózat megengedhetetlenül bonyolult. Jó kompromisszumot jelent és a gyakorlatban általában elég az

$$\alpha<1+(1-\varepsilon)^{1/2}$$

esetre történő stabilizálás, amelynél a $Z_1(p)$ kétpólus még egyszerű, ugyanis egy ellenállás és egy kapacitás párhuzamos kapcsolásból áll.

A kapcsolás és helyettesítő kép a 6. ábrán látható. Elvégezve a behelyettesítést a $Z(p)+Z_1(p)=0$ karakterisztikus egyenletbe:

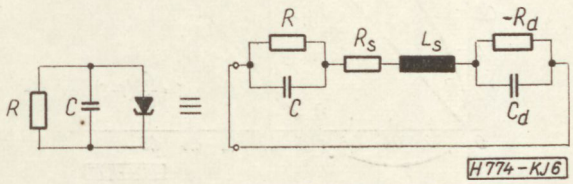
$$a_3p^3+a_2p^2+a_1p+a_0=0 \qquad (24)$$

harmadfokú egyenletet kapunk, amelynek együtthatói:

$$a_3=L_sR_d^2C_d^2\frac{y}{x} \qquad (25)$$

$$a_2=L_sR_dC_d\left(1-\frac{\alpha-\varepsilon}{\alpha}\frac{y}{x}\right) \qquad (26)$$

$$a_1=R_d^2C_d\left[(1-\varepsilon)\frac{1+y}{x}-(\alpha-\varepsilon)\right] \qquad (27)$$



6. ábra. Ellenállással és kapacitással lezárt tunneldiódás áramkör és helyettesítő kapcsolása

$$a_0=R_d(1-\varepsilon)\left(1-\frac{1}{x}\right) \tag{28}$$

ahol

$$y=\frac{C}{C_d}(1-\varepsilon) \tag{29}$$

$$X=\frac{R_d}{R}(1-\varepsilon) \tag{30}$$

jelöléseket vezettük be, a korábban is használt α és ε mellett [5].

Alkalmazva Routh stabilitási kritériumait ($a_3>0$; $a_2>0$; $a_1>0$ $a_0>0$, $a_1\cdot a_2-a_3\cdot a_0>0$), $\varepsilon<1$ és $\alpha>\varepsilon$ feltételezéssel az alábbi egyenlőtlenségeket kapjuk:

$$y>0 \tag{31}$$

$$y<A_2(x)=\frac{\alpha}{\alpha-\varepsilon}x \tag{32}$$

$$y>A_1(x)=\frac{\alpha-\varepsilon}{1-\varepsilon}x-1 \tag{33}$$

$$x>1 \tag{34}$$

$$f(x,y)=[\alpha x-(\alpha-\varepsilon)y]\left(1+y-\frac{\alpha-\varepsilon}{1-\varepsilon}x\right)-\alpha y(x-1)>0 \tag{35}$$

A (31)–(34) feltételeket az $y-x$ koordinátarendszerben négy egyenes által határolt terület elégíti ki. Az $f(x, y)$ felületnek az xy síkkal való $A(x)$ metszésgörbéje által határolt területen belül pedig a (35) egyenlőtlenség teljesül. A stabil tartomány grafikus szerkesztését $\varepsilon=0{,}1$; $\alpha=1{,}2$ esetén a 7. ábra, $\varepsilon=0{,}1$ és $\alpha=0{,}8$ esetén a 8. ábra mutatja. Az ábrákon bejelölt P_1-P_5 pontok koordinátái egyszerűen számíthatók:

$$X_1=X_5=\frac{1-\varepsilon}{\alpha-\varepsilon} \tag{36}$$

$$X_2=X_4=1 \tag{37}$$

$$X_3=(1+\sqrt{1+B})\frac{1-\varepsilon}{\alpha-\varepsilon}\frac{2\alpha-(\alpha+\varepsilon)\varepsilon}{4\alpha-(\alpha+\varepsilon)^2} \tag{38}$$

$$B=\varepsilon\frac{4\alpha-(\alpha+\varepsilon)^2}{(2\alpha-\varepsilon[\alpha+\varepsilon^3]^2)} \tag{39}$$

$$y_1=y_2=\frac{\alpha}{\alpha-\varepsilon} \tag{40}$$

$$y_3=\frac{(\alpha-\varepsilon)^2X_3+(1-\varepsilon)\varepsilon}{2(\alpha-\varepsilon)(1-\varepsilon)} \tag{41}$$

$$y_4=\frac{\alpha-1}{1-\varepsilon} \tag{42}$$

$$y_5=0 \tag{43}$$

Az ábrából látható, hogy csak akkor van stabil tartomány, ha $y_2>y_4$, amiből

$$\alpha<1+(1-\varepsilon)^{1/2} \text{ feltétel adódik} \tag{44}$$

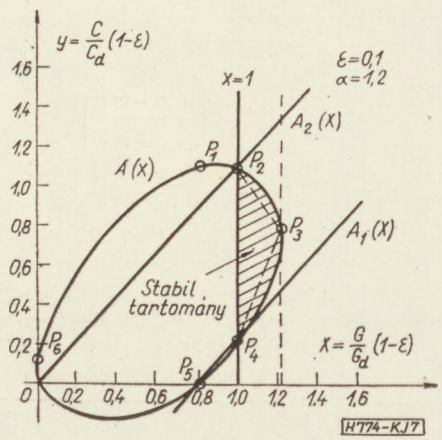
A 8. ábra olyan tunneldiódát mutat, amely rövidrezárva instabil, de ellenállással stabilizálható, ha az ellenállás értékét megfelelően választjuk: $1<x<x_5$. Ez a feltétel természetesen azonos az $\alpha<\varepsilon'<1$ már korábban levezetett feltétellel.

Optimális stabilitási feltételhez tartozó ellenállás és kapacitás meghatározása

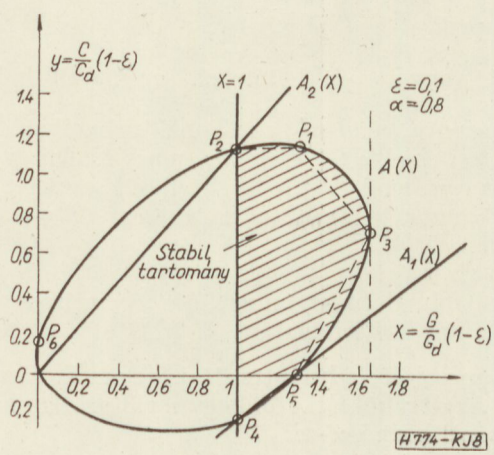
Az optimális stabil pont pontos megkeresése a stabil tartományon belül számítástechnikailag bonyolult, hosszadalmas művelet. A karakterisztikus egyenletbe $p=\lambda-\delta$ helyettesítést alkalmazva, a módosított egyenletre kell elvégezni a stabilitásvizsgálatot és meghatározni a stabil tartományt δ, mint paraméter függvényében. Ha a módosított

$b_3\lambda^3+b_2\lambda^2+b_1\lambda+b_0=0$ karakterisztikus egyenletre teljesül Routh stabilitáskritériumai, akkor az eredeti karakterisztikus egyenlet gyökeinek reális része kisebb, mint $-\delta$. δ növelésével a stabil tartomány egy ponttá zsugorodik, ennek a pontnak a koordinátái adják az optimális stabilitáshoz tartozó ellenállást és kapacitást. Jó közelítéssel ez a pont a stabil tartomány súlypontjával azonos. A súlypont egyszerűen számítható, ha a stabil tartományt $P_2P_3P_4$ háromszöggel közelítjük (7. ábra).

Az áramkör stabil marad, ha a két paraméter közül (R, ill. C) az egyiket optimálisnak választjuk, a másikat pedig a súlyponton átmenő függőleges, illet-



7. *ábra.* Normalizált Routh-stabilitás-diagram: $\varepsilon = 0{,}1$; $\alpha = 1{,}2$



8. *ábra.* Normalizált Routh-stabilitás-diagram: $\varepsilon = 0{,}1$; $\alpha = 0{,}8$

ve vízszintes egyenes mentén a 9a ábrán feltüntetett határok között adjuk meg. Davidson [3] és Markowski [6] szélsőértékszámítással határozták meg az optimális stabilitáshoz tartozó ellenállást és kapacitást. A (31)–(35) feltételek közül csak a (35)-ben megadott $f(x,y)$ maximumát keresik RC-függvényében rögzített R mellett. Ilyen módon az általunk használt „optimum" szó csak egy feltételre vonatkozik az öt közül, és nem a teljes stabilitásra. A kapott eredményt vetítve a normalizált stabilitásdiagrammra, kimutatható, hogy közelítőleg a 9b ábrán feltüntetett súlyvonalat kapják megoldásként. Nyilvánvaló, hogy pl. a P_3 pont közelében a stabilitás nem lesz optimum.

A gyakorlati esetben nem szerencsés R és C olyan megadása, ahol egyik vagy mindkettő fix érték megengedett tolerancia nélkül. Ezért a stabil tartományt maximális területű téglalappal közelítjük, ily módon mindkét paramétert a téglalap határain belül egymástól függetlenül adhatjuk meg.

a) $\varepsilon < 1 < \alpha$ esetén a 9c ábra mutatja a stabil tartomány téglalappal való közelítését. A stabil területből ily módon kihasznált rész optimálisan a háromszög területének a fele, de R és C a megadott határon belül szabadon választható:

$$\frac{2}{1+x_3} < \frac{R}{R_d(1-\varepsilon)} < 1 \tag{45}$$

$$\frac{y_3+y_4}{2} < \frac{C}{C_d}(1-\varepsilon) < \frac{y_2+y_3}{2} \tag{46}$$

b) $\varepsilon < \alpha < 1$

Ebben az esetben a stabil tartományt és poligonos közelítést a 8. ábra mutatja. A 10. ábrán a stabil tartományt maximális területű téglalappal közelítettük. A téglalap területe:

$$T = y_2\lambda[(x_1-1)+(x_3-x_1)(1-\lambda)]$$

A terület x függvényében maximum, ha

$$\lambda = \frac{x_3-1}{2(x_3-x_1)}$$

Ebben az esetben az optimális R és C-re kapjuk:

$$\frac{2}{1+x_3} < \frac{R}{R_d(1-\varepsilon)} < 1$$

(ami (45)-tel azonos)

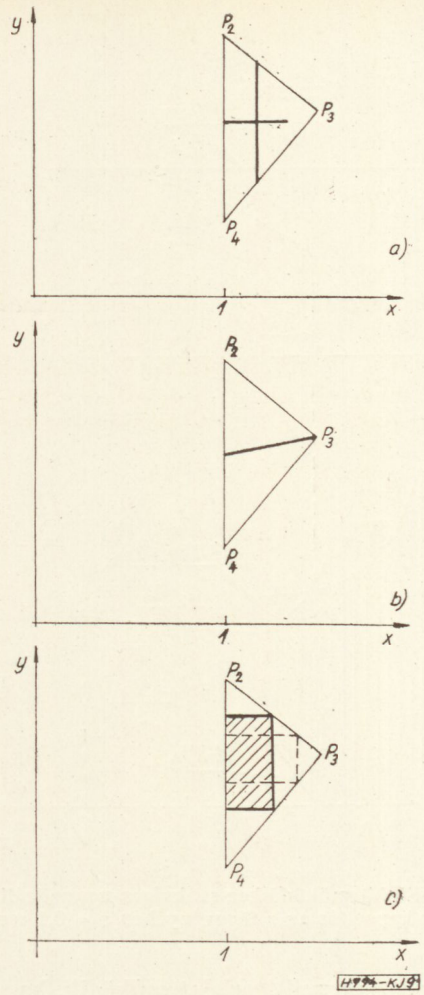
$$(1-\lambda)y_3 < \frac{C}{C_d}(1-\varepsilon) < (1-\lambda)y_3 + \lambda y_2 \tag{47}$$

$\lambda > 1$ esetén a stabil területet optimálisan a $P_0P_2P_1P_5$ téglalappal közelíthetjük, vagyis $1 < x < x_1$ és $0 < y < y_2$ határokat kapjuk, amiből R és C-re:

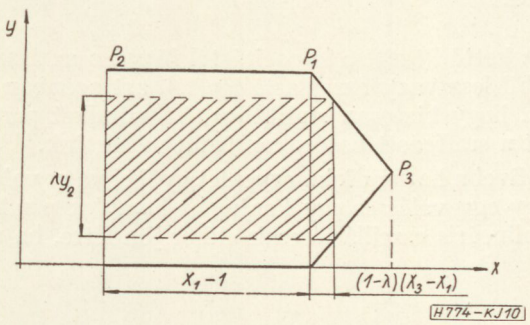
$$\frac{\alpha-\varepsilon}{1-\varepsilon} < \frac{R}{R_d(1-\varepsilon)} < 1 \tag{48}$$

$$0 < \frac{C}{C_d}(1-\varepsilon) < \frac{\alpha}{\alpha-\varepsilon} \tag{49}$$

(45)–(49) egyenleteket grafikusan a teljes tartományban a 11a ábra és a 11b ábra mutatja. A sraffozott terület szemlélteti α függvényében azt az ellenállás, illetve kapacitás tartományt, amely a stabil működés biztosításához szükséges. Az ábrából látható, hogy α növekedésével az ellenállás és kapacitás egyre szűkebb határok között választható, $\alpha > 1 + (1-\varepsilon)^{1/2}$ esetén a stabil működés nem biztosított. A 11a ábrán feltüntettük a másik két üzemmód feltételét is, R és α függvényében. A kapacitástól függetlenül kapcsoló üzemmód alakul ki, ha

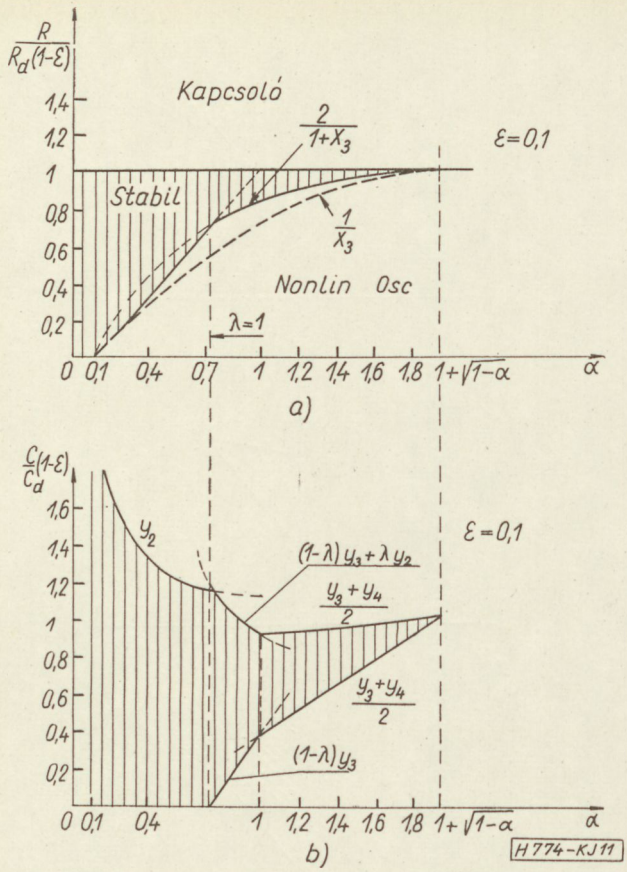


9. ábra. Stabil tartomány közelítése a súlyponton átmenő egyenesekkel és maximális területű téglalappal $\alpha > 1$ esetén



10. ábra. Stabil tartomány közelítése maximális területű téglalappal $\alpha < 1$ esetén

$$\frac{R}{R_d(1-\varepsilon)} > 1 \tag{50}$$



11. ábra. Stabil működéshez szükséges normalizált ellenállás és kapacitás az α függvényében $\varepsilon = 0{,}1$ esetén

és nonlineáris oszcillátorként működik, ha

$$\frac{R}{R_d(1-\varepsilon)} < \frac{1}{x_3} \tag{51}$$

A kettő között a kapacitástól függően az áramkör stabil lesz vagy oszcilláció lép fel, azt azonban tudjuk, hogy biztosan stabil lesz, ha mindkét paramétert a sraffozott határokon belül választjuk.

Mivel a harmadfokú egyenlet gyökei vagy valósak, vagy egy valós és egy konjugált komplex pár lehet, nonlineáris oszcilláció csak akkor jön létre, ha a karakterisztikus egyenlet két gyökének valós része pozitív. Egy vagy három pozitív valósrészű gyök esetén egyaránt kapcsolóüzemmód alakul ki. A pozitív valósrészű gyökök számainak megállapítását Routh módszerével végezhetjük. Eszerint az

$$\begin{matrix} a_3 \\ a_2 \\ a_1a_2 - a_0a_3 \\ a_0 \end{matrix}$$

oszlop jelváltásainak száma a pozitív valósrészű gyökök számát adja. A vizsgálat eredményét rögzített α esetén a 12. ábra mutatja. Az egyes területrészekbe írt számok jelzik azoknak a gyököknek a számát, amelyeknek a valós része pozitív. Az azonosan sraffozott részekben a működés jellege azonos, az ábra jól szemlélteti a három lehetséges üzemmódot. A 13. ábra az általunk használt közelítést mutatja, amely a gyakorlati számításokhoz célszerűbb és általában elég is. A nem sraffozott terület az a tartomány, amelyet az előzőekben úgy jellemeztünk, hogy a kapacitásból függően az áramkör stabilan működik vagy nonlineáris oszcilláció lép fel (lásd: 11. ábra).

Végezetül két példa kapcsán bemutatjuk a fenti eredmények alkalmazását.

1. példa

$R_s = 2\ \Omega$
$R_d = 30\ \Omega$
$L_s = 5$ nH
$C_d = 8$ pF

$$\alpha = \frac{L_s}{R_d^2 C_s} = 0{,}7$$

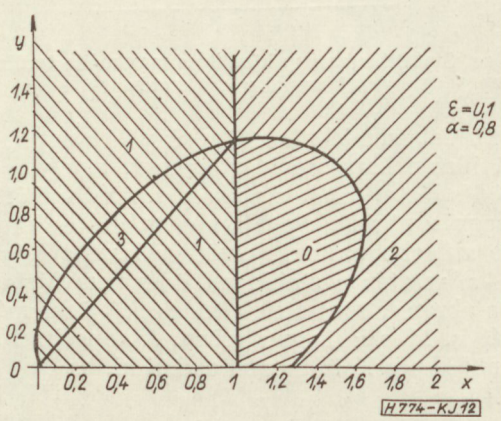
$$\varepsilon = \frac{R_s}{R_d} = 0{,}07$$

A tunneldióda feltételesen stabil, mert $\alpha < F(\Theta)$. Rövidrezárva nonlineáris oszcillátorként működik ($0 < \varepsilon < \alpha$). Soros ellenállással változatlanul oszcillálhat, stabilan vagy kapcsolóüzemmódban működhet. Stabil működés feltétele (48)-ból számolható, mivel $\lambda = 1$:

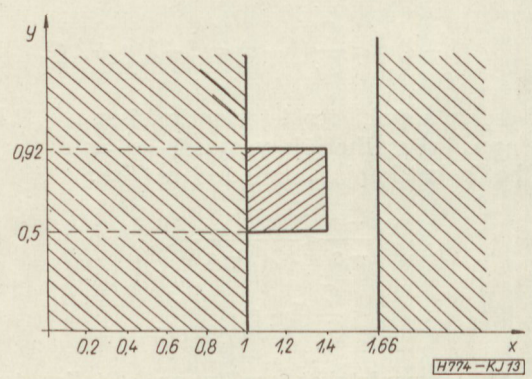
$$21 < R < 28\ \Omega$$

Ebben az esetben az ellenállással párhuzamosan jelentkező szórt vagy szándékosan beépített és szórt kapacitásra (49)-ből:

$$C < 9{,}5\ \text{pF adódik.}$$



12. ábra. A három üzemmód határai az xy síkon



13. ábra. A három üzemmód közelítő határai az xy síkon

$R > 28\ \Omega$ esetén kapcsolóüzemmód (50),
$R < 15{,}5\ \Omega$ esetén oszcilláció (38) (51)
jelentkezik a kapacitástól függetlenül.

2. példa

$R_s = 1\ \Omega$
$R_d = 10\ \Omega$
$L_s = 6$ nH
$C_d = 5$ pF

$$\alpha = 1{,}2$$
$$\varepsilon = 0{,}1$$

Rövidrezárva instabil (nonlin. osc.), ellenállással nem stabilizálható, csak kapcsolóüzemmód hozható létre (lásd: 7. ábrát). Ellenállással és kapacitással stabilizálva a (45) és (46)-ból vagy a 11. ábrából:

$$8{,}2 < R < 9\ (\Omega)$$
$$2{,}7 < C < 5{,}2\ (\text{pF})$$

A kapacitástól függetlenül
$R > 9$ esetén kapcsolóüzemmód
$R < 7{,}5$ esetén nonlineáris oszcilláció jön létre.

Ez a tanulmány a HIKI Elektronikus Laboratóriumában készült. Köszönetet mondok az Intézet Vezetőségének, amely a munka elvégzését lehetővé tette és *Dr. Valkó Iván Péter* egyetemi tanárnak a Laboratórium vezetőjének, aki a feladatra figyelmemet felhívta és tanácsaival támogatott.

IRODALOM

1. *L. I. Smilen D. C. Youla:* Stability Criteria for Tunnel Diodes Proc. IRE 1961. July p. 1206–1207.
2. *L. A. Davidson:* Optimum Stability Criterion for Tunnel Diodes Shunted by Resistance and Capatitance Proc. I.E.E.E. 1963. szept. p. 1233.
3. *K. Christ:* Messung der Kennlinie von Tunneldióden Archiv der Elektrischen Übertragung 1963. jan. p. 42–48.
4. *M. Rasinkiewicz:* A Normalized Stability Plot for Tunnel Diode Shunted by Resistance and Capacitance. Proc. I.E.E.E. 1965. June. p. 619–620.
5. *J. Markowski, L. A. Davidson:* Optimum Stability Criterion for Tunnel Diodes Shunted by Resistance and Capacitance Proc. I.E.E.E. 1964. June p. 714–715.
6. *H. Grunenberg:* A Normalized Stability Plot for Tunnel Diode Circuit. Proc. I.E.E.E. 1964. June. P. 733.
7. *Dr. Tarnay K.:* Tunneldiódák Magyar Híradástechnika 1961. 6. sz. p. 229–237.

A HTE 1967. május havi rendezvényei

Összeállította: VALKÓ PÉTERNÉ

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

Aa.:	Alapanyag Szakosztály	Elnök: Dr. Pataky Balázs
O. B.:	Oktatási Bizottság	Elnök: Dr. Ambrózy András
Félv.:	Félvezető Szakosztály	Elnök: Dr. Giber János
Át.:	Átviteltechnikai Szakosztály	Elnök: Lajkó Sándor
Iparg.:	Ipargazdasági Szakosztály	Elnök: Pogány Károly

1967 május	Szakosztály	Előadás
9. kedd 15 óra	Aa.	*D. Veszeley Jolán* (TKI) Ferritgyártáshoz használatos vasoxidok vizsgálati módszerei
10. szerda 16.30 óra	O. B.	*Rába Ferenc* (BME) Tranzisztoros fűrészfeszültség generátor *Gottwald Péter* (BME) Parametrikus erősítők
11. csütörtök 16.30 óra	Át.	*Lajkó Sándor* (TRT-Budavox) Beszámoló a CCITT üléséről
16. kedd 16 óra	Félv.	*Dr. Szép Iván* (HIKI) *Dr. Kovács Ferenc* (HIKI) Hazai planáris szilícium tranzisztorok Felépítés, főbb technológiai lépések, tranzisztor minták bemutatása. Elektromos tulajdonságok, alkalmazási kérdések. *Kászonyi László* (Egyesült Izzó) Szilícium, planáris tranzisztorok alkalmazása rádió és televíziókészülékekben
18. csütörtök 16.30 óra	Át.	*Jutasi István* (TRT) Beszámoló kubai útról
26. péntek 16 óra	Iparg.	*Dr. Susánszky János* tanszékvezető egyetemi docens Vállalati szervezetek információhálózatának szervezéselméleti megközelítése

MADAS ISTVÁN
BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék

Egy sávszűrő elemeinek tűréshatár-tervezése

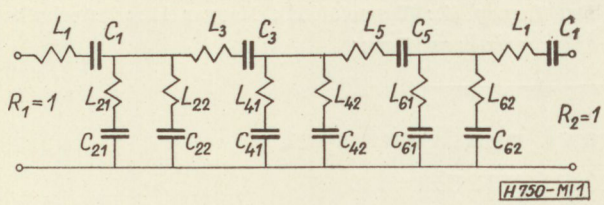
ETO 621.372.543.2:519.2.214.1

A hálózatelmélet egyik jelentős területe a toleranciaszámítás. Az utóbbi időben e lap hasábjain is jelentek meg közlések a témával kapcsolatban [1], [2]. Cikkünk keretében az elmélet alkalmazására egy példát mutatunk be.

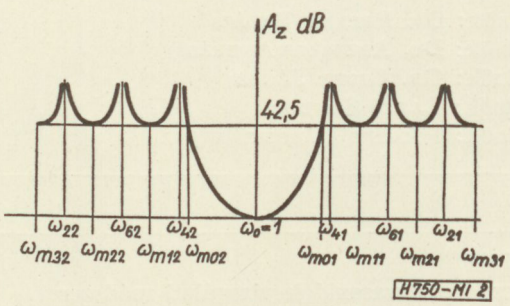
1. A feladat megadása

Adott az 1. ábrán látható inverz Csebisev karakterisztikájú sávszűrő. A kapcsolási elemek névleges értékét az 1. táblázat adja meg. A sávszűrő csillapítás karakterisztikáját a zárósávban a 2. ábra, reflexiós csillapítás karakterisztikáját az áteresztősávban a 3. ábra mutatja. Az ábrán jelölt frekvenciák értékét az 1., ill. 2. táblázat tartalmazza. A sávszűrő áteresztő sávjának határai

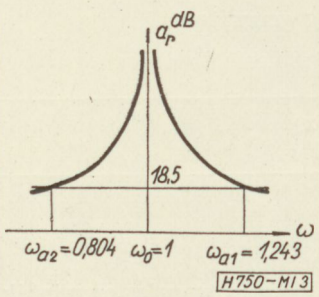
$$\omega_{a1} = 1{,}243 \quad \text{és} \quad \omega_{a2} = 0{,}804.$$



1. ábra. Inverz Csebisev sávszűrő



2. ábra. Sávszűrő csillapításkarakterisztikája

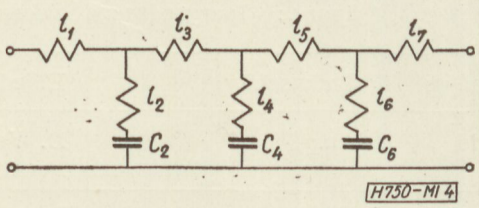


3. ábra. Sávszűrő reflexiós csillapításkarakterisztikája

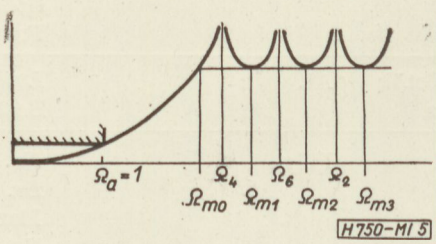
2. táblázat

ω_{m32}	ω_{m22}	ω_{m12}	ω_{m02}	ω_{m01}	ω_{m11}	ω_{m21}	ω_{m31}
0,276	0,571	0,672	0,698	1,433	1,488	1,750	3,622

A sávszűrőt a szokásos aluláteresztő-sávszűrő transzformációval a 4. ábrán látható aluláteresztő ekvivalensből származtattuk. Az aluláteresztő kapcsolási elemeit a 3. táblázat tartalmazza. Az aluláteresztő csillapítás karakterisztikáját az 5. ábra, az adatokat a 4. táblázat mutatja. A megépített sávszűrő induktivitásai hangolhatók, az induktivitásokat az 1. táblázatban megadott rezonanciafrekvenciákra állítjuk be.



4. ábra. Sávszűrő aluláteresztő ekvivalense



5. ábra. Aluláteresztő csillapításkarakterisztikája

1. táblázat

kör	1	21	22	3	41	42	5	61	62	7
L	0,5347	0,237	1,099	2,412	1,091	2,281	2,446	1,270	3,159	0,0211
C	1,870	0,910	4,218	0,4146	0,4385	0,9164	0,4088	0,3166	0,7874	47,35
ω	1	2,15289	0,46449	1	1,44559	0,69176	1	1,57701	0,63410	1

3. táblázat

Kör	1	2	3	4	5	6	7
l	0,2345	0,08553	1,058	0,3236	1,073	0,3972	0,0093
c		0,7873		1,044		0,5436	
Ω		3,84951		1,71873		2,14990	

4. táblázat

Ω_{m0}	Ω_{m1}	Ω_{m2}	Ω_{m3}
1,6760	1,8602	2,6881	7,629

Adjunk a sávszűrő kapacitásaira előírást oly módon, hogy egyrészt az ω_{a1} és ω_{a2} frekvenciákon a reflexiós csillapítás toleranciája

$$\Delta a_r \leqslant -1{,}5 \text{ dB}$$

legyen; az $\omega_{mi,k}$ frekvenciákon a zárócsillapítás toleranciája

$$\Delta a_z \leqslant -2{,}5 \text{ dB}$$

legyen.

2. A feladat megoldása

A megoldás menete:

2.1. A toleranciákra legérzékenyebb frekvenciák kiválasztása.
2.2. Az aluláteresztő toleranciaszámításhoz szükséges adatainak meghatározása.
2.3. Az aluláteresztő-sávszűrő transzformáció hatása a toleranciákra.
2.4. Toleranciahatárok felvétele a sávszűrő kondenzátoraira a súlyozott valószínűségi módszer szerint.
2.5. Az aluláteresztő elemtoleranciáinak számítása.
2.6. A selejtszázalék számítása.
2.7. Ellenőrzés zárótartományra.
2.8. Az optimális selejtszázalék becslése.
2.9. Ajánlás a kondenzátorok toleranciahatáraira.

2.1. A toleranciákra legérzékenyebb frekvenciák kiválasztása

Azon jellemzőket, amelyeknek az elemtoleranciákra vonatkozó érzékenységét vizsgáljuk, a továbbiakban végparamétereknek nevezzük. A végparaméter általában frekvenciafüggő és ezért a végparaméter toleranciája is az. Ezért toleranciára a hálózat működése szempontjából legkényesebb frekvencián ajánlatos méretezni.

A toleranciára legérzékenyebb frekvenciák megkeresése általában külön analízist kíván. Aluláteresztőkre és sávszűrőkre az analízis azt az általános eredményt szolgáltatta, hogy ezek a frekvenciák az áteresztősáv szélén és a zárósáv minimális csillapítású pontján vannak, ha végparaméterként a csillapítás szerepel. Az analízist itt mellőzzük. A szokásos eljárás szerint a toleranciákat úgy vesszük fel, hogy a követelmények az áteresztősáv szélén teljesüljenek és az így kapott hálózat működését ellenőrizzük a zárósáv minimális csillapítású pontján. Példánkban az áteresztősávszéli frekvencia az aluláteresztőben $\Omega_a = 1$. A vizsgálatokat az egyszerűbb számítás kedvéért az aluláteresztőre végezzük el. A sávszűrőre felvett toleranciák transzformálhatók az aluláteresztőre. Minthogy gyártásra a sávszűrő kerül, a transzformálás után az aluláteresztőre kijelölt toleranciáknak gyárthatóság szempontjából nem kell reálisaknak lenniök.

2.2. Az aluláteresztő toleranciaszámításhoz szükséges adatainak meghatározása

Végparaméterünk az a üzemi csillapítás. Ha a névleges üzemi átviteli tényező a frekvenciatartományban K_0, akkor az átviteli tényező, mint az elemek toleranciáinak valószínűségi függvénye, a következő alakban írható fel:

$$K = K_0 + \sum_{i=1}^{n} S_i \alpha_i, \tag{1}$$

ahol α_i az egyes elemeknek a névleges értéktől való maximális eltérését jelenti.

A csillapításingadozás néperben

$$\Delta a = \ln \left| \frac{K}{K_0} \right| . \tag{2}$$

(1)-ből $\left| \frac{K}{K_0} \right|$-t kifejezve és (2)-be behelyettesítve, felhasználva, hogy a toleranciák kicsinyek, nyerjük

$$\Delta a = \sum_{i=1}^{n} \operatorname{Re} \frac{S_i \alpha_i}{K_0}; \qquad i = 1, \ldots n. \tag{3}$$

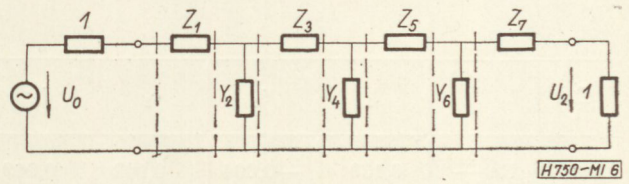
(részletesebben [1]).

A példában megadott maximális reflexiós csillapításingadozásból Δa számítható.

A szükséges adatok (3) alapján S_i és K_0 értékei az $\Omega_a = 1$ frekvencián.

Minthogy csak elsőfajú toleranciákra méretezünk (ezek a névleges értéktől való eltérés*ük* adódnak, ellentétben a másodfajú toleranciákkal, melyeket az okoz, hogy *RLCü* elemek nem állíthatók tisztán elő. Pl. egy kapacitásnak átvezetése is van [4]), α_i csak az LC elemeknek a névleges értéktől való eltérését jelenti és így valós.

A kapott S_i és K_0 értékekből így célszerű $\operatorname{Re} \frac{S_i}{K_0}$ értékek kiszámítása is. A 6. ábrán látható módon az aluláteresztő hét négypólus láncbakapcsolásának tekinthető.



6. ábra. Az aluláteresztő, mint négypólusok láncbakapcsolása

Ekkor az AÁ láncmátrixa felírható, mint

$$\mathbf{T} = \prod_{i=1}^{7} \mathbf{T}_i \qquad (4)$$

ahol $\mathbf{T}_i$ az egyes négypólusok láncmátrixa.

Az átviteli tényező a láncmátrix T_{22} elemeként adódik.

$$K_0 = \frac{U_0}{2U_2} = 1 + \frac{1}{2}[Z_1 + Z_3 + Z_5 + Z_7 + Y_2 + Y_4 + Y_6 + Z_1Y_6 + Z_2Y_7 + Z_3Y_6 + Y_2Z_5 + Z_5Y_6 + Y_2Z_3 +$$
$$Z_1Y_2 + Y_6Z_7 + Z_1Y_4 + Y_4Z_7 + Z_3Y_4 + Y_4Z_5 + Z_1Y_2Z_3 + Z_5Y_6Z_7 + Z_1Y_6Z_7 + Z_1Y_2Z_7 + Z_3Y_6Z_7 + Z_1Y_2Z_5 +$$
$$+ Z_1Y_4Z_5 + Z_3Y_4Z_7 + Z_1Y_4Z_7 + Z_3Y_4Z_5 + Y_2Z_3Y_4 + Y_4Z_5Y_6 + Y_2Z_5Y_6 + Y_2Z_3Y_6 + Z_1Y_2Z_3Y_6 + Y_2Z_5Y_6Z_7 + \qquad (5)$$
$$+ Z_1Y_2Z_3Y_4 + Y_4Z_5Y_6Z_7 + Z_1Y_2Z_5Y_6 + Y_2Z_3Y_6Z_7 + Z_1Y_4Z_5Y_6 + Y_2Z_3Y_4Z_7 + Z_3Y_4Z_5Y_6 + Y_2Z_3Y_4Z_5 +$$
$$+ Z_1Y_2Z_3Y_6Z_7 + Z_1Y_2Z_5Y_6Z_7 + Z_1Y_4Z_5Y_6Z_7 + Z_1Y_2Z_3Y_4Z_7 + Z_1Y_2Z_3Y_4Z_5 + Z_3Y_4Z_5Y_6Z_7 + Y_2Z_3Y_4Z_5Y_6 +$$
$$+ Z_1Y_2Z_3Y_4Z_5Y_6 + Y_2Z_3Y_4Z_5Y_6Z_7 + Z_1Y_2Z_3Y_4Z_5Y_6Z_7]$$

Behelyettesítve az aluláteresztő Z_i és Y_i értékeit, áttérve a frekvenciatartományra ($p \to j\Omega$) a kritikus frekvencián K_0 értékére az 5. táblázatban foglalt eredményeket nyerjük.

5. táblázat

Ω	$\mathrm{Re}K_0$	$\mathrm{Im}K_0$	$\lvert K_0\rvert$
1	—0,984	0,216	1,0074

Az átviteli tényező toleranciáját, mint az elemérték toleranciák függvényét kis eltérések esetén közelítőleg az elemértékek szerinti teljes differenciál adja meg.

$$\Delta K(p) = \sum_{i=1,3,5,7} \left.\frac{\partial K(p)}{\partial Z_i}\right|_{Z_{i0}} \Delta Z_i + \sum_{i=2,4,6} \left.\frac{\partial K(p)}{\partial Y_i}\right|_{Y_{i0}} \Delta Y_i. \qquad (6)$$

Tekintettel arra, hogy L, ill. C elemeink vannak, a hosszanti ágban

$$\Delta Z_i = \frac{\mathrm{d}Z_i}{\mathrm{d}l_i}\Delta l_i = p\Delta l_i, \qquad (7)$$

a keresztágban

$$\Delta Y_i = \left.\frac{\partial Y_i}{\partial l_i}\right|_{l_{i0}} \Delta l_i + \left.\frac{\partial Y_i}{\partial c_i}\right|_{c_{i0}} \Delta c_i =$$

$$= \frac{p^3 c_i^2}{(1 + p^2 l_i c_i)^2}\Delta l_i + \frac{p}{(1 + p^2 l_i c_i)^2}\Delta c_i. \qquad (8)$$

A továbbiakban az egyszerűbb jelölés kedvéért a névleges érték jelölésére nem tesszük ki a null-indexet.

Az elemek értékeinek, valamint (7) és (8)-nak a (6)-ba való behelyettesítése után az átviteli tényező toleranciája

$$\Delta K(p) = \sum_{i=1,3,5,7} S_i \Delta l_i + \sum_{i=2,4,6} S_i \Delta l_i + \sum S_i \Delta c_i \qquad (9)$$

tagok összegeként adódik.

$p \to j\Omega$ helyettesítést végezve, a kényes frekvencián S_i-re a 6. táblázat eredményeit kapjuk.

Minthogy S_i és K_0 komplex mennyiségek,

$$\mathrm{Re}\,\frac{S_i}{K_0} = \frac{\mathrm{Re}\, S_i K_0^*}{K_0 K_0^*} = \frac{1}{|K_0|^2}$$
$$(\mathrm{Re}\, S_i\, \mathrm{Re}\, K_0 - \mathrm{Im}\, S_i\, \mathrm{Im}\, K_0). \qquad (10)$$

A végeredményeket a 7. táblázat tartalmazza.

A toleranciakorlátokat megszabó (3) egyenlet bal oldalán az üzemi csillapításingadozás szerepel. Példánkban a reflexiós csillapításingadozás adott.

Az üzemi csillapításingadozás az r reflexiós tényező függvényében

$$a = \ln \frac{1}{\sqrt{1 - r^2}} \qquad (11)$$

ahol

$$r = e^{-a_r}.$$

Minthogy $a_r = 18{,}5$ dB és így r^2 kicsiny, közelítően

$$a \cong \ln\left(1 + \frac{1}{2}r^2\right) \cong \frac{1}{2}r^2. \qquad (12)$$

6. táblázat

Ω		l_1	l_2	c_2	l_3	l_4	c_4	l_5	l_6	c_6	l_7
1	Re S_i	0,100	—0,076	—0,123	—0,163	—0,484	—0,447	—0,106	—0,136	—0,458	—0,180
	Im S_i	1,110	—0,361	—0,584	—0,446	—1,413	—1,308	—0,543	0,004	0,015	—0,152

7. táblázat

Ω		l_1	l_2	c_2	l_3	l_4	c_4	l_5	l_6	c_6	l_7
1	$\mathrm{Re}\,\frac{S_i}{K_0}$	0,139	—0,004	0,002	0,063	0,158	0,156	—0,013	0,131	0,448	0,142

Kiszámítjuk a értékeit 18,5 és 18,5 — 1,5 = 17 dB reflexiós csillapítás mellett. Az így kapott csillapításokat rendre a_0 és $a_{0\max}$ betűkkel jelöljük. Az eredményeket a 8. táblázat tartalmazza. A megengedett csillapításingadozás tehát:

$$\Delta a = a_{0\max} - a_0 = 3\text{mNp}.$$

8. táblázat

a_r^{dB}	Δa_r^{dB}	a_0^{cNp}	$a_{0\,max}^{cNp}$	Δa^{cNp}
18,5	1,5	0,7	1,0	0,3

Az 2.3 aluláteresztő sávszűrő toleranciatranszformációjának számítása

A $P = \dfrac{p^2+1}{p\delta}$ képlet aluláteresztő-sávszűrő transzformációt létesít. Ismeretes, hogy

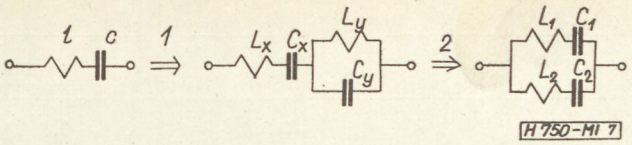
$$L_1 = \frac{l_1}{\delta} \quad \text{és} \quad C_1 = \frac{\delta}{l_1}. \tag{13}$$

A feladatban a sávszélesség

$$\delta = \omega_{01} - \omega_{02} = 0{,}438.$$

A sávszűrő elemértékeinek toleranciái a hosszanti ágban az aluláteresztő elemtoleranciáinak függvényében

$$\Delta L_i = \frac{dL_i}{dl_i}\Delta l_i = \frac{1}{\delta}\Delta l_i$$
$$\Delta C_i = \frac{dC_i}{dl_i}\Delta l_i = -\frac{\delta}{l_i^2}\Delta l_i. \tag{14}$$



7. ábra. Aluláteresztő sávszűrő transzformáció és ekvivalens átalakítás

A továbbiakban csak ΔC_i értékekre lesz szükségünk, minthogy a tekercsek hangolhatók.

Az aluláteresztőből a megadott sávszűrőt egy transzformációval és egy ekvivalens átalakítással származtatjuk. A lépéseket a 7. ábra szemlélteti.

Az első lépést a $P = \dfrac{p^2+1}{p\delta}$ transzformáció végzi el.

A második lépés egy ekvivalens átalakítás.

A végeredmény:

$$C_{1,2} = \frac{1}{L_{2,1}} = \frac{4\frac{\delta}{l} + \left(\frac{\delta}{l}\right)^2\frac{\delta}{c} \mp \frac{\delta}{l}\sqrt{\left(\frac{\delta}{l}\right)^2\left(\frac{\delta}{c}\right)^2 + 4\left(\frac{\delta}{l}\right)\left(\frac{\delta}{c}\right)}}{2\left(4 + \frac{\delta}{l}\frac{\delta}{c}\right)} \tag{15}$$

A sávszűrő elemértékeinek toleranciáit az aluláteresztő elemtoleranciáinak függvényében (15)-nek l és c szerinti teljes differenciálja szolgáltatja. Az eredményeket (16) szemlélteti.

ΔL_{i1}, ΔL_{i2} elemtoleranciákat nem tüntetjük fel, minthogy a feladatban a tekercsek hangolhatók és így ezek toleranciáira nincs szükségünk.

$$\Delta C_{1,2} = \left\{ -\frac{1}{al}\frac{1+\frac{1}{ab}(1 \mp A)}{1+\frac{1}{ab}} + \frac{1}{a}\frac{\left[-\frac{1}{ab}\frac{1}{l}(1 \mp A) \mp \frac{1}{a\delta A}\right]\left(1+\frac{1}{ab}\right) + \left[1+\frac{1}{ab}(1 \mp A)\right]\frac{1}{l}\frac{1}{ab}}{\left(1+\frac{1}{ab}\right)^2} \right\} \Delta l -$$
$$- \frac{1}{a}\frac{\left[\frac{1}{ab}\frac{1}{c}(1 \mp A) \mp \frac{1}{a\delta A}\right]\left(1+\frac{1}{ab}\right) + \left[1+\frac{1}{ab}(1 \mp A)\right]\frac{1}{c}\frac{1}{ab}}{\left(1+\frac{1}{ab}\right)^2}\Delta c \tag{16}$$

ahol $a = \dfrac{2l}{\delta}$; $\quad b = \dfrac{2c}{\delta}$ és $\quad A = +\sqrt{1+ab}$.

A sávszűrő elemei az aluláteresztő elemeinek változásaira érzékenyek. A hosszanti ágban, a (14)-t átalakítva

$$\Delta C_i = S_{jl}\Delta l_i. \tag{17}$$

A keresztágban, a (16) módosításával

$$\Delta C_{i2} = S_{jl2}\Delta l_i + S_{jc2}\Delta c_i$$
$$\Delta C_{i1} = S_{jl1}\Delta l_i + S_{jc1}\Delta c_i. \tag{18}$$

S_{jl}, S_{jl2}, S_{jc2}, S_{jl1} és S_{jc1} az újonnan bevezetett „érzékenységek". Az idézőjel használatát az indokolja, hogy az aluláteresztő elemértékeinek megváltozására a sávszűrő eleme frekvenciafüggetlenül érzékeny, ellentétben a $K_0(p)$ átviteli függvényre vonatkozó érzékenységekkel.

Ezen érzékenységeket a (14) és (16) egyenletek formulái segítségével kiszámítva, a 9. táblázatban feltüntetett értékeket kapjuk.

9. táblázat

	C_1	C_{21}	C_{22}	C_3	C_{41}	C_{42}	C_5	C_{61}	C_{62}	C_7
S_{jl}	—7,960	—5,640	—54,990	—0,392	1,021	—3,572	—0,380	0,592	—2,217	—5065
S_{jc}	—	1,290	1,950	—	—0,119	0,119	—	—0,177	0,178	—

2.4 Toleranciahatárok felvétele a sávszűrő kondenzátoraira a súlyozott valószínűségi módszer szerint

A (3) egyenlet szerint

$$\Delta a = \sum_{i=1}^{n} \mathrm{Re}\,\frac{S_i \alpha_i}{K_0}\,.$$

Legyen W_{i0} egy elem névleges értéke.
Vezessük be az

$$s_i = \frac{S_i}{K_0} W_{i0}$$

relatív érzékenységet és az

$$f_i = \frac{\alpha_i}{W_{i0}}$$

relatív toleranciahatárt.
Így (3)-at átírva, adódik:

$$\Delta a = \sum_{i=1}^{n} \mathrm{Re}\, s_i f_i\,. \qquad (19)$$

A súlyozott valószínűségi módszer [6], [7] az elemeket érzékenységük nagysága szerint három csoportba sorolja, mégpedig

1. Elsőrendű súlyozás

Azon elemeket, melyek megváltozására a végparaméterek a legérzékenyebbek, élettartamvégi toleranciákkal számítjuk. (Az élettartamvégi toleranciák a kezdeti és az élettartam végéig szerzett toleranciák összegeként adódnak.)

2. Másodrendű súlyozás

Azon elemeket, melyek megváltozásai a végparaméterekre közepes mértékben hatnak, a kezdeti toleranciákkal vesszük figyelembe.

3. Harmadrendű súlyozás

Névleges értékükkel vesszük figyelembe azokat az elemeket, melyek megváltozásai a végparaméterekre elhanyagolható hatással vannak.

Az elemek besorolását a három csoportba matematikai analízis vagy mérési eredmények alapján végezhetjük. Célszerű a besorolást a 10. táblázat alapján végezni. A mi esetünkben f_i valós, az elem toleranciáknak, a csillapításra gyakorolt hatását az együtthatók súlyozzák. Re $s_i = \mathrm{Re}\,\frac{S_i}{K_0} W_{ic}$ értékeit a 11. táblázat tünteti fel. Ugyanitt leolvashatjuk a súlyozási csoportokat is.

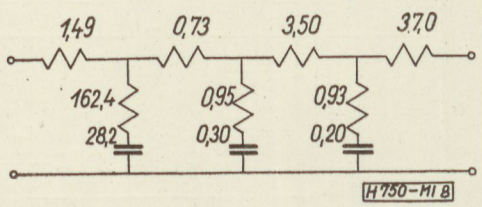
A súlyozott valószínűségi módszer szerint általában a súlyozás alapjául $|s_i|$ szolgál. Most célszerűbbnek mutatkozik Re s_i szerint súlyozni. A súlycsoportok határain levő elemeknél azonban már megnézzük $|s_i|$ értékeit is.

10. táblázat

Súlyozás rendje	$\lvert s_i \rvert_{\min}$	$\lvert s_i \rvert_{\max}$
I.	0,6	∞
II.	0,2	0,6
III.	0	0,2

A számítások szerint $|s_{c4}| = 1{,}406$ adódik, de $|s_{l3}| = 0{,}498$. Az első súlycsoportba l_3-at már nem vesszük be. Így c_4-et és a még fokozottabban ható c_6-ot elsőrendűen súlyozzuk. A legkisebb hatást l_2 és l_7 megváltozásai fejtik ki. Az l_2-nél jobban ható, de még mindig kis hatású l_7-re $|s_{l7}| = 0{,}002$, viszont a közepes hatású elemek között a legkisebb mértékben ható c_2-re $|s_{c2}| = 0{,}466$. Ezért c_2-t másodrendűen, l_2-t és l_7-et harmadrendűen súlyozzuk. A többi elem másodrendű hatást fejt ki. Ezen súlyozásnak most gyakorlati jelentősége nincs, mivel a sávszűrő transzformáció s_i értékeit is megváltoztatja és az aluláteresztő gyártásra nem kerül. Mindamellett a későbbi tolerancia-felvételeknél jó tájékozódásra nyújt alkalmat.

Ha most az aluláteresztő toleranciáit úgy vesszük fel, hogy a Re $s_i f_i$ szorzatok azonosak legyenek (ez az f_i valószínűségi változókra vonatkozó szórások egyenlőségét jelenti) és a selejtszázalék 0,1% alatt legyen, a 8. ábra eredményei adódnak. A selejtszázalék a 9. ábra alkalmazásával számítható (részletesebben [3]).



8. ábra. Az aluláteresztő elemeinek %-os tűréshatárai

A súlyozott valószínűségi módszer nem követeli meg a szórások egyenlőségét, ezért az itt kapott eredményeket csak támpontként használjuk fel.

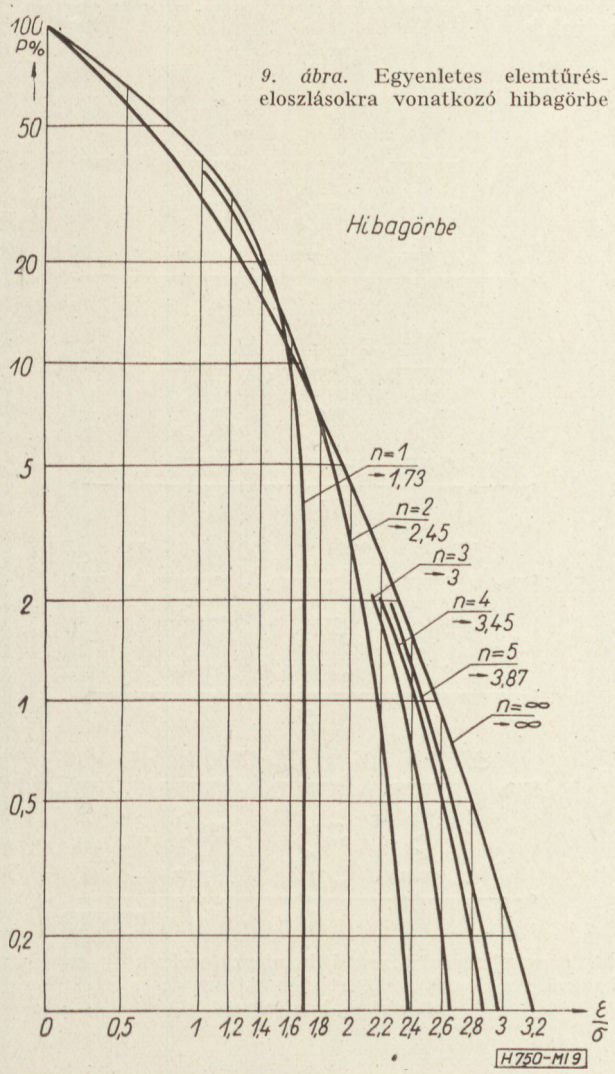
A sávszűrő kondenzátorainak toleranciáit, az aluláteresztő toleranciákból a (17) és (18) alapján számíthatjuk. A 2.42-ben bemutatott felvétel esetén a sávszűrő toleranciáira a 10. ábra eredményei adódnak.

A (18) egyenlet alkalmazásánál látható, hogy ilyen feltétel esetén a keresztágban minden esetben

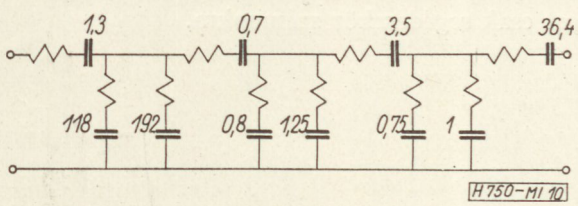
$$|S_{jl1} \Delta l_i| \gg |S_{jc1} \Delta c_i|\,. \qquad (19)$$

11. táblázat

ALULÁTERESZTŐ					SÁVSZŰRŐ					
	$(\mathrm{Re}\ s_i)\cdot 10^{-3}$	Súlyozás	f_i	$\alpha_i \cdot 10^{-3}$		$\lvert S_{li}\Delta l_i\rvert \cdot 10^{-3}$	$\lvert S_{ci}\Delta c_i\rvert \cdot 10^{-3}$	Súlyozás	α_i	f_i
l_1	32,7	II	1,49	3,5	C_1	24,4	—	II	24,4	1,3
l_2	—0,30	III	162,4	139,2	C_{21}	785	285,4	III	1070,4	118
c_2	1,73	II	28,2	221,7	C_{22}	7640	436	III	8076	192
l_3	66,4	II	0,23	7,7	C_3	3,0	—	II	3,0	0,7
l_4	51,4	II	0,95	3,1	C_{41}	3,1	0,4	II	3,5	0,8
c_4	162,4	I	0,30	3,1	C_{42}	11,1	0,4	II	11,5	1,25
l_5	—14	II	3,50	37,6	C_5	14,3	—	II	14,3	3,5
l_6	52,1	II	0,93	3,7	C_{61}	2,2	0,2	II	2,4	0,75
c_6	243,8	I	0,20	1,1	C_{62}	8,3	0,2	II	8,5	1,0
l_7	1,32	III	37,0	3,4	C_7	17 200	—	III	17 200	36,4



9. ábra. Egyenletes elemtűrés-eloszlásokra vonatkozó hibagörbe



10. ábra. A sávszűrő elemeinek %-os tűréshatárai

Minthogy súlyozott valószínűségi módszer szerint fogunk méretezni, f_i-t úgy fogjuk felvenni, hogy a szórások azonos nagyságrendbe essenek. Ezért (19) továbbra is igaz lesz.

A méretezés szempontjából (19) nagyon előnyös eredmény. Ez ugyanis azt jelenti, hogy a sávszűrő keresztági kondenzátorainak toleranciáit az aluláteresztő keresztági kondenzátorai a toleranciák kicsiny volta miatt nem befolyásolják lényegesen és azokat döntően az aluláteresztő tekercstoleranciái szabják meg. Ezért az aluláteresztő csillapításingadozását elsőrendűen befolyásoló c_4 és c_6 kondenzátorok névleges értékűnek vehetők a későbbi felvételek folyamán.

A sávszűrő kondenzátorainak súlyozását a 10. ábra alapján egyszerűen elvégezhetjük. Ezen súlyozásnak már gyakorlati jelentősége van, mivel a sávszűrő gyártásra kerül.

C_{21}, C_{22} és C_7-re nagyságrenddel nagyobb toleranciák adódtak. Ezeket harmadrendűen súlyozzuk. Minden felvételnél tetszőlegesen enyhe (pl. 10%) toleranciát engedünk meg és számítás szempontjából névleges értéküket tekintjük, azaz $f_i = 0$-t veszünk.

A többi elemet másodrendűen súlyozzuk. Megfigyelhető, hogy a transzformáció az aluláteresztő elsőrendűen súlyozott elemeinek hatását csökkenti. A súlyozás eredménye a 11. táblázatról leolvasható. Az elsőrendűen súlyozott elemek hiánya arra enged következtetni, hogy a felhasználás során (pl. öregedés következtében) keletkező toleranciák a sávszűrő csillapítás-karakterisztikáját már nem befolyásolják.

Támpontunk a 10. ábra szerinti felvétel.

A harmadrendűen súlyozott elemeket 10%-osoknak vesszük fel.

A másodrendűen súlyozott elemek toleranciahatárait sorozatosan lazítjuk, amíg a selejtszázalék nem szökik túl magasra.

A selejtszázalékot 2.5.-ben számítjuk ki.

A sorozatos lazítással a 11. ábra szerinti *a*, *b*, *c*, *d* felvételeket fogjuk megvizsgálni.

A toleranciahatárokat szabványosan vettük fel.

2.5. *Az aluláteresztő elemtoleranciáinak számítása*

Mint már említettük, a selejtszázalékot az egyszerűbb számítás végett az aluláteresztőben számítjuk. Szükséges tehát a felvett sávszűrő elemtoleranciáknak megfelelő aluláteresztő elemtoleranciák kiszámítása. Természetesen az nem zavarhat bennünket, hogy az aluláteresztőre gyártás szempontjából értelmetlen toleranciák jönnek ki. Az aluláteresztő most csak segédeszköz számunkra.

A sávszűrő elemtoleranciáiból kiszámítjuk az S_j „érzékenységek" segítségével az aluláteresztő elemtoleranciáit, felhasználva a (17) és (18) egyenleteket.

Minthogy a keresztágban két valószínűségi változónk van, ezért itt a legrosszabb esetet vesszük, tehát az abszolút értékeket összegezzük, azaz

$$\left.\begin{aligned}\Delta C_{i2} &= |S_{jl2}\Delta l_i| + |S_{jc2}\Delta c_i| \\ \Delta C_{i1} &= |S_{jl1}\Delta l_i| + |S_{jc1}\Delta c_i|\end{aligned}\right\},$$

ahonnan

$$\Delta c_i = \frac{|S_{jl2}|\,|\Delta C_{i1}| - |S_{jl1}|\,|\Delta C_{i2}|}{|S_{jl2}|\,|S_{jc1}| - |S_{jl1}|\,|S_{jc2}|} \tag{20}$$

és

$$\Delta l_i = \frac{|S_{jc1}|\,|\Delta C_{i2}| - |S_{jc2}|\,|\Delta C_{i1}|}{|S_{jl2}|\,|S_{jc1}| - |S_{jl1}|\,|S_{jc2}|}\,. \tag{21}$$

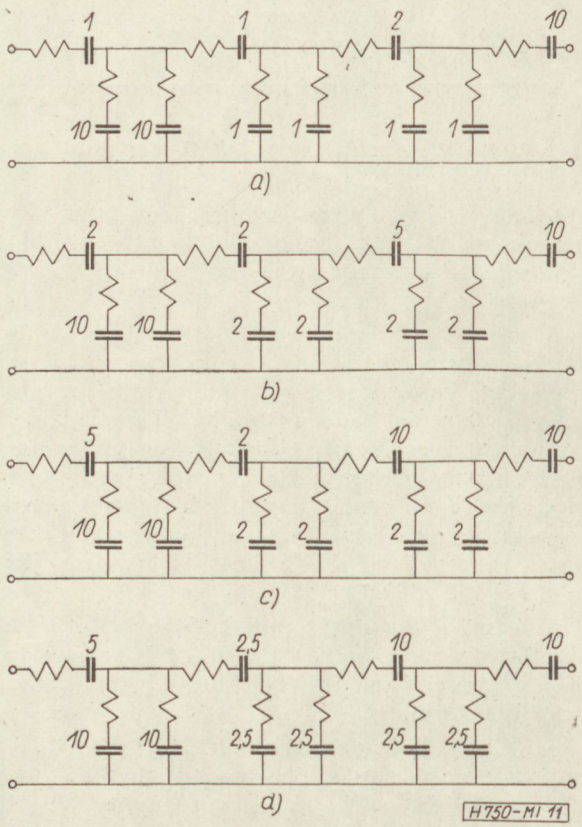
A hosszanti ágban $\Delta C_i = S_{jl}\Delta l_i$; innen $\Delta l_i = \frac{\Delta C_i}{S_{jl}}$. Figyelembevéve (19)-et, a keresztágban $\Delta c_i \cong 0$ vehető.

Eredményeinket a négy felvétel esetén a 12. ábra tünteti fel.

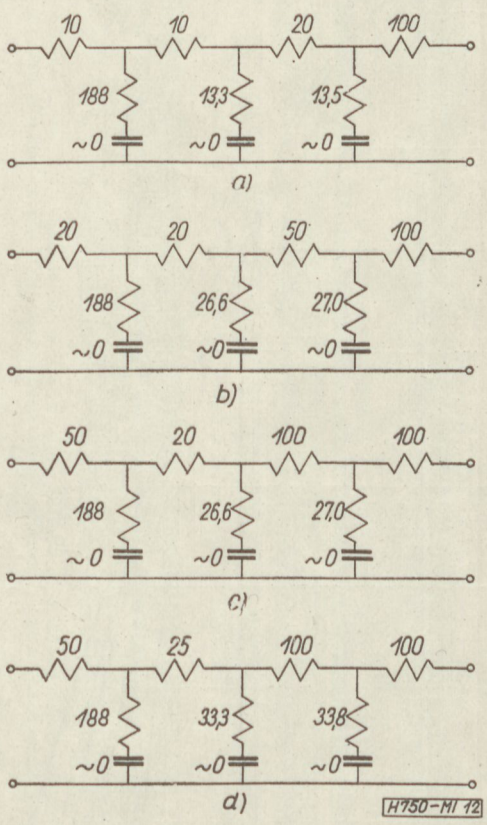
2.6. *A selejtszázalékok számítása*

Az elemtoleranciák eloszlását a toleranciahatárokon belül egyenletesnek tételezhetjük fel. A selejtszázalék

$$p = P(\Delta a > \varepsilon) \tag{22}$$



11. ábra. A sávszűrő kondenzátorainak %-os tűréshatárai. Az elemek mellé írt számok a névleges értéktől való eltérést %-ban jelentik (f_i)



12. ábra. Az aluláteresztő kondenzátorainak %-os tűréshatárai. Az elemek mellé írt számok a névleges értéktől való eltérést %-ban jelentik (f_i)

annak a valószínűsége, hogy a csillapításingadozás a megengedett $\varepsilon = 3\text{mNp}$-nél nagyobb.

Ekkor felhasználhatjuk az egyenletes elemtolerancia elosztásra vonatkozó 9. ábrát. A súlyozott valószínűségi módszernél σ az ún. „közepes szórás", melyet az eredő σ_e szórásból

$$\sigma = \frac{\sigma_e}{\sqrt{n - n_{III}}}$$

szerint származtatunk, ahol n az összes, n_{III} a harmadrendűen súlyozott elemek száma. n_{III}-at a négy esetnek megfelelően vizsgáljuk.

Egyenletes eloszlás esetén a szórás a maximális eltérés $\frac{1}{\sqrt{3}}$-a. Valószínűségi változónak $\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\Delta W_i$-t tekintjük.

Felhasználva azt, hogy az elemtoleranciák függetlenek, az eredő szórásnégyzet:

$$\sigma_e^2 = \sum_{i=1}^{7}\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\,\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\,\alpha_i\right)^2. \qquad (23)$$

A szórásokkal, ill. a szórásnégyzetekkel arányos $\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\alpha_i\,10^{-6}$; $\left(\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\alpha_i\right)^2 10^{-9}$ mennyiségeket a 12. táblázat tünteti fel.

Ha $\sum_{i=1}^{7}\left|\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\alpha_i\right| \leqq \varepsilon$, akkor a tervezés a legrosszabb esetnek megfelelő tervezés szerint is megfelel, tehát nincs selejt.

Ha $\sum_{i=1}^{7}\left|\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\alpha_i\right| > \varepsilon$, akkor kisebb-nagyobb selejt keletkezik.

a) esetben $\sum_{i=1}^{n}\left|\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\alpha_i\right| = 0{,}0028 < \varepsilon = 0{,}003.$

Nincs selejt, azaz $p = 0$.

b) esetben $\sum_{i=1}^{n}\left|\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\alpha_i\right| = 0{,}0056 > \varepsilon = 0{,}003.$

Valószínűségi számítást kell végeznünk.

Az eredő szórásnégyzet

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{3}\sum_{i=1}^{n-n_{III}}\left(\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\,\alpha_i\right)^2 = 2{,}182\cdot 10^{-6}.$$

Látható, hogy az eredő szórásnégyzetet döntően l_3, l_4 és l_6 szórásnégyzetei alakítják ki.

A többi elemet harmadrendűen súlyozhattuk és így $n_{III} = 7$. σ_e^2 értékéből $\sigma_e = 1{,}687\cdot 10^{-3}$.

A közepes szórás

$$\sigma = \frac{\sigma_e}{\sqrt{n - n_{III}}} = \frac{1{,}687\cdot 10^{-3}}{\sqrt{3}} = 0{,}001.$$

Tehát

$$\frac{\varepsilon}{\sigma} = \frac{0{,}003}{0{,}001} = 3.$$

A 9. ábra szerint $n = 3$ esetén $\frac{\varepsilon}{\sigma} = 3$ az aszimptóta, azaz e felvételnél még éppen nincs selejt. (Megjegy-

12. táblázat

$\Omega_a = 1$	*a*		*b*		*c*		*d*	
	$\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\alpha_i\cdot 10^{-6}$	$\left(\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\alpha_i\right)^2\cdot 10^{-9}$	$\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\alpha_i\cdot 10^{-6}$	$\left(\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\alpha_i\right)^2\cdot 10^{-9}$	$\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\alpha_i\cdot 10^{-6}$	$\left(\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\alpha_i\right)^2\cdot 10^{-9}$	$\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\alpha_i\cdot 10^{-6}$	$\left(\mathrm{Re}\frac{S_i}{K_0}\alpha_i\right)^2\cdot 10^{-9}$
l_1	327	106,9	654	427,6	1635	2670	1635	2670,0
l_2	56	3,2	56	3,2	56	3,2	56	3,2
c_2	0	0	0	0	0	0	0	0
l_3	664	440,9	1328	1763,6	1328	1763,6	1660	2750,0
l_4	685	468,5	1369	1874,0	1369	1874,0	1710	2930,0
c_4	0	0	0	0	0	0	0	0
l_5	279	78,0	698	488,0	1397	1952,0	1397	1952,0
l_6	702	492,8	1404	1971,2	1404	1971,2	1750	3060,0
c_6	0	0	0	0	0	0	0	0
l_7	132	17,4	132	17,4	132	17,4	132	17,4
Σ	2845	1607,7	5642	6545,0	7321	10 251,4	8340	13 390,0

zendő, hogy ilyen kis $n - n_{III} = 3$ figyelembe veendő elemszám mellett a közepes szórás bevezetése aránylag nagyobb hibát eredményezhet. Mindenesetre a selejtszázalék ez utóbbit tekintetbe véve is a mérhetőség határa alatt lehet.)

c) és *d)* esetet a *b)* esethez hasonlóan számíthatjuk. *c)* esetben a selejtszázalék $1^0/_{00}$ alatt, *d)* esetben $1^0/_{00}$ körül. Az eredményeket a 13. táblázat tünteti fel. A felvett esetekben a selejtszázalék tehát rendkívül csekély. Számításaink szerint azonban további lazítás alig jelent valami előnyt.

13. táblázat

Felvétel	$\sigma_\varepsilon^2 \cdot 10^{-6}$	$\sigma\varepsilon \cdot 10^{-3}$	n	$\sigma \cdot 10^{-3}$	$\frac{\varepsilon}{\sigma}$	p
a	0,539	0,733				0
b	2,182	1,687	4	0,843	3,55	0
c	3,417	1,848	5	0,822	3,66	<0,001
d	4,463	2,110	5	0,95	3,16	0,001

2.7. Ellenőrzés a zárótartományra

A számítás az eddigiekhez hasonló módon történik. Megállapítható, hogy a hibás működés valószínűsége a zárótartományban mind a négy esetben nulla. A számítás közlésétől eltekintünk.

Gyakorlati tapasztalat mutatja, hogy az elsőfajú toleranciák elsősorban a reflexiós csillapítást befolyásolják és csak másodsorban hatnak a zárósávi üzemi csillapításra. Ezen tapasztalatot a bemutatott analízis is megerősíti.

2.8. Az optimális selejtszázalék becslése

Láttuk, hogy a selejt csak az áteresztősávi viselkedés miatt léphet fel. A felvett esetekben ez is max. $1^0/_{00}$-et ért el. A 12. táblázat eredményeiből következik, hogy a legszigorúbb (2,5%-os) toleranciájú elemek közül csupán az egyik korlátainak lazítása a selejtet %-os nagyságrendbe emelné.

Ilyen enyhe tűrésrendszerek mellett további lazítás nem jelent különösebb nyereséget az elemekre vonatkozólag. Viszont a selejt növekedése az önköltséget jelentős mértékben megnövelné.

Így külön eljárás [4] alkalmazása nélkül is megállapíthatjuk, hogy az optimális selejtszázalék $1^0/_{00}$ körül van.

2.9. Ajánlás a sávszűrő kondenzátorainak toleranciahatáraira

A *c* és *d* felvételnek megfelelő toleranciák betartása a leggazdaságosabb.

A szokásos 1, 2, 5, 10%-os toleranciasorozatú megoldás előnyösebb, ezért a *c* megoldást ajánljuk a toleranciák felvételére.

IRODALOM

1. *Dr. Géher Károly:* Lineáris hálózatok toleranciájáról és érzékenységéről. Híradástechnika, 1965. okt. 289—301. o.
2. *Sárossy József:* Toleranciaszámítás. Híradástechnika, 1966. máj. 146—149. o.
3. *Csurgayné Gereben Ildikó:* Toleranciaszámítás. Diplomaterv a BME Vezetékes Híradástechnika Tanszéken. 1963.
4. *Sárossy József:* Toleranciaszámítás. Diplomaterv a BME Vezetékes Híradástechnika Tanszéken. 1964.
5. *Madas István:* Toleranciaszámítás. Diplomaterv a BME Vezetékes Híradástechnika Tanszéken. 1965.
6. *N. Taylor:* Designing for Reliability. PROC. IRE. 1957. jún. 811—822. o.
7. *R. C. Burns—A. D. Lawson:* Quantized Probability Design Principles to Linear Circuits. IRE Trans. on Reliability, 1964. jún. 16—28. o.

V. Országos Anyagmozgatási Konferencia

A Műszaki és Természettudományi Egyesületek Szövetsége

KÖZPONTI

ANYAGMOZGATÁSI BIZOTTSÁGA

1967. október 23—27. között rendezi Budapesten, a Technika Házában

az V. ORSZÁGOS

ANYAGMOZGATÁSI KONFERENCIÁT

A konferencián ömlesztett és darabos anyagok komplex anyagmozgatási folyamatai, ezen belül az egyes anyagmozgatási technológiák, az anyagmozgató gépek konstrukciós és technológiai megoldásai, az anyagmozgatás szervezési és gazdaságossági kérdései — különös tekintettel az anyagmozgatásnak az új gazdasági mechanizmusban várható szerepére — kerülnek megvitatásra, szakmai filmek egyidejű bemutatása mellett.

A konferencián résztvevők az egyidőben rendezett anyagmozgatási tárgyú modell-, foto-, könyv- és folyóiratkiállítást is megtekinthetik.

A konferenciát követően gyártmányismertető előadásokra is sor kerül, amelyek a gyártmányok ismertetésén kívül kereskedelmi és propaganda célt is szolgálnak.

FARAGÓ TAMÁS és RÉT ANDRÁS
Távközlési Kutató Intézet

Közepes sebességű adatátviteli vizsgálatok mikrohullámú összeköttetésen

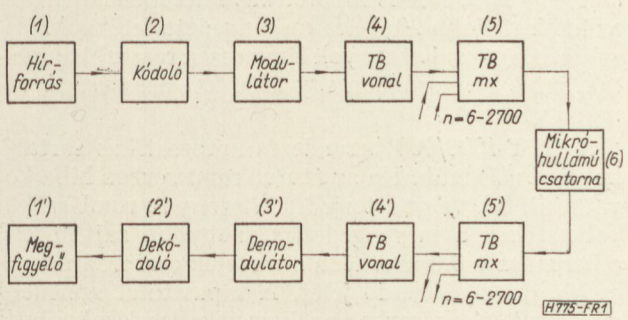
ETO 621.396.43:681.32

A jelenlegi belföldi és külföldi igények és ennek megfelelően a mikrohullámú rendszerek hazai fejlesztési célkitűzései megkívánják, hogy szélessávú mikrohullámú rendszerek a sokcsatornás távbeszélőjel, valamint a televízió-kép és kísérőhang mellett alkalmasak legyenek közepes és nagy sebességű digitális jelek átvitelére is. (A digitális jelek, ill. adatok átvitelének alapfogalmaival és időszerű kérdéseivel a Híradástechnika a közelmúltban foglalkozott [1, 2]). A Távközlési Kutató Intézetben a közepes sebeségű átvitellel kapcsolatban gyakorlati vizsgálatokat folytattunk.

Közepes sebességű digitális jelek átvitele mikrohullámú összeköttetéseken

A digitális jeleket a mikrohullámú rendszer szélessávú csatornáján továbbított több (6—2700) távbeszélő csatorna valamelyikén, esetleg egyszerre több távbeszélő csatornán viszik át. A távbeszélő csatornákon 2500 Baud sebességig terjedő jeleket szokás átvinni, de legelterjedtebb a 600 és 1200 Baud sebesség. A közepes sebességű adatátvitel különösen a számítógépes adatfeldolgozásnál és azon belül első sorban az on-line rendszereknél nagy jelentőségű. Egyes országokban az adatátvitel már mint postai szolgáltatás jelentkezik. Az adat útját előfizetőtől előfizetőig az 1. ábra szemlélteti.

A hírforrás *(1)* jelét a kódoló *(2)* átvitelre alkalmas villamos jellé alakítja. (A kódoló a fenti feladatán kívül más szerepet is betölthet. Az átvitel közben fellépő zavaró hatások ellen hibajavító és hibajelző kódolással lehet védekezni. Ezen kódolások a hírforrás információjához annyi redundáns jelet adnak, hogy a vétel helyén az adott szöveg akkor is helyesen visszaállítható vagy a helytelen szöveg megismétlése kérhető, ha az átviteli csatornán hibák jönnek létre. A hibajavító és hibajelző kódolással nem foglalkozunk, csupán utalunk néhány idevonatkozó irodalomra [3, 4, 5, 6, 7]). A modulátorról *(3)* az előfizetői távbeszélő vonalra *(4)*, majd a multiplex berendezésen *(5)* keresztül a mikrohullámú csatornára *(6)* kerül a jel. A megfigyelőhöz *(1′)* a jel a távbeszélő multiplexen, illetve vonalon keresztül *(5′* és *4′)* demodulálás *(3′)* és dekódolás *(2′)* után jut.



1. ábra. Az adat útja előfizetőtől előfizetőig

A közepes sebességű adatátvitelnél az alapsávi távbeszélő csatornába eső — pl. 1800 Hz-es — vivőhullámot modulálják. A moduláció lehet amplitúdó-, frekvencia- vagy fázismoduláció, melyek zavarérzékenysége a felsorolás sorrendje szerint csökken. A modulált jel a távbeszélőmultiplex egy csatornájaként másodlagos modulációval (AM) foglalja el helyét a sokcsatornás alapsávi távbeszélő jelben. A sokcsatornás alapsávi jellel a mikrohullámú rendszeren belül a KF jelet modulálják (FM) és a kapott jelet a mikrohullámú tartományba teszik át.

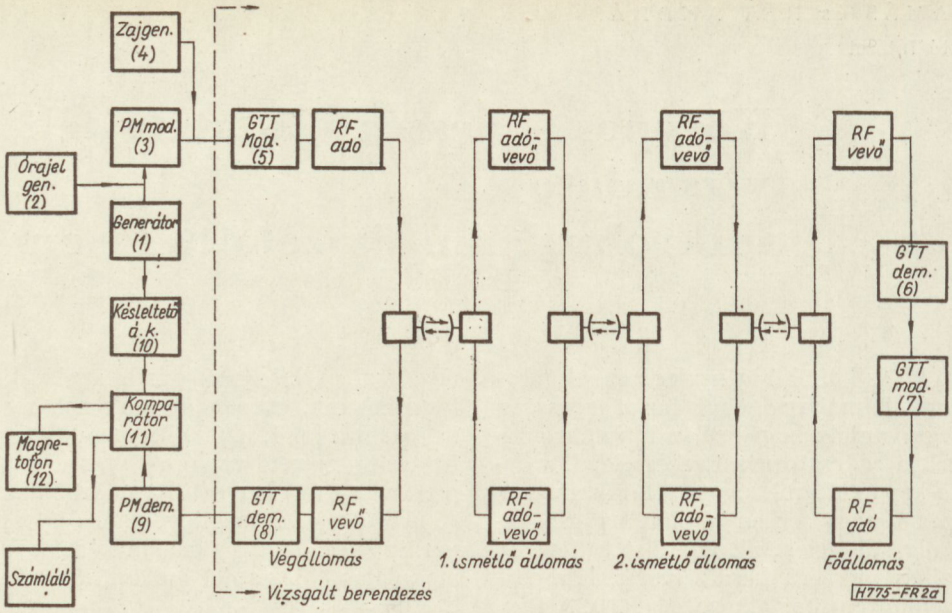
A vázolt módon továbbított jel, különösen a mikrohullámú jel, torzításoknak van kitéve, melyek elsősorban a terjedési zavarokból és a különböző eredetű rövididejű megszakadásokból keletkeznek. A zavarok hatását az előfizető a vett jel hibaarányán méri le. (Hibaarányon a tévesen vett jelek (impulzusok, betűk, blokkok) számának és az összes átvitt jel számának a hányadosát értjük.) Tekintve, hogy a különféle közleményeknél megengedhető hibaarány igen kicsi (10^{-5}—10^{-8}), a mikrohullámú berendezések tervezőit erősen foglalkoztatja az adatátvitel kérdése.

A fent leírt rendszer viszonyainak vizsgálatához az alábbi mérést végeztük el.

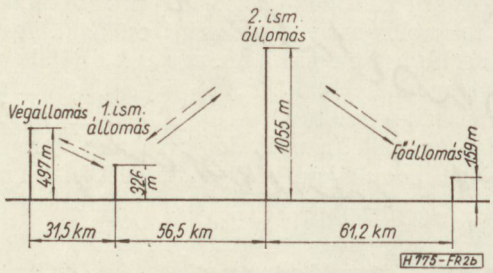
A mérés leírása

A vizsgálat célja a mikrohullámú rendszeren átvitt közepes sebességű digitális jel várható hibaarányának megállapítása volt. A méréseket az Intézetben kifejlesztett GTT 4000/600 berendezéssel [8, 9] felszerelt egyik mikrohullámú láncon végeztük huroküzemben. A mérési elrendezés a 2*a* ábrán, az állomások elhelyezése a 2*b* ábrán látható.

Az átviteli sebességet 1200 Baudra választottuk, mivel ez a CCITT által megadott sebesség-határok közé esik, a nemzetközi gyakorlatban elterjedt és a hazai fejlesztési célkitűzések is ezt írják elő [10]. A huroküzem biztosította a mérések jobb áttekinthetőségét és azt, hogy a vizsgálóberendezések hibái közül a generátor hibái kirekeszthetők. (A mérés célja a mikrohullámú csatorna vizsgálata volt, tehát az



2a. ábra. Mérési elrendezés



2b. ábra. Állomás távolságok és magasságok

összes többi berendezést vizsgálóberendezésnek tekintettük.)

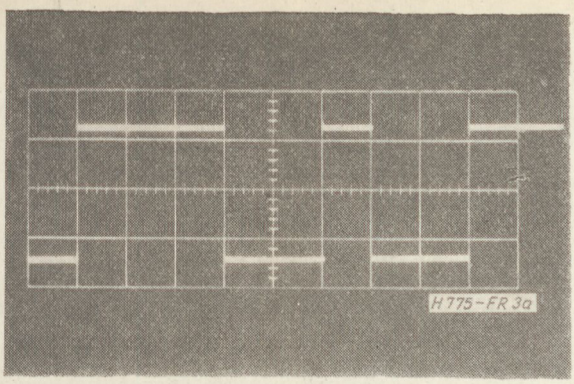
A bináris digitális jeleket a generátor *(1)* szolgáltatta [11]. A generátor által szolgáltatott jelek 255 impulzusonként ismétlődő álvéletlen impulzussorozatot alkotnak, amely statisztikai tulajdonságait tekintve megfelel a természetes hírforrás által kibocsátott jelnek. A *0* és *1* jelek előfordulási valószínűsége 1/2; az egyes átmenetek *(00, 01, 10* és *11)* előfordulási valószínűségei megegyeznek stb. Az impulzussorozat az órajel generátor *(2)* által szolgáltatott jelekkel együtt a fázismodulációval működő modulátorra *(3)* kerül [11]. A 3*a* ábra az adatjelet, a 3*b* ábra a szűrt, a 3*c* ábra a modulált, a 3*d* ábra a sávhatárolt modulált jelet ábrázolja.

A PM modulátor az 1800 Hz-es vivőt modulálta, ezt a modulált jelet közvetlenül a GTT 4000/600-as rendszer végállomási modulátorára *(5)* adtuk. A mérési összeállításban tehát távbeszélő multiplex nem szerepel. A GTT 4000/600-as modulátor a jelet mikrohullámra tette át. A mikrohullámú jelet két ismétlőállomáson keresztül a főállomásra juttattuk. Ott a demodulátorral *(6)* az 1800 Hz-es fázismodulált jelet állítottuk elő, majd a modulátorra *(7)* adtuk. Ezután a mikrohullámú jelet a két ismétlőállomáson keresztül a végállomásra juttattuk, ahol a mikrohullámú rendszer demodulátorával *(8)* visszaállítottuk az 1800 Hz-es modulált jelet, majd a demodulátorral *(9)* az adatsorozatot. A demodulált adatjelet szűrés előtt, illetve szűrés és négyszögesítés után a 4*a*, 4*b* és 4*c* ábrák mutatják. A vett jelet és a generátor késleltetőn *(10)* átvitt jelét a komparátorra *(11)* adtuk, amely hibajelet állított elő. A hibajelet és az órajelet az átalakított magnetofonon *(12)* mágneses szalagra rögzítettük [11].

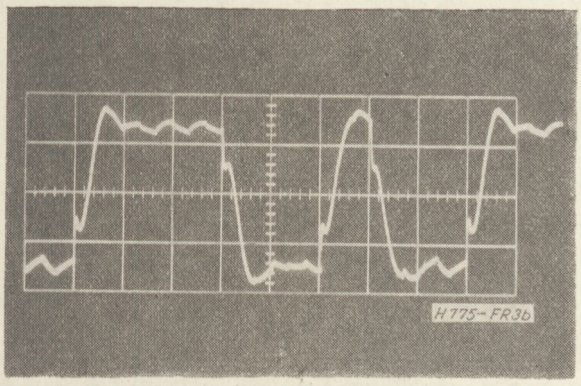
A jel szintje megfelelt a nemzetközi ajánlásoknak. A fázismodulációs és GTT 4000/600-as modemek illesztő egységeken keresztül csatlakoztak. Az illesztő egységek feladata kettős: egyrészt az előírt jelszint biztosítása a berendezéseken, másrészt a fázismodulációs modemek 600 ohmos és GTT 400/600-as modemek 75 ohm-os csatlakozási pontjainak illesztése.

Az FM rendszerek jellegéből következik, hogy a mikrohullámú vevők zajtényezőjétől és a terjedési viszonyoktól függő termikus zaj csak az alapsáv felső csatornáiban zavarhat. A vizsgált digitális jelet az alapsáv alatt vittük át, ahol a zajviszonyok kedvezőbbek. Ennek ellensúlyozására a felső csatornák nagyobb zajszintjének leutánzására a modulált jellel párhuzamosan a jel környezetébe egy beszédcsatorna-sávszélességben 15 000 pW zajt adtunk be, ami kétszerese a 2500 km-es hipotetikus referenciahálózaton az idő legfeljebb 20%-ára megengedett értéknek. Ezzel az átlagos zajviszonyok lényegesen rosszabbak voltak, mint a valóságban egy 2500 km hosszúságú vonalon várható.

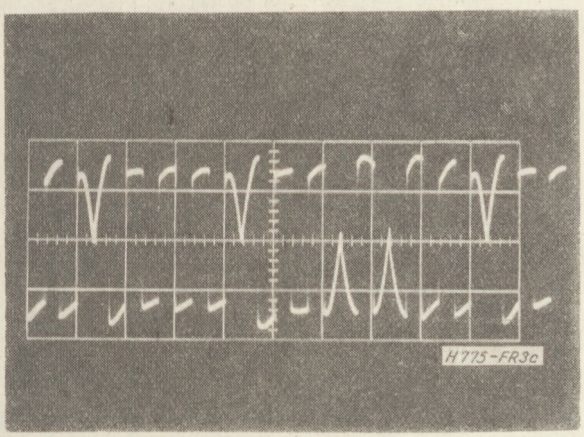
A GTT 4000/600 berendezés automatikus tartalékolással működik. Ha az átvivő rendszerben hiba következik be, vagy a terjedési viszonyok romlása következtében a megengedettnél nagyobb zaj lép fel, a berendezés önműködően a tartalék csatornára kapcsolja át az átviendő jelet. A tapasztalat szerint a digitális jelet elsősorban az ilyen átkapcsolások miatti rövididejű csatornamegszakadás torzítja. A csatorna-



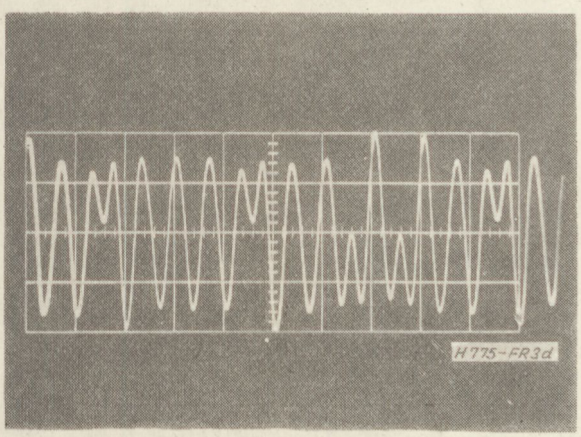
3a. ábra. Az adatjel szűrés előtt



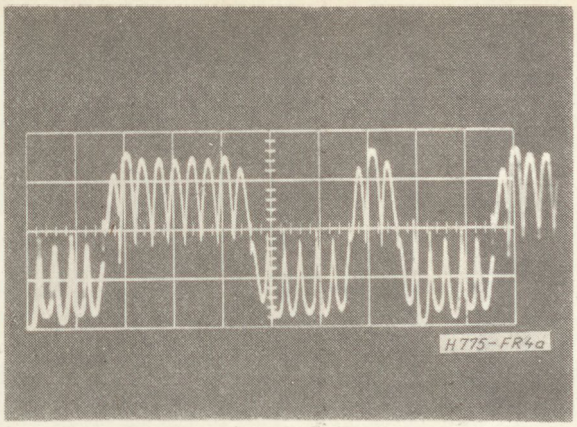
3b. ábra. Az adatjel szűrés után



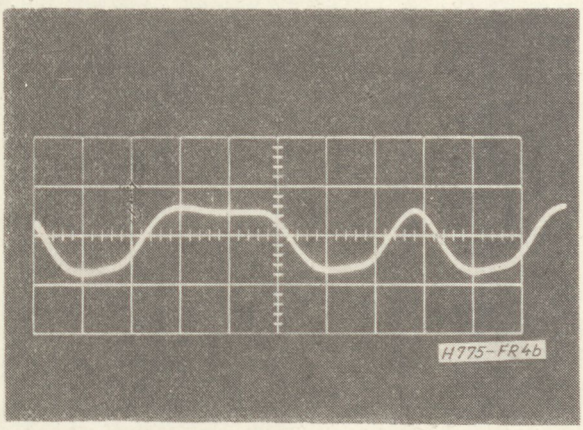
3c. ábra. Az adatjellel modulált vivő



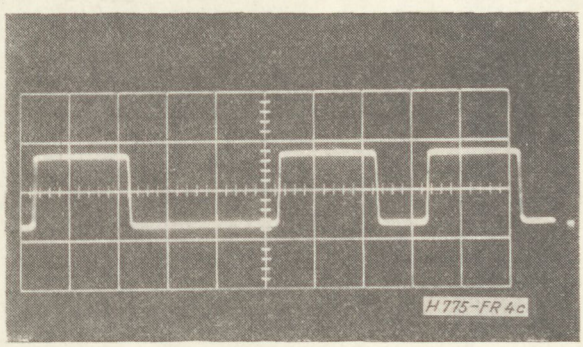
3d. ábra. A sávhatárolt modulált vivő



4a. ábra. A demodulált adatjel szűrés előtt



4b. ábra. A demodulált adatjel szűrés után



4c. ábra. A demodulált adatjel négyszögesítés után

megszakadás hatása a digitális jelre természetesen nem függ a távbeszélő csatorna alapsávban elfoglalt fekvésétől. (Ezekről a jelenségekről részletesebben beszélünk a „Következtetések, megjegyzések" c. pontban.)

A mérések előtti vizsgálatok adatokat szolgáltattak a PM modem rövidzárban mért hibagyakoriságáról. Ez a mikrohullámú csatorna hibagyakoriságánál több nagyságrenddel kisebb. A mérések folyamán átviendő impulzusok számát az idevonatkozó ajánlások és irodalom alapján 10^7 nagyságrendűre választottuk [10]. Az előfordult hibák számát a mérés folyamán egy számlálóról állandóan le lehetett olvasni. A méréssel egyidejűleg regisztráltuk a hullámterjedés szempontjából legkedvezőtlenebb szakaszon az üzemi és tartalék csatorna bemenő szintjét.

Az eredmények értékelése

A mérést tíz részletben végeztük, egyenként kb. $3 \cdot 10^6$ impulzust átvive. A magnetofonszalagon rögzített hibajelet átalakító és lyukasztó segítségével lyukszalagra tettük át, így elérve, hogy a megfigyelés eredménye számítógépes adatfeldolgozásra alkalmas formában álljon rendelkezésre [11]. A módszer pontosságát a számlálóval történő összehasonlítással ellenőriztük.

A lyukasztás során 252 impulzusból álló blokkokat alakítottunk ki a CCITT ajánlásának megfelelően [10]. A nyolccsatornás szalag első hét csatornájában az egyes impulzusokra vonatkozó, a nyolcadik csatornában a blokkokat jelző információt helyeztük el. Az így előállított szalagot URAL-II típusú számológépbe adva, megfelelő program segítségével statisztikát készítettünk. A statisztika a következő adatokból áll:

a) Az összes blokk száma

b) A hibátlan blokkok száma (hibátlan az a blokk, amelyben egyetlen tévesen vett impulzus sincs)

c) A tévesen vett impulzusok száma

d) Az üzemkiesések tartama (üzemkiesésnek a CCITT meghatározása szerint azt nevezzük, amikor a csatorna 300 ms-nál hosszabb ideig nincs jelátvitelre alkalmas állapotban [10]).

A mérés leírásában közöltük, hogy a hibajelet komparátor adta, olymódon, hogy a vett jelet összehasonlította az adóoldali generátor jelével. Ha tehát a vonalon megszakadt a jel és ugyanakkor az adóoldalon is jelszünet volt, a komparátor nem adott hibajelet. A jelsorozat felépítéséből kiindulva az üzemkiesés bekövetkezése az alábbi módon határozható meg:

1. Mivel a kiesés időtartama legalább 300 ms, és a 0 és 1 jelek előfordulási valószínűsége 0,5, közelítőleg legalább annyi hibának kell előfordulni, mint ahány jelet 150 ms alatt 1200 Baud sebességgel át lehet vinni. Azért csak közelítőleg, mert a jelsorozat tetszőleges részét vizsgálva nem mindig igaz, hogy a 0 és 1 jelek száma egyenlő, mivel pl. nyolc egyforma jel is követheti egymást.

2. Az előbbieket figyelembe véve megadható, hogy a kiesési idő alatt átvitt jelek hány százaléka kell, hogy téves legyen.

3. Szintén a fentiek alapján legfeljebb nyolc helyesen vett impulzus következhet egymás után az üzemkiesési időn belül.

Az üzemkiesést egyébként a GTT 4000/600-as berendezés távjelző és automatika rendszere is jelzi és így lehetőség volt arra, hogy az ilyen jellegű zavarokat az adatáviteli vizsgálat során vezetett üzemnaplóba bejegyezzük. Az üzemkiesés tartamát az első tévesnek jelzett impulzustól az utolsó tévesnek jelzett impulzusig számítottuk egy kiesési időszakon belül.

e) Az üzemkiesési időn kívül tévesen vett impulzusok száma. (A *c)* pont szerinti tévesen vett impulzusok számából le kell vonni a *d)* pont szerinti tévesnek jelzett impulzusokat.)

A tíz részletben végzett átvitel eredményei az 1. táblázatban láthatók.

A mérési eredményekből elsősorban az átvitel hibaarányát, hitelességét és megbízhatóságát kívánjuk meghatározni.

A hibaarány meghatározásához a tévesen vett impulzusok közül kizártuk az üzemkiesések ideje alatt vett jeleket. Ezzel a kikötéssel a tévesen vett impulzusok száma 96, tehát az impulzus-hibaarány $3 \cdot 10^{-6}$. Hasonló megfontolással a hibás blokkok száma 30 és a blokkhibaarány $2{,}4 \cdot 10^{-4}$. Érdekes megjegyezni, hogy az éjszakai és nappali átvitelnél a hibagyakoriságban szignifikáns eltérés nincs.

Az üzemkiesések időtartama 69,7 s volt. A megbízhatatlanság $2{,}7 \cdot 10^{-3}$. Az üzemkieséseket minden esetben az 1. ismétlőállomás hálózati ellátásában bekövetkezett zavar okozta. A méréseket a mikrohullámú összeköttetés normál üzemidején kívül végeztük, így az állomások szünetmentes áramforrásai nem üzemeltek.

Következtetések, megjegyzések

Megjegyezzük, hogy az elvégzett mérések alapján csupán minőségi becsléseket végezhetünk mikrohullámú összeköttetések adatátviteli tulajdonságait illetőleg. Az elért hibaarány azt bizonyítja, hogy a rendszerben nincs akadálya a közepessebességű adatok átvitelének (mivel a $3 \cdot 10^{-6}$ érték a követelményeknek közelítőleg megfelel és a hibajavító és jelző kódolással

Vizsgálati eredmények *1. táblázat*

Átvitel sorszáma	Kezdete			Átvitt impulzusok száma	Tévesen vett impulzusok száma	Átvitt blokkok száma	Hibás blokkok száma
	nap	óra	perc				
1.	XII. 8.	00	31	3 080 700	—	12 225	—
2.	XII. 8.	01	12	3 089 772	8	12 261	5
3.	XII. 8.	01	58	3 095 316	36	12 283	6
4.	XII. 8.	02	43	3 115 476	1	12 363	1
5.	XII. 8.	04	27	3 076 920	12	12 210	5
6.	XII. 15.	11	04	3 122 532	3	12 391	2
7.	XII. 15.	12	13	3 125 556	30	12 403	5
8.	XII. 15.	13	14	3 102 120	4	12 310	4
9.	XII. 15.	14	10	3 080 952	—	12 226	—
10.	XII. 15.	14	52	3 100 860	2	12 305	2
Összesen:				30 992 724	96	122 977	30

MAGYAR KÁBEL MŰVEK ÚJ GYÁRTMÁNYA

ALPLAST

műanyagszigetelésű és műanyagköpenyű erősáramú kábel, osztott nulla vezetővel

Általános ismertetés

Az alumíniumvezetőjű, műanyagszigetelésű és műanyagburkolatú erősáramú kábelek minden előnyös tulajdonsága megtalálható az ALPLAST kábelekben.

Egyszerű szerkezeti felépítés, gyárthatóság, szerelhetőség.

Kis súly,

Nagy hajlékonyság.

Szerkezeti felépítés

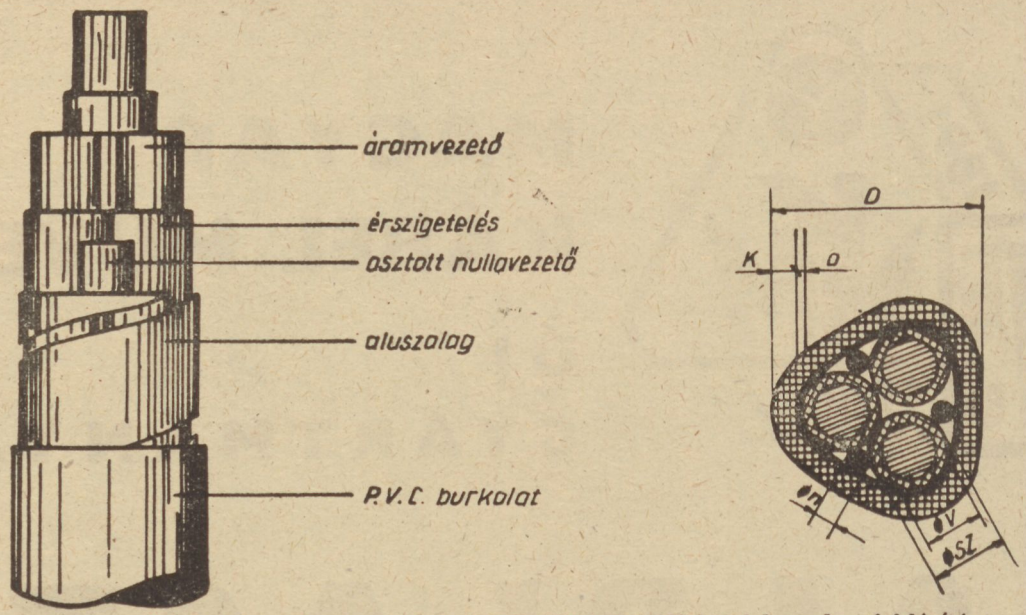
Az SZAMKAtM szabványos jelölésű 0,6/1 kV névleges feszültségű kábelben három tömör alumíniumvezetőjű, műanyagszigetelésű kábelér között helyezkedik el, egymástól 120°-ra, a három részből álló negyedik (nulla) vezető. A kábel műanyagköpenye alatt elhelyezett, a nullavezetőkkel folytonos villamos vezetői kapcsolatban levő alumíniumszalagtekercselés lehetővé teszi a kábel állandó elhelyezésű, *általános alkalmazását külső vagy belső térben, falra szerelve, felfüggesztve, földbe fektetve, nedves helyen, vagy vízben.*

Fokozott mechanikai védelem céljából készül kettős acélszalag páncélozással is (SZAMKAtVM). A kettős acélszalag közvetlenül a műanyagköpeny alatt helyezkedik el.

Példa a szabványos megnevezésre:

SZAMKAtM (vagy SZAMKAtVM) 3×150/150 ec, 0,6/1 kV osztott nullavezetőjű, műanyagszigetelésű és műanyagköpenyű energiaátviteli kábel, röviden: *ALPLAST 0,6/1 kV kábel.*

Az ALPLAST Uo (U=0,6/1 kV névleges feszültségű energiaátviteli kábeltípus 3×2,5/2,5-től 3×240) 240 mm² vezető keresztmetszet tartományban készül.

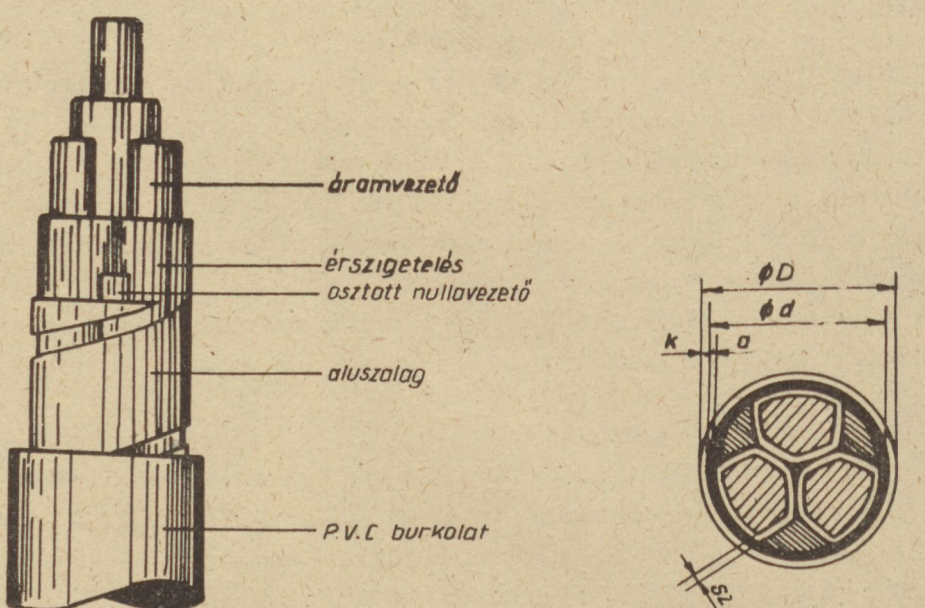


1. ábra. Tömör körszelvényű vezetőjű ALPLAST 0,6/1 kV kábelek szerkezeti felépítése

1. táblázat

Tömör körszelvényű vezetőjű ALPLAST 0,6/1 kV kábelek fontosabb méretei

Vezetők száma és névleges keresztmetszete mm²	*D*	*ø v*	*ø sz*	*ø n*	*a*	*K*
3× 2,5/3× 0,88 ec	11	1,8	3,6	1,7	0,2	1,8
3× 4 /3× 1,35 ec	12,2	2,3	4,3	1,4	0,2	1,8
3× 6 /3× 2,00 ec	13,4	2,8	4,8	1,6	0,2	1,8
3×10 /3× 3,33 ec	15,3	3,6	5,6	2,1	0,2	1,8
3×16 /3× 5,33 ec	17,4	4,6	6,6	2,6	0,2	1,8
3×25 /3× 8,33 ec	20,5	5,7	8,1	3,2	0,2	2,0
3×35 /3×11,66 ec	23,4	6,7	9,1	4,0	0,2	2,0
3×50 /3×16,66 ec	27,2	8,0	10,8	4,6	0,2	2,0



2. ábra. Ívelt ötszögszelvényű vezetőjű ALPLAST 0,6/1 kV kábelek szerkezeti felépítése

2. táblázat

Ívelt ötszögszelvényű ALPLAST kábelek fontosabb méretei

Vezetők száma és névleges keresztmetszete mm²	⌀ D	⌀ d	a	k	sz
3× 70/3×23,33 ec	28,4	24,4	0,2	2,0	1,4
3× 95/3×31,66 ec	32,6	28,2	0,3	2,2	1,6
3×120/3×40,00 ec	35,2	30,8	0,3	2,2	1,6
3×150/3×50,00 ec	39,2	34,8	0,3	2,2	1,8
3×185/3×61,66 ec	43,4	38,6	0,3	2,4	2,0
3×240/3×80,80 ec	48,6	43,4	0,3	2,6	2,2

A kábel szerkezeti felépítését az 1. és 2. ábra szemlélteti, főbb méreteit az 1. és 2. táblázatok tartalmazzák.

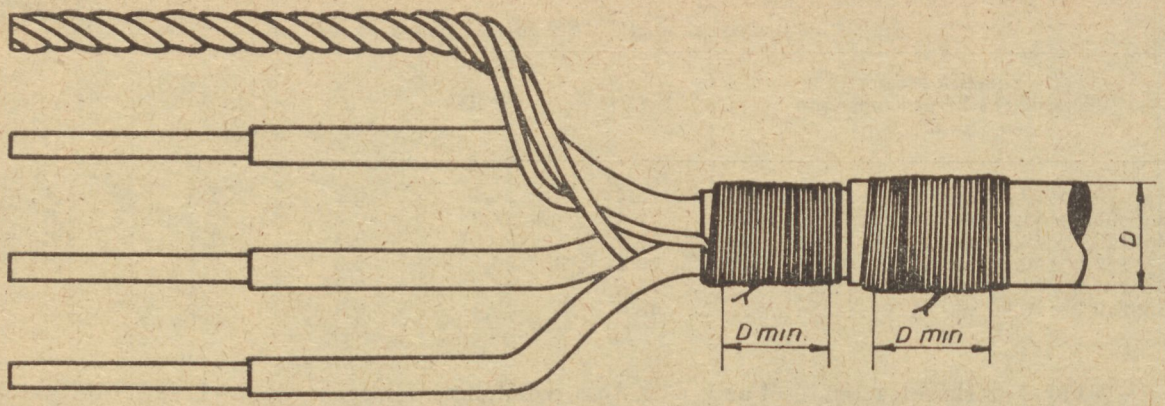
Szerelés

A kábel szerelésénél a három huzalból álló nullavezető egyszerű fogással, külön szerszám nélkül, negyedik vezetővé egyesíthető (3. ábra). A kábelszakaszok egymással való egyesítésénél az alumíniumszalag tekercselés villamos folytonosságát a nullavezetők huzalainak összehegesztésével kell biztosítani.

A szerelés alkalmával a kábelvégekről el kell távolítani a műanyagburkolatot. A burkolat alatt elhelyezett alumíniumszalag tekercselést 0,8—1,2 mm átmérőjű lágy vashuzaltekerccsel szorosan le kell kötni (4. ábra). A tekercselés hossza feleljen meg a kábelköpeny átmérőjének. A lekötés után a feleslegessé váló alumíniumszalagot el kell távolítani. Ezután a szigetelt ereket kb. 45°-os szögben — egymástól 120°-ra eltoltan — szét kell hajlítani, majd a szigetelt erek között a három ágra osztott, huzalokból álló nullavezetőt egyesíteni kell. A körszelvényű huzalokból álló nullavezetőket összesodorjuk, az ívelt háromszög profilukat pedig úgy hozzuk össze, hogy a három huzal legömbölyített oldalú háromszöget alkosson (3. ábra).

3. ábra

A kábelösszekötéseknél ügyeljünk arra, hogy a nullavezetőket azonos oldalon vezessük ki. Ezzel a hegesztés és az erek elrendezési munkáját könnyítjük meg.



4. ábra

A belsőtéri kábelvégelzárásnál az egyesített nullavezető szigeteléséről lágy PVC cső ráhúzásával, vagy varnish szalag tekercseléssel gondoskodjunk.

Az ALPLAST kábelek szerelésénél jól alkalmazhatók a már korábban kifejlesztett műgyanta kábelszerelvények. Tekintettel azonban arra, hogy e kábeltípus nincs folytonos fémköpennyel ellátva, a tökéletes vízzárás, valamint a PVC köpeny duzzadásának megakadályozása érdekében az előkészített (felérdesített és zsírtalanított) PVC felületekre 1 mm átmérőjű horganyzott huzalokból sűrűn egymás mellé tekercselt menetekből álló szoros lekötést kell alkalmazni.

1891
75
KMM
1966

MAGYAR KÁBEL MŰVEK

BUDAPEST XI., BUDAFOKI ÚT 60

Felelős kiadó: Sala Sándor

67.3., 3844 Réval nyomda Budapest

tovább csökkenthető). A vizsgált négyszakaszos összeköttetésen a terjedési viszonyok igen kedvezőtlenek. Az összeköttetés egyik szakaszán a csatorna átkapcsolást kiváltó mély fadingek száma feltűnően nagy volt, amint azt az üzemi és tartalékcsatorna bemenő szintjének egyidejű regisztrálása mutatta. Meg kell azonban azt is jegyezni, hogy a fading miatt bekövetkező átkapcsolások igen gyorsak (1—2 ms). Az 1200 Baudos sebességnél egy gyors átkapcsolásnál a mérések szerint 0—2 jel hibásodott meg. Katasztrofális meghibásodások esetén az átkapcsolás lassabban történik (8—10 ms), tehát több jel hibásodhat meg. Ez elkerülhető, ha a szélessávú csatornát adatátvitel esetén párhuzamosan kapcsolják a tartalékcsatornával, ami a GTT 4000/600-as rendszernél az egyik lehetséges üzemmód.

Az átviteli hibaarányt az ezen a vonalon végzett távírójel átviteli vizsgálatok eredményeivel összevetve megállapíthatjuk, hogy a fázismoduláció zavarérzéketlensége az amplitúdó modulációhoz viszonyítva a számokban is tükröződik [12].

A fent leírt vizsgálatokhoz a Posta Rádió és Televízióműszaki Igazgatóság biztosította a mikrohullámú összeköttetést. Az adatátviteli berendezés a Budapesti Műszaki Egyetem Vezetékes Híradástechnika Tanszékén készült. A méréseket a TKI üzemi kiértékeléssel foglalkozó rendszertechnikai csoportja végezte. Az URAL-II számítógéphez az értékelő programot az ÉM Számítástechnikai Vállalatnál készítették.

Kiértékelés *2. táblázat*

Részintervallum	Átvitt elemi jelek száma (átlagos érték)	Tévesen vett elemi jelek száma	Átvitt blokkok száma (átlagos érték)	Tévesen vett blokkok száma
1—2	6 198 544	8	24 596	5
3—4	6 198 544	37	24 596	7
5—6	6 198 544	15	24 596	7
7—8	6 198 544	34	24 596	9
9—10	6 198 544	2	24 596	2
Becsült hibaarány	(A)	$3 \cdot 10^{-6}$		$2{,}4 \cdot 10^{-4}$
A részintervallumokon megfigyelt hibagyakoriság legnagyobb értékének és a becsült hibaaránynak a hányadosa	(R)	1,99		1,52
A becsült hibaaránynak és a hibagyakoriság legkisebb értékének a hányadosa	(r)	9,3		2,95
Megbízhatósági szint	p	0,8		0,8
	q	0,5		0,5

Megjegyzés: p a valószínűsége annak, hogy újabb részintervallum megfigyelésénél a hibagyakoriság $[q, 1]$ intervallumba eső valószínűséggel a most megfigyelt legnagyobb és legkisebb érték — AR és A/r — közé esik.

Függelék

Statisztikai kiértékelés

Az 1. táblázat adatainak statisztikai kiértékelésénél csupán azt a feltevést alkalmazzuk, hogy a hibagyakoriságok nagysága a különböző sorszámú átviteli sorozatok esetén független, és hogy különböző, de egyenlő időtartamú átviteli sorozatokat tekintve, a hibagyakoriságok azonos eloszlású valószínűségi változók.

Alkalmazzuk a [13]-ban leírt kiértékelési eljárást. Az ott előírt kiértékelési szabályok esetén az 1. táblázatban közölt mintát öt — körülbelül egyenlő hosszúságú — részre oszthatjuk. Nevezetesen egy-egy részintervallumnak az 1—2, 3—4, . . . , 9—10 sorszámú átviteli sorozatok megfigyelési idejét tekintjük. (Az 1. táblázatból látható, hogy tíz részre osztás esetén már nulla értékű hibagyakoriság is fellép; ilyen finomságú felosztás — az alapul vett kiértékelési eljárás alkalmazása esetén — nem engedhető meg.)

A becslési eljárás eredményeit a 2. táblázatban foglaljuk össze.

A fentiekből látható, hogy hacsak a fellépő hibaforrások mechanizmusára részletes ismeretek nem állnak rendelkezésre — pl. nem állíthatjuk, hogy e hibákat kizárólag additív gauss-zaj okozza — a hibaarányra még viszonylag kiterjedt vizsgálat esetén is csak meglehetősen hozzávetőleges következtetéseket tehetünk. Semmiféleképp nem indokolt tehát a hibaarányok akár két számjegy pontosságú megkülönböztetése.

Természetesen valóságos körülmények között csak tényleges megfigyelések útján tisztázható, hogy e megfigyelési idő növelése lehetővé teszi-e a hibaarányra vonatkozó következtetések tökéletesítését. Lehetséges ugyanis, hogy a rendszer nem stacionárius volta miatt a következtetési lehetőségek bizonyos megfigyelési idő időtartam után megint csak romlanak.

Mindezeket a megjegyzéseket csupán annak az érzékeltetése céljából tettük, hogy milyen jellegű tájékoztatást nyújtanak a fenti — és általában a hibaarány empirikus vizsgálatával kapcsolatos — tapasztalatok.

IRODALOM

1. *Váraljai V.—Mazgon S.:* Az adatátvitel időszerű kérdései. Híradástechnika XV. évf. 7. sz. pp. 199—205.
2. *Dr. Ing, O. Henkler:* Az elektromos adatátvitel néhány fogalmának meghatározása. Híradástechnika XV. évf. 5. sz. pp. 149—151.
3. *W. W. Petterson:* Error-correcting codes. Wiley, 1961.
4. *W. R. Bennett—J. R. Davey:* Data transmission. McGraw-Hill, 1965.
5. *Л. М. Финк:* Теория передачи дискретных сообщений. Изд-во Сов, Радио. Москва-1963
6. *В. И. Шляподерский:* Элементы дискреуных систим связи. Военное изд-во. Москва-1965
7. *Gordos G.—Horváth L.—Varga A.:* Adatátvitel. Tankönyvkiadó, 1965.
8. *G. Pribelszky:* 4000 Mc/s Radio Relay System. Budavox Telecommunication Review 1962. 1—2. pp. 16—29.
9. *Faragó T.:* GTT 4000/600 rádió-relé rendszer. TKI közlemények 1962. 3. sz. pp. 117—130.
10. CCITT Red Book Vol. VII. ITU, 1961.
11. *Földvári R.—Varga A.:* Zárójelentés a Műszaki Egyetem által végzett adatátvitellel kapcsolatos munkáról. (TKI-anyag).
12. *Faragó T.—Rét A.:* Távírójel átvitel mukrohullámú összeköttetésen. TKI közlemények (Megjelenés alatt).
13. *Csibi S.:* Megjegyzések csatornák megbízhatóságának empirikus értékeléséhez. Proceedings of the Third Colloquium on Microwave Communication, Budapest, 19—22 April 1966. Akadémiai Kiadó. (Megjelenés alatt.)

TŐKÉS SZABOLCS – CSANÁDY SÁNDOR

A laserek híradástechnikai alkalmazása

ETO 621.391.63:621.375.826

Az új koherens fényforrás — a laser — legfontosabb alkalmazási területének a híradástechnika látszik. Itt a lasernek elsősorban a mikrohullámokénál 4—5 nagyságrenddel nagyobb frekvenciája jelenti a lényeges előnyt, ugyanis a frekvencia növekedésével egyenesen arányos a vivőhullámon elhelyezhető híradástechnikai csatornák száma és sávszélessége, és végeredményben ezzel arányosan növekszik az átvihető információ mennyisége.

Hírtovábbítási célra alkalmas tiszta harmonikus rezgések előállítása az S sávban (10^{10}—10^{12} Hz) és afölött hosszú ideig megoldatlan volt. A fényfrekvenciákon (cca. 10^{14}—10^{15} Hz) rendelkezésre álló fényforrásokból kvantumos folyamatok során lépnek ki a hullámok. A kvantumos átmenetek statisztikus jellegűek, az egyes atomok egymástól függetlenül különböző irányokba és különböző időpontokban bocsájtják ki a ν frekvenciájú és $h.\nu$ energiájú hullámcsomagokat, melyek fázisban is függetlenek egymástól. Ennek a spontán emissziónak a sávszélessége a lumineszcencia spektrális vonalszélességének felel meg, tehát csak igen kis mértékben lehet monokromatikus és koherens. A klasszikus fényforrások tisztán szinuszos rezgést nem képesek sugározni, nagyon zajosak; tehát csak nagyon korlátozott mértékben használhatók vivőhullámként (legfeljebb impulzus-intenzitás modulációval hasznosítható a fényük). Monokromatikusságuk és koherenciájuk csak rendkívül nagy intenzitás veszteségek árán növelhető; fényük kollimálása sem oldható meg tökéletes módon és ez is tovább növeli a teljesítmény veszteségeket.

A laserekben az indukált emisszió az alapja az aktív anyagban létrejövő fényerősítési folyamatnak. Az indukált emisszió sajátosságai — az indukált foton az indukáló fotonnal azonos energiájú, frekvenciájú és azzal azonos irányban, azonos fázissal és polarizációval lép ki —, valamint az erősítő közeg és a pozitív visszacsatolást létesítő Fabry—Perot rezonátor kölcsönhatásának következményeképpen a laserfény a következő kedvező tulajdonságokkal rendelkezik:

1. *Monokromatikus:* stabilizált gázlaserrel $\Delta\nu = 2$ Hz frekvenciastabilitást sikerült elérni, ez $\frac{\Delta\nu}{\nu} = 10^{-15}$ relatív sávszélességnek felel meg ($\Delta\lambda = 6{,}6\ 10^{-11}$ Å).

2. *Koherens* térben és időben: az időbeli koherencia azzal a $\Delta t = t_2 - t_1$ maximális időintervallummal adható meg, melyben még a t_2 időpontban kisugárzott hullám a t_1 időpontban kisugárzottal interferenciaképes marad, ez a koherencia idő a fényforrásból jövő fény spektrális sávszélességére és frekvenciastabilitására jellemző érték. A t_1, ill. t_2 időpontokban kibocsátott nyalábok interferenciája egy l úthosszkülönbség létesítésével valósítható meg: $n \cdot l = c\ \Delta t$ (n a törésmutató, c a vákuumbeli fénysebesség). Fenn áll egy — a határozatlansági relációból következő összefüggés — a $\Delta\nu$ sávszélesség és az l koherencia hossz között:

$$l \approx \frac{c}{\Delta\nu}$$

A gázlaser $\Delta\nu = 2$ Hz sávszélességének tehát $l = 150\,000$ km koherenciahossz felel meg.

A térbeli vagy keresztkoherencia azzal a terjedési irányra merőlegesen mért távolsággal jellemezhető, amely távolságra levő pontokból származó fény még interferencia-képes. A lasernyaláb teljes keresztmetszetében az elektromos térerősség azonos fázisban van, fázis felületet alkot; tehát a keresztmetszet bármely két pontjából származó fénysugár interferenciaképes egymással.

3. *Kollimált:* a laserrel (axiális, azaz TEM_{00} módusra vonatkozólag) elérhető legkisebb kúpszöget elméletileg csak a diffrakció korlátozza: $e_0 = \frac{1{,}22 \cdot \lambda}{d}$ ahol a d a laser apertúrája, amelyen belül még azonos a fázis és az amplitúdó. Gyakorlatilag 50 mikroradián nagyságú kúpszöget sikerült elérni gázlaserrel.

4. *Nagy a felületi teljesítménysűrűsége:* a lasersugár monokromatikusságából, koherenciájából és kollimáltságából következik, hogy igen nagy felületi teljesítménysűrűség érhető el benne. Óriás impulzusú üzemmódban működő rubin laser fényének fókuszálásával 10^{15} watt/cm²Å felületi spektrális teljesítménysűrűséget értek el. (Elméletileg — a két- és háromkvantumos folyamatok fellépése miatt — ez 10^{17} $\frac{\text{watt}}{\text{cm}^2}$-ig fokozható rubin esetében!)

5. *Lineárisan polarizált:* a laser fény teljes egészében polarizált, tehát nincs szükség a legtöbb modulátor típusnál nélkülözhetetlen polarizátorra, így elkerülhető az ezek alkalmazásával együttjáró 50%-os fényveszteség.

6. *Frekvenciája nagy:* a laserek frekvenciája 10^{12} és 10^{15} Hz között változik. A lasersugár nagy frekvenciája és koherenciája biztosítja, hogy minden eddigi információ-hordozónál nagyobb információ kapacitásként legyen használható. Pl.: tv képátviteléhez 10 MHz sávszélességet feltételezve, mikrohullámon ($\nu < 10^{10}$ Hz) maximálisan $\frac{10^{10}}{10^7} = 10^3$ csatorna fér el, ugyanakkor a laser sugáron $\frac{10^{15}}{10^7} = 10^8$ televíziós csatorna helyezhető el egyidejűleg.

1. Különböző laser-típusoknak a híradástechnikai alkalmazás szempontjából való összehasonlítása

A lasereket 4 alapvető típusba szokták sorolni:

szilárd,
félvezető,
gáz- és
folyadék-laserek.

Ezek közül a *gázlasereknek* van a legtökéletesebb fényük, azaz a monokromatikusság és a koherencia szempontjából lényegesen felülmúlják a többi típust; további előnyük a folyamatos (*cw*) üzemmódban való működés. Márpedig pontosan ezek azok a tulajdonságok, amelyek a híradástechnikai alkalmazások szempontjából a leglényegesebbek. Hátrányuk a viszonylag kis teljesítmény (általában 1—100 mW), (újabban 500 W-os gázlasert — CO_2 ionlasert — is készítettek!) és a rossz hatásfok (néhány %).

A *félvezető laserek* (laser diódák) különleges előnyei: fényük a gerjesztő árammal közvetlenül intenzitásmodulálható, és hatásfokuk a 80—90%-ot is eléri; ezenkívül a legkisebb méretűek a laserek között (térfogatuk az 1 mm^3 alatt marad). Hátrányuk a viszonylag rosszabb koherencia és kollimáltság (a kibocsátott sugárzás kúpszöge 1—2° körül mozog).

A *szilárdtest laserek* igen nagy energiájú (10^3 joule nagyságrend körüli), nagy csúcsteljesítményű (óriás impulzusú kapcsolás esetén 10^{10} W) impulzusok leadására képesek. Folyamatos üzemmódban azonban csak lényegesen kisebb — a gázlaserek teljesítményét felül nem múló — teljesítmény leadására képesek. Fényük kevésbé monokromatikus ($\Delta\lambda > 0{,}01$ Å), kevésbé koherens és divergencia-szögük viszonylag nagy (szögperc nagyságrendű); ezenkívül még nem sikerült elérni, hogy egyetlen frekvencián csak axiális módusban működjenek. Hatásfokuk tizedszázalék nagyságrendű, méreteik viszonylag nagyok.

A *folyadék-laserekben* az aktív folyadékot hűtő berendezésen átcirkuláltatva, hűtésük jól megoldható, ezért nagy gerjesztő energiát (optikai pumpálással) lehet használni, ami növeli a kimenő fényintenzitást, ezenkívül lehetőséget ad — nagy teljesítménnyel — folyamatos üzemmódban való működtetésükhöz. Fényének jellemzői: a szilárdtest lasereké hez hasonlóak.

A fentiekből láthatóan a gázlaserek híradástechnikai alkalmazásának van a legnagyobb létjogosultsága, az alábbiakban ezért főleg ezekre vonatkoztatjuk mondanivalónkat. A szilárdtest laserek — esetleg — különlegesen nagy távolságok áthidalásánál, valamint rossz légköri viszonyok esetén jöhetnek számításba. A jövőben pedig minden valószínűség szerint a félvezető lasereknek lesz a híradástechnikában a legnagyobb jelentősége.

1.1 *A laseres hírközlő rendszerek felépítése*

Egy ilyen rendszer a következő elemekből épül fel: adólaser → modulátor → a fénysugárt átvivő

↑

információ átalakító

rendszer (adó- és kollimáló optika, esetleg fényvezető cső) → vevő optika → keskeny sávú fényszűrő → demodulátor rendszer (helyi referencia laser-oszcillátor, fénykeverő detektor) → erősítők (laser vagy elektronikus erősítő) → elektronikus szűrők, jelformálók, frekvencia analizátorok → kiíró berendezés. A felsorolt elemek közül jelenleg a legnagyobb problémát az elegendően nagyfrekvenciájú és sávszélességű modulátorok és demodulátorok kialakítása, valamint a lasernyaláb időjárástól és napszaktól független nagytávolságú átvitele jelenti. Az előbbieknél jelentős a fejlődés és még a fejlődési lehetőségek is nagyok, az utóbbiaknál azonban a fejlődési lehetőségek is meglehetősen korlátozottak.

A lasersugár két pont (adó- és vevőpont) közötti átvitelére két mód kínálkozik. Az egyik módszer szerint a lasernyalábot egy zárt csőrendszerben vezetik át, amely az atmoszferikus veszteségeket kiküszöböli, így időjárástól függetlenül használható. A cső lehet nagyobb átmérőjű (néhány cm), melyben egyenlő távolságokban lencsék vannak elhelyezve, a közöttük levő térben pedig vákuum van. Kisebb veszteség érhető el, ha a lasersugarat hullámvezetőben viszik át (a cső átmérője 1 mm-nél kisebb). A hullámvezető legkisebb veszteségű módusaira a veszteség kb. 1,8 dB/km dielektrikum és fémes csöveknél egyaránt. A veszteségek azonban igen érzékenyek a csövek egyenességére, pl.: $\lambda = 1\ \mu$ esetén $r = 0{,}25$ mm átmérőjű alumínium csőnél $R = 48$ m-es görbület a veszteségeket kétszeresére növeli. Ezekkel a csövekkel nagy távolságokat nyilvánvalóan nem lehet áthidalni, készítésük költséges és nem alkalmazhatók bármilyen terepen.

A lasersugár átvitelének másik módja az, hogy a nyalábot tovább kollimálják és közvetlenül a vevőre irányítják. Ez a módszer kiválóan alkalmazható az űrtávközlésben, ahol a geometriai veszteségen kívül más veszteség nem lép fel. Az űrben 50 joule energiával kb. 5 fényév távolságon biztosítható — 7,5 cm átmérőjű vevő távcső alkalmazása mellett — a hírösszeköttetés fenntartása. A földi körülmények között azonban számolni kell a légkör (tenger alatti átvitelnél a tengervíz) által okozott veszteségekkel, amelyek az áthidalható távolságot igen nagy mértékben csökkentik, esetleg teljesen lehetetlenné is teszik a hírközlést.

A laseres hírösszeköttetés előnyei: a titkosság maximális biztosítása, a nagyfokú kollimáltság következtében rendkívül keskeny nyalábalakban való terjedés miatt; egymással párhuzamosan egyidejűleg több laser vivőnyaláb használható az áthallás veszélye nélkül; ezenkívül a laserfény koherenciája lehetővé teszi a homodin és heterodin elv alkalmazását, azaz a laser-frekvenciák keverését.

A következőkben részletesebben a légköri átvitel problémáit vizsgáljuk meg: az ennek során fellépő veszteségeket, zajforrásokat és a kialakuló jel/zaj viszonyt vesszük sorra.

1.2 *A lasersugár modulálása:* történhet belső vagy külső modulációval egyaránt. Belső moduláció a laserfény keletkezési folyamatának a befolyásolásával érhető el, pl.: az üregrezonátor jósági tényezőjének változtatásával vagy a gerjesztő energia modulálásával, esetleg a Zeeman-effektus felhasználásával lehet változtatni az aktív anyag lumineszcencia-

sávjának alakját, szélességét, ezenkívül elektromos térerősség alkalmazásával el lehet tolni az anyagok abszorpciós sávjait stb. A belső moduláció előnye az, hogy kisebb vezérlő teljesítménnyel lehet teljes modulációt elérni, míg külső modulációnál ugyanakkora modulációs mélységhez nagyobb teljesítmény szükséges. Belső modulációnál a spontán emisszióból származó zaj lényegesen nagyobb lehet, mint külső modulációnál, ezenkívül a modulációs frekvencia felső határát a laser oszcilláció felépülésének ideje 1 GHz alá korlátozza.

Külső modulációnál már a kibocsátott koherens laserfényt intenzitásmodulálják, ill. frekvenciamodulálják. Külső modulációra felhasználható az elektro-, magneto- és piezzooptikai effektus, az ultrahangos diffrakció, a Fabry—Perot rezonátoros moduláció stb.

Problémát jelent a nagyfrekvenciájú (eddig 10^{10}—10^{11} Hz-t sikerült elérni) és kis elektromos és optikai veszteségű modulátorok készítése. Nagyfrekvenciákon az illesztés csak mikrohullámú üregrezonátorok és hullámvezetők segítségével oldható meg. A *demodulációnál* szintén a nagy frekvencia és sávszélesség okoz gondot, valamint a minél nagyobb érzékenység, azaz kvantumhatásfok biztosítása. A nagyfrekvenciás átvitelnél elsősorban a fotoelektronsokszorozók jöhetnek számításba, ezeknél azonban az elektron átfutási idő szórásának kiküszöbölése igen nehéz feladat. Újabban nagyfrekvenciás félvezető fénydetektorokat fejlesztettek ki erre a célra, amelyeknek kvantumhatásfoka megközelíti a 100%-ot. Még ennél is jobbak a fejlődési kilátásai a szélessávú haladóhullámú fotocsöveknek, amelyek már az S sávban (10^{10} Hz fölött) is dolgoznak. A demodulációs rendszerek az optikai szuperheterodin elv felhasználásával működnek.

1.3 *A laserfény atmoszferikus átvitele* során figyelembe kell venni a jelgyengülést, melyet a különféle veszteségek okoznak, a különböző zajforrásokat és az így kialakuló jel/zaj viszonyt; ugyanis a jel/zaj viszony határozza meg végsősoron a laseres hírátvivő rendszer jóságát, ezenkívül a rendszer használhatóságának feltételei és határai is a jel/zaj viszonyt befolyásoló tényezők vizsgálatával adhatók meg.

1.4 *A jelgyengülés okai:* a geometriai veszteségek;
— a levegő molekulái és szennyeződései által okozott apszorbció és szóródás;
— a levegő törésmutatójának lassú ingadozása, mely eltéríti a nyaláb útját;
— a levegő turbulenciái által előidézett gyors törésmutató fluktuációk, melyek szintén veszteséget okoznak.

1.5 *Geometriai veszteségek.* Ezek a következő paraméterektől függenek: az áthidalt r távolságtól, a lasersugár Θ divergencia szögétől, a vevőoptika F_v felületétől.

A geometriai veszteségeket megadja a laser által kisugárzott P_T teljesítménynek és a vevő által felfogott P_s jelteljesítménynek a viszonya. Ez az arány nyilvánvalóan a vevő helyén besugárzott felület és a vevőoptika felületének hányadosával azonos. A divergencia minimális — csak a diffrakció korlátozta — kúpszögét a $\Theta = 1{,}22\,\frac{\lambda}{d}$ összefüggés határozza meg. A vevő helyén, a lasertől r távolságban, a besugárzott felület:

$$F(\Theta, r) \approx \pi\left(r \sin\frac{\Theta}{2}\right)^2 \approx \pi\left(r\frac{\Theta}{2}\right)^2$$

A b átmérőjű vevőoptika felülete:

$$F_v = \pi\left(\frac{b}{2}\right)^2;\ \text{tehát a veszteség arány}$$

$$\frac{P_s}{P_r} = \frac{F_v}{F(\Theta; r)} \cong \left(\frac{b}{\Theta r}\right)^2 = \left(\frac{b \cdot d}{1{,}22 \cdot \lambda \cdot r}\right)^2 \qquad (1)$$

Csak a geometriai veszteségeket vegyük figyelembe, azaz tekintsük az üres térben levő viszonyokat, ekkor a moduláció $\Delta\nu = B$ sávszélességének a kisugárzott lasernyaláb és a detektor paramétereinek — az S/N jel/zaj aránynak — ismeretében megadhatjuk azt a maximális távolságot, melyen az információk egy adott:

$$C = B \overset{2}{\log}\left(1 + \frac{S}{N}\right);\ \frac{\text{bit}}{\text{sec}} \qquad (2)$$

sebességgel még átvihetők. Legyen m az 1 bitre jutó fotoelektronok száma, akkor az 1 sec alatt kiváltott fotoelektronok száma $m \cdot C$; a szükséges fotonok száma η kvantumhatásfok esetén: $\frac{m \cdot C}{\eta}$, így a vevő által felfogott minimális jelteljesítmény:

$$S_{min} = \frac{m \cdot C}{\eta} h\nu \text{ lehet.} \qquad (3)$$

Az (1) és (3) egyenletekből adódik a még megengedhető legnagyobb adó-vevő távolság:

$$r_{max} = \frac{b}{\Theta}\sqrt{\frac{P_T}{S_{min}}} = \frac{b}{\Theta}\sqrt{P_T \frac{\eta}{h\nu \cdot C_m}};\ \text{ahonnan}$$

$$r_{max} = \frac{b \cdot d}{1{,}22 \cdot \lambda}\sqrt{P_T \frac{\eta}{h \cdot \nu \cdot C \cdot m}}.$$

1.6 *Abszorpció és szóródás.* A levegő molekulái és szennyező részecskéi által okozott abszorpciót és szóródást a következő kifejezéssel lehet figyelembe venni:

$$\frac{P_s}{P_T} = \left(\frac{b}{\Theta \cdot r}\right)^2 e^{-\gamma r};\ \text{ahol } \gamma \text{ a levegő állapotától függő}$$

gyengítési együtthatót jelöli. Ennek figyelembevételével az (1) egyenlet az $e^{-\gamma r}$ tényezővel módosul.

1.7 *Turbulenciák figyelembe vétele.* A levegő rétegeinek rendezetlen mozgása során fellépő turbulenciák a törésmutató véletlenszerű ingadozását okozzák, ezért a laserfény szabályos hulláma statisztikus amplitúdó- és fázis ingadozást szenved, ami a koherencia terület csökkenéséhez vezet. Tehát a légköri turbulencia viszonyok szabják meg a vevő optika nyílásának maximális nagyságát. Túlnagy belépő rést választva a heterodin (kevert) jel erősen csökken. Megadható egy effektív (D_{eff}) apertúra méret, amelynél még a turbulencia zavarok nem lépnek fel:

$$D_{eff}^{5/3} = 0{,}0588\,\frac{\lambda^2}{C_n^2 \cdot r};\ \text{ahol } r \text{ a távolság, } C_n \text{ az at-}$$

moszféra törésmutató változására jellemző mennyiség.

A vevő optika apertúrájára megengedhető észszerű felső határ $D = D_{eff}$. A mérések szerint legjobb esetben (napnyugta után) a $D_{eff} = 20$ cm lehet $r = 5$ km távolság esetén, nappal $D_{eff} = 3$ cm, késő este $D_{eff} = 10$ cm engedhető meg.

2. Zajforrások

1. Sugárzásos: a laser belső zajai, a Nap sugárzása, a környezet hőmérsékleti sugárzása, a laserfény hamis reflexiója.
2. A turbulencia és törésmutató fluktuáció zaja.
3. A levegő diszperziója által okozott torzítás.
4. A detektáló demoduláló rendszer zaja.

2.1 *Sugárzásos zajok*

a) A laser belső zaja több komponensből tevődik össze: a populáció inverzió ingadozása folytán előálló viszonylag kis frekvenciájú ingadozás, ez gyakorlatilag elhanyagolható, ill. kompenzálható. Oka egyrészt a gerjesztő teljesítmény instabilitása, másrészt az, hogy a gerjesztő mikrofolyamatok (elektron-atom, atom-atom ütközések, a fényabszorpció, elektron-lyukpár képződés, a disszociáció stb.) maguk is statisztikus jellegűek. A másik komponens — az elhúzás jelensége — nagyobb problémát jelent. Ha több módusban működik a laser, akkor az egyes módusok között csatolás lép fel és ez elhúzza a módusok frekvenciáját. A küszöb érték közelében működő módusok erősebb intenzitás ingadozása befolyásolja az elhúzás mértékét, így a laser kimenő frekvenciájának stabilizálásáról külön kell gondoskodni. Erre legmegfelelőbb módszer az, hogy két módust összekevernek, és a lebegési frekvencia ingadozásával vezérlik elektrostrikciósan az üregrezonátor tükreinek távolságát, tehát végeredményben negatív visszacsatolást létesítenek. A gázlaserek említett $\Delta\nu = 2$ Hz-es frekvenciastabilitását is ezzel a módszerrel érték el. Az elhúzás elkerülésére — de a divergencia csökkentése miatt is — maximálisan két módusban rezgő lasert kell kialakítani, és a nem axiális módusokat el kell nyomni. A híradástechnikában alkalmazásra kerülő laserektől más szempontok miatt is meg kell kívánni az egy módusú működést.

Belső zajforrásként szerepel még a spontán emisszió is. A spontán emisszió valószínűsége az n és m állapotok közötti átmeneti valószínűséggel A_{nm}-el adható meg. Az indukált emisszió valószínűsége $u_\nu B_{nm}$, ahol u_ν a ν frekvenciájú elektromágneses sugárzás térbeli sűrűsége, B_{nm} pedig az átmeneti valószínűség. Az A_{nm} és B_{nm} konstansokat az atomi rendszer determinálja. Közöttük az ismert *Einstein*-féle összefüggés áll fenn:

$$A_{nm} = \frac{8\pi h \cdot \nu^3}{c^3} B_{nm};$$

mivel az indukált emisszió és az abszorpció átmeneti valószínűségei egyenlők, vagyis $B_{nm} = B_{mn}$. Ez az összefüggés azt jelenti, hogy a spontán és az indukált emisszió aránya — egységnyi u_ν sugárzási sűrűséget feltételezve — ν^3-el arányos. Mikrohullámú frekvenciákhoz képest (10^{10} Hz) a fényfrekvenciák négy nagyságrenddel nagyobbak, tehát a spontán emisszió zaja ezeknél egy 10^{12}-es faktorral nagyobb a mikrohullámoknál fennálló értéknél. A laser erősítőként való felhasználásának ez a fő akadálya. Adóként használva szerencsére a nagy u_ν sugárzási sűrűség miatt a spontán emisszió aránya nagyon lecsökken az indukált emisszióhoz képest, ezenkívül a vevőbe kevés jut a 4π térszögbe sugárzódó spontánul emittált fényből, különösen nagyobb átviteli távolságok esetén (csak az indukált emisszióból kisugárzott fény kollimált).

b) Egyéb sugárzásos zajok: ide tartoznak a Nap sugárzása (közvetlen és égbolt sugárzás), a Föld felszínén fellépő laserfény reflexiók és a háttér hőmérsékleti sugárzása.

Zárt fényvezető használata esetében ezekből a zajforrásokból csak a hőmérsékleti sugárzás jön számításba, fellép azonban zajként a fényvezető felületének tökéletlenségeiből eredő fázishibák sorozata.

A detektorba közvetlenül bejutó napfény intenzitása függ a földrajzi szélességtől, a napszaktól, az évszaktól, a légkör állapotától és a fény hullámhosszától. Pl.: az É-i szélesség 30°-án a He-Ne gázlaser 6328 Å-ös vonalára nyárközép tájékán, délben a földfelszín 1 cm²-ére 100 Å sávszélességen belül kb. 1 mW teljesítmény jut. Teljesen derült égbolt esetén a nagymértékben szóródó ultraibolyafény ($\lambda = 3000$ Å) esetében a szórt égboltfény intenzitása kb. egyenlő a közvetlen fényével; a hullámhossz növekedésével azonban az égifény per közvetlen fény arány csökken és 7000 Å-nél már kb. 20% értékű. Ezek szerint az előbbi példa esetében a közvetlen és az égbolt sugárzás intenzitásának összege először 2 mW/cm², másodszor már csak 1,2 mW/cm². A környező tereptárgyakról reflektált fényt maximálisan felbecsülve — havas vagy sivatagi táj — egyenlőnek vehetjük az előbbi összegekkel, azaz az összsugárzás a két esetben 4 mW/cm², ill. 2,4 mW/cm². Ennyi lenne a teljes 4π térszögből érkező fény, a vevőoptika azonban legjobb esetben is csak 2π térszögből fogja fel a fényt. Az optika látószögének csökkentésével a detektorra jutó háttérsugárzás zaja jelentősen csökkenthető, ez vagy diafragma, vagy ernyő segítségével érhető el. A látószög csökkentésének azonban határt szab egyrészt az, hogy a vevőoptikára érkező φ_0 kúpszögű lasersugár átmérőjénél kisebb szögre nem szabad csökkenteni, másrészt az, hogy a túlságosan kicsire választott diafragmával a laseradó megcélzása a vevőoptikával nagyon megnehezül. A gázlaserek sugárzása 10 szögmásodperc $\cong$ $\cong$ 50 mikroradián kúpszögűre kollimálható, ez 10 km-en 50 cm átmérőjű fényfoltot eredményez. A diafragmát a célzás megkönnyítésére változtathatóra kell készíteni.

A háttérsugárzás zajának kiküszöbölésére keskenysávú, sokrétegű interferenciaszűrőket használnak. A háttérsugárzás széles spektrumából nyilvánvalóan annál kevesebb fény jut a szűrőn keresztül, minél keskenyebb a szűrő sávszélessége. A laserek sugárzásának kicsiny sávszélessége ($\Delta\nu = 2$ Hz is lehet!) lehetővé teszi egészen keskeny sávú szűrő használatát. Két dolog azonban korlátozza a sáv szűkítésének lehetőségét. Az egyik az, hogy igen kis sáv-

szélesség csak a dielektrikum rétegek számának növelésével ($n > 30$) érhető el, ez pedig a szűrőben fellépő abszorpciós veszteségek növekedéséhez vezet, vagyis ezáltal csökken a detektorra jutó fényjel; következésképpen a jel/zaj viszony javulása nem lesz arányos a sáv szűkítésével. A másik korlátozó tényező az átviteli sávszélességgel van összefüggésben, vagyis avval a ténnyel, hogy a moduláció sávszélessége által megszabott oldalsávoknak is át kell férni a szűrő áteresztési sávján. Tehát, ha nagy információ sebességű átvitelt akarunk elérni, ami együttjár a modulációs sávszélesség megnövelésével, akkor nem választhatunk túlságosan kicsi sávszélességű interferenciaszűrőt. Más szóval nagy háttérsugárzás esetén a jel/zaj viszony, ezáltal az átvihető információ sebesség egy adott értéknél nagyobb nem lehet. Ez a probléma mint látni fogjuk, csak a koherens detektálás segítségével oldható meg.

Az első probléma, azaz az abszorpció csökkentése, megoldható egy Fabry—Perot interferométer és egy kis rétegszámú ($n \sim 13$) interferenciaszűrő kombinálásával. Az interferométernek nagy rendszámok: ($n \gg 1$) esetében $\left(d = n\frac{\lambda}{2}\right.$; d az interferométer tükreinek távolsága) igen éles rezonancia vonalai vannak, amelyek közül az interferenciaszűrő kiválaszt egyet, a többit pedig levágja (színes üvegszűrővel az interferenciaszűrő oldalsávjait vághatjuk le), így 1 Å áteresztési sávszélesség is elérhető.

2.2 *Diszperzió által okozott zaj:* A laseres hírközlés maximálisan használható átviteli sávszélességére a levegő diszperziós tulajdonságainak is korlátozó hatása van. Az alábbiakban leírt közelítő analízissel kimutatható, hogy a hírközlő rendszer két végpontja (adó és vevő) között levő levegő diszperziója felső határt szab a használható sávszélességnek. A maximálisan használható sávszélességet úgy definiálhatjuk, mint azt a sávszélességet, amelyre még a koherens optikai vivőhullám modulációjának torzulása — vagy az ezzel a torzulással járó információ veszteség — egy általunk megszabott szint alatt marad.

Működjön az adó- és vevőrendszer levegőben, egymástól r távolságban. A levegő törésmutatójának változását a látható spektrumban jó közelítéssel a következő formulával írhatjuk le:

$$n(\lambda) = C + \frac{D}{\lambda^2}; \tag{5}$$

ahol a C és D konstansok empirikusan határozhatók meg. ($C = 1 + 2{,}87661.10^{-4}$, $D = 1{,}63725.10^{-14}\,\mathrm{cm}^2$. (Az egységnyi úton létrejövő fázis eltolódás a vákuumbeli fázishoz képest, azaz a fázisfaktor:

$$\beta(\omega) = \frac{\omega}{c}\, n(\omega).$$

Írjuk át az egyenletet a $\lambda = \frac{2\pi c}{\omega}$ összefüggés segítségével:

$$n(\omega) = C + \frac{D\omega^2}{4\pi^2 c^2} \tag{6}$$

A $\beta(\omega)$-t a vivőhullám ω_0 körfrekvenciája körül véges Taylor-sorba fejtve a harmadik tagig a következő közelítő összefüggést kapjuk:

$$\beta(\omega) \approx \beta(\omega_0) + A(\omega - \omega_0) - B(\omega - \omega_0)^2, \tag{7}$$

figyelembe véve az előző egyenleteket

$$A = \frac{C}{c} + \frac{3D\omega_0^2}{4\pi^2 c^3} \tag{6a}$$

$$B = -\frac{3D\omega_0}{4\pi^2 c^3} \tag{6b}$$

Kimutatható, hogy a (8) egyenlettel leírt formájú négyszög impulzusainak a diszperzív közegen való áthaladása közben fellépő degenerálódását a (7) egyenlet jellemzi.

Legyen az impulzus-modulált ω_0 körfrekvenciájú vivőhullám T időtartamú jele, azaz burkológörbéje a következő alakú:

$$e_i(t) = \begin{cases} E_0 \sin \omega t; & \text{ha} \quad 0 \leqslant |t| \leqslant T, \\ 0 \quad\quad ; & \text{ha} \quad T \leqslant |t| \leqslant \infty \end{cases} \tag{8}$$

A degenerálódás mértéke egy a paraméterrel jellemezhető, melynek értéke az r adó-vevő távolságtól, valamint B-től és T-től függ:

$$a = \frac{4}{T}\sqrt{|B|\, r}; \tag{9}$$

ahol B-t a (6b) egyenlet adja meg. A (6b)-ből és a (9)-ből kapjuk:

$$a = 2\sqrt{\frac{6}{\pi} \cdot \frac{r}{\lambda_0}} \cdot \frac{\sqrt{D}}{T \cdot c}, \tag{10}$$

ahol λ_0 a vivőhullám vákuumbeli hullámhossza. A (10) egyenletből kitűnik, hogy ha $\frac{r}{\lambda_0}$ nagy, akkor a, azaz a degeneráció, jelentős lehet. A $\Delta\nu$ sávszélesség durva közelítéssel a T impulzus-időtartammal a következő kapcsolatban van:

$$\Delta\nu \approx \frac{2}{T}, \text{ így } a = \sqrt{\frac{6}{\pi}} \cdot \frac{\sqrt{D}}{c} \sqrt{\frac{r}{\lambda_0}} \cdot \Delta\nu$$

azaz

$$a = 5{,}77 \cdot 10^{-18} \sqrt{\frac{r}{\lambda_0}} \cdot \Delta\nu \tag{11}$$

Ha feltételezünk $r = 100$ km, illetve $r = 10$ km átviteli távolságokat, akkor $\frac{r}{\lambda_0} = 1{,}43 \cdot 10^{11}$, azaz $\sqrt{\frac{r}{\lambda_0}} = 3{,}78 \cdot 10^5$, illetve $\frac{r}{\lambda_0} = 1{,}43 \cdot 10^{10}$, azaz $\sqrt{\frac{r}{\lambda_0}} = 1{,}96 \cdot 10^5$, vagyis $a = 2{,}19 \cdot 10^{-12} \cdot \Delta\nu$, illetve $a = 6{,}9 \cdot 10^{-13} \cdot \Delta\nu$ értékeket kapunk.

A (11) azt mutatja, hogy adott r távolság esetén a dimenzionélküli a torzítási paraméter lineárisan nő a $\Delta\nu$ sávszélességgel és innen ahhoz, hogy a torzítás egy megadott szint, pl.: a_0 alatt maradjon, a sávszélességre a következő feltétel adódik:

$$\Delta\nu \leqslant a_0 \frac{1}{5{,}77 \cdot 10^{-18} \sqrt{\frac{r}{\lambda_0}}}$$

100 km-nél $\Delta\nu \leqslant a_0 \frac{1}{2{,}19 \cdot 10^{-12}}$, azaz $\Delta\nu \leqslant a_0 \cdot$

$\cdot 4{,}5 \cdot 10^{11}$. Így, ha a sávszélesség 1 MHz, akkor $a \approx 10^{-6}$,

ha a sávszélesség 1 GHz, akkor $a \leqslant 10^{-3}$, azaz ezekben az esetekben a torzulás elhanyagolható. Ha $\Delta\nu = 1{,}4 \cdot 10^{14}$ Hz, akkor $a \cong 0{,}032$, vagyis ebben az esetben a torzulás jelentős. Ez a becslés mindenfajta modulációra (tehát nemcsak impulzus modulációra) érvényes közelítést ad. Az eredmény azt mutatja, hogy gyakorlati szempontból a levegő diszperziója — törésmutatójának a hullámhosszal való változása — csak igen extrém esetben okozhat sávszélesség korlátozást; pl.: nagyon nagy távolságok és rövid hullámhosszúságok esetében. Viszont a nagyon rövid hullámhosszúságú fény — az ultraibolya tartományban okozott nagy légköri szóródás miatt — híradástechnikai alkalmazás számára nem megfelelő.

Tenger alatti laseres hírközlés esetén a víz három nagyságrenddel nagyobb diszperziója miatt a jeltorzulás már lényegesen kisebb $\frac{r}{\lambda_0}$ értékeknél jelentőssé válhat. Vízre a $D \approx 10^{-10}$ érték érvényes, ennek alapján

$$\frac{a_{lev}}{a_{viz}} = \sqrt{\frac{D_{lev}}{D_{viz}}} \approx \sqrt{\frac{10^{-14}}{10^{-10}}} = 10^{-2};$$

azaz a torzulás két nagyságrenddel nagyobb. Gyakorlati szempontból azonban a víznél sem lép fel korlátozás, mivel a lényegesen nagyobb abszorpció miatt az áthidalható r távolság is csak lényegesen kisebb lehet, mint a levegőben.

2.3 *A Nyquist-zaj hatása*

A geometriai veszteségek vizsgálatánál meghatároztuk, hogy milyen összefüggés áll fenn a C információ átviteli sebesség és a híradástechnikai rendszer paraméterei között, illetve adott C értéknél mekkora a maximálisan áthidalható r távolság. Most azt nézzük meg, hogy a zajteljesítmény nagysága hogyan befolyásolja ezt az összefüggést; először csak a Nyquist-zajt vesszük figyelembe, mely a hőmérsékleti sugárzás természetéből fakad.

A Planck-féle sugárzási törvény alapján a spektrális zajteljesítménysűrűség

$$W(\nu) = \frac{h\nu}{e^{\frac{h\nu}{kT}} - 1} + h\nu; \qquad (12)$$

ahol k a Boltzmann-állandó és T az abszolút hőmérséklet. Olyan kis frekvenciákra, amelyeknél $h\nu \ll kT$, a második tag elhanyagolható, és az exponenciális függvényt a nevezőben hatványsorba fejtve azt kapjuk, hogy:

$$W(\nu) = \frac{h\nu}{\frac{h\nu}{kT} + \left(\frac{h\nu}{kT}\right)^2 + \cdots} \approx kT \qquad (13)$$

Ez a közelítés szobahőmérsékleten kb. 10^{12} Hz-ig érvényes. Nagy frekvenciákon, ahol $h\nu \gg kT$, a (12) első tagja elhanyagolható, azaz

$W(\nu) \approx h\nu$ marad.

Ha a hírközlő rendszer $\Delta\nu = \nu_2 - \nu_1$ frekvenciasávon ad, akkor a zajteljesítmény az első esetben:

$$h\nu \ll kT, \text{ tehát } N = \int_{\nu_1}^{\nu_2} w(\nu)\,\mathrm{d}\nu \cong kT(\nu_2 - \nu_1) = kT \cdot \Delta\nu,$$

ahonnan egy — a rádiófrekvenciás tartományban működő vevő zajteljesítménye szobahőmérsékleten ($T = 290$ K°): $N = 4.10^{-21}$. $\Delta\nu$ [watt].

A második esetben:

$$h\nu \gg kT, \text{ tehát } N = \int_{\nu_1}^{\nu_2} w(\nu)\,\mathrm{d}\nu \cong h\nu(\nu_2 - \nu_1) = h \cdot \nu\Delta\nu.$$

Látható, hogy az első esetben — alacsony frekvenciákon — az elektromágneses sugárzás hullámjellege dominál, ezért rádiófrekvenciákon a zajteljesítmény a spektrumon egyenletesen oszlik el. Így a rádiótechnikában (a mikrohullámoknál is), ahol a vett zajteljesítmény a $\Delta\nu$ sávszélességgel arányos, a zaj a vevő sávszélességének csökkentésével kisebb lesz. Természetesen a $\Delta\nu$ sávszélesség csökkentésével arányosan csökken az átvihető információ mennyisége is.

A második esetben — a fényfrekvenciák tartományában — a sugárzás kvantumos jellege dominál, a fotonok egymástól függetlenül rezgő részecskéknek tekinthetők. A fény gerjesztésénél, illetve detektálásánál statisztikus természetű kvantumos folyamatok játszódnak le (ez a zaj az elektroncsövekben fellépő sörétzajhoz hasonló). A leadott P_s jelteljesítmény $h\nu$ energiájú fotonok áramából áll, minél nagyobb a $h\nu$ fotonenergia, annál kevesebb fotonból tevődik össze a jel, vagyis annál inkább érvényre jut a nagyszámok törvényéből adódó statisztikus jelleg, tehát leromlik a jel/zaj viszony.

$$r = \frac{b}{\Theta}\sqrt{\frac{P_r}{P_s}} \text{ és } C = B \cdot \overset{2}{\log}\left(1 + \frac{P_s}{P_n}\right); \quad (P_n = N).$$

Ezekből az egyenletekből meghatározhatjuk azt az r átviteli távolságot, amelynél (csak geometriai veszteséget és csak kvantum zajt tételezve fel) a jel/zaj arány 1-re csökken. Ekkor

$P_s = P_n = N$-nel és $c = B$-vel:

$$(B = \Delta\nu) \text{ tehát } r = \frac{b}{\Theta}\sqrt{\frac{P_r}{P_s}} = \frac{b}{\Theta}\sqrt{\frac{P_T}{N}} \qquad (14)$$

$$h\nu \ll kT \text{ esetén: } r = \frac{b}{\Theta}\sqrt{\frac{P_T}{kT\Delta\nu}} \qquad (14a)$$

$$h\nu \gg kT \text{ esetén: } r = \frac{b}{\Theta}\sqrt{\frac{P_T}{h\nu\,\Delta\nu}} \qquad (14b)$$

A (14b) egyenlet összhangban van a (4) egyenlettel,

melyet a (3) összefüggés feltételezésével vezettünk le. Továbbá, mivel $\Theta = \frac{1{,}22\lambda}{d}$ és $\lambda = \frac{c}{\nu}$

$$r = \frac{b \cdot d}{1{,}22\lambda} \sqrt{\frac{P_T}{h \cdot \nu \cdot \Delta\nu}} = \frac{b \cdot d}{1{,}22c} \cdot \sqrt{\frac{P_T \cdot \nu}{h \cdot \Delta\nu}},$$

azaz a fényfrekvenciákon adott P_T adóteljesítmény mellett a hatótávolság $\sqrt{\frac{\nu}{\Delta\nu}}$-vel arányosan nő; alacsonyabb frekvenciákon pedig $\frac{\nu}{\Delta\nu}$-vel arányos. A lasersugár információ kapacitása, ha az r távolság adott és $P_s \neq N$, akkor (1)-ből:

ha $h\nu \ll kT$, akkor $c = B \overset{2}{\log} \left[1 + \frac{P_T \left(\frac{b}{\Theta r}\right)^2}{kT \cdot B}\right] =$

$= \Delta\nu \overset{2}{\log} \left[1 + \frac{P_T \cdot d^2 \cdot b^2}{kT(1{,}22r \cdot c)^2} \frac{\nu^2}{\Delta\nu}\right]$, valamint ha $h\nu \gg$

$\gg kT$, akkor $c = B \overset{2}{\log} \left[1 + \frac{P_T \left(\frac{b}{r\Theta}\right)^2}{h \cdot \nu \cdot B}\right] = \Delta\nu \overset{2}{\log}$

$\left[1 + \frac{P_T \cdot b^2 \cdot d^2}{h(1{,}22r \cdot c)^2} \frac{\nu}{\Delta\nu}\right]$; ez azt jelenti, hogy egyrészt a mikrohullámokról a fényhullámokra áttérve, az információ kapacitás ugrásszerűen megnő (a fényfrekvenciák növekedésével azonban C már lassabban nő); másrészt, hogy a $\Delta\nu$ sávszélességet mindkét frekvenciatartományban csak korlátozott mértékben érdemes növelni.

3. Koherens detektálás

A laseres átvitel során fellépő jel/zaj arány jelentősen csökkenthető a koherens detektálás alkalmazásával, tehát evvel az információk átviteli sebessége is megnövelhető.

A koherens detektálás tulajdonképpen azt jelenti, hogy a vevőbe beérkező $\nu = \nu_0 + f$ frekvenciájú modulált laserfényt (ν_0 a laserfény frekvenciája, f a moduláló frekvencia) a detektor fotokatódján összekeverjük a $\nu_0 + \nu_x$ frekvenciájú helyi laser-oszcillátor fényével. A fellépő $f = (\nu_0 + f) - (\nu_0 + \nu_x) = f - \nu_x$ lebegési középfrekvenciát már viszont a hagyományos módszerekkel kezelhetjük, tehát nincs szükség a szuper-nagyfrekvenciákon is működő különleges alkatelemek és módszerek bevezetésére.

A fotoelektromos detektorok négyzetes törvényű detektorok, ugyanis $I_0 = \varrho p_s$, itt I_0 az elektronáram és P_s a beérkező fényjel teljesítménye, ϱ pedig a fotoelektronokat emittáló felület érzékenysége. ϱ-ra érvényes a következő összefüggés: $\varrho = \frac{Q \cdot e}{h \cdot \nu}$, ahol Q a kvantum hatásfok, e az elektron töltése, $h\nu$ a beeső foton energiája. Ennek alapján az R terhelő ellenállásra jutó elektromos jelteljesítmény $P_{s_0} = I_0^2 \cdot R$.

Ebből a négyzetes törvényből következik, hogy a koherens detektálással a zaj elnyomható a jelhez képest, tehát az így kapott jel/zaj arány nagyobb lehet a beérkező fény jel/zaj arányánál. Sőt még a detektálásnál fellépő zajok (sötét áram, elektron fluktuáció) is elnyomhatók, ha a helyi laser referenciaoszcillátor P_r teljesítménye sokkal nagyobb $N = P_n$ zajteljesítménynél ($P_r \gg P_n$). Ezzel a feltételezéssel kapjuk a koherens detektálásnál a kimenő jel/zaj arányt:

$$\left(\frac{P_{s_0}}{P_{n_0}}\right)_k = \frac{Q \cdot P_{s(k)}}{h \cdot \nu \cdot \Delta\nu} = \frac{\varrho \cdot P_{s(k)}}{2e \cdot \Delta\nu}$$

ezzel szemben a nem koherens detektálásnál:

$$\left(\frac{P_{s_0}}{P_{n_0}}\right)_{nk} = \frac{\varrho \cdot P^2_{s(nk)}}{2e \cdot \Delta\nu \cdot P_n}$$

azonos jel/zaj viszony eléréséhez $-\left(\frac{P_{s_0}}{P_{n_0}}\right)_k =$

$= \left(\frac{P_{s_0}}{P_{n_0}}\right)_{nk}$-hoz — a két egyenletből a $P_{s(nk)} =$

$= \sqrt{2P_n \cdot P_{s(k)}}$ feltételt kapjuk. Ebből az összefüggésből következik, hogy a statisztikus zajok esetében $\left(\frac{P_s}{P_n} \leqslant 1\text{-nél}\right)$, azaz, amikor a jel nem emelkedik ki a zajszintből, koherens detektálással nagy érzékenységet lehet biztosítani, szemben a nem koherens detektálással.

4. Következtetések

Jelen dolgozatban megvizsgáltuk a lasersugár azon tulajdonságait, melyek alkalmassá teszik információ hordozóként való felhasználásra és összehasonlítást tettünk — ebből a szempontból — a különböző lasertípusok között. Így megállapítást nyert a gázlaserek felhasználásának különösen előnyös lehetősége.

Ezenkívül részletesen megvizsgáltuk a laseres híráttviteli vonalaknál fellépő geometriai veszteségeket és meghatároztuk az adott információ átviteli sebesség mellett áthidalható maximális távolságot; foglalkoztunk a különböző zajokkal; megadtunk egy maximális — a diszperzió által korlátozott — átviteli sávszélességet. Az eredményből azt a következtetést vontuk le, hogy a diszperzió csak igen nagy távolságok és különösen rövid hullámhosszúságok (pl. ultraibolya-fény) esetében okozhat sávszélességkorlátozást. Elemeztük az információ-kapacitás változását a frekvencia függvényében, és megállapítottuk annak ugrásszerű megnövekedését, ha mikrohullámokról fényhullámú hordozókra térünk át. Végül vizsgálat alá vettük a jel/zaj viszony növelését a koherens detektálás, vagyis az optikai szuperheterodin vételi elv alkalmazása mellett.

IRODALOM

1. *G. Sierson—R. F. Lucy:* Requirements of a Coherent Laser Pulse—Doppler Radar.
   Proc. IEEE. 1963. jan. 202—213. old.
2. *R. Targ:* Optical Heterodyne Detection of Microwave—Modulated Light.
   Proc. IEEE. 1964. márc. 303—304. old.
3. *Monte Ross:* Quantum Effects and Noise in Optical Communication.
   Proc. IEEE. 1963. április. 602—603.
4. *L. R. Sloom—C. F. Buhrer:* Reception of Single Sideband Suppressed—Carrier Signals by Optical Mixing.
   Proc. IEEE. 1963. április 610. old.

SZEMLE

Összeállította: VÁSÁRHELYI PÁL

Hollandiában hivatalosan bejelentették, hogy a rendszeres színes televízió adás 1968. január 1-vel indul meg. A kormány közölte a Philips céggel, hogy heti 6 – 8 órás adásidőt biztosít kezdetben.

*

A NEMA, az amerikai villamosipari gyárosok szövetsége, az ipari elektronikai és távközlési berendezések piaci forgalmát 1966-ban csaknem 11 milliárd dollárra becsülte, ami az 1965-ös mintegy 10 milliárd dollárral szemben 10%-os emelkedést jelent.

Az elektromos ipar egészét tekintve a forgalom 1966-ban 36,3 milliárd dollárt tett ki, az előző évi 33,42 milliárd dollárhoz képest ugyancsak emelkedést mutatva. 1967-re újabb 7,5%-os emelkedést várnak, s így az elektromos ipar forgalma előreláthatólag el fogja érni a 39 milliárd dollárt.

Megjegyzendő, hogy a NEMA adatai nem tartalmazzák a rádió, televízió és hi-fi berendezések területén jelentkező forgalmat.

*

A General Electric az idén ősszel hozza piacra az első olyan sztereo magnetofont, mely nem katonai célokat szolgál és mégis mikroáramköröket tartalmaz. Az új sztereo magnetofon a gépkocsikban felszerelt zenegépekben általánosan használt 8 sávos szalagok lejátszására alkalmas.

A Modell 8610 jelzéssel forgalomba kerülő mikroelektronikus magnetofon kiskereskedelmi ára 129,50 dollár. – A mikroelektronikus magnetofont az év végén ugyancsak mikroáramkörös hordozható, órával ellátott rádió, valamint televízió és lemezjátszó fogja követni.

A mikroáramkörök használata a nagyobb megbízhatóság mellett alacsonyabb kiskereskedelmi ár elérését teszi lehetővé a lakosság részére szánt elektronikus berendezéseknél.

*

A Deutschland GmbH Freisingben alapított új gyártelepén havi 1,6 milliós tételben kezdte meg a plasztik burkolatú, műanyag házacskával ellátott tranzisztorok gyártását.

A műanyagházas tranzisztorok egyik legfőbb előnye, hogy áruk lényegesen alacsonyabb a hagyományos tokozással előállított tranzisztorok áránál. Ezeket a tranzisztorokat az eddigi árnak mintegy harmadáért lehet árusítani, változatlan nyereség megtartása mellett. További előnyt jelent a hőmérsékleti hatásokkal szembeni nagy érzéketlenség, ami azt jelenti, hogy egyrészt mérséklődik az ebből a tényezőből származó élettartamszórás, másrészt a tranzisztorokkal felépített berendezés működését kevésbé befolyásolják a hőmérsékleti ingadozások. A műanyagházas tranzisztor ezen tulajdonságára jellemző, hogy még 175° C-nál is negatív a szokásos héliumpróba, ez az általában csak katonai célokra alkalmazott tranzisztorok esetén megkövetelt, igen szigorú követelményt jelentő vizsgálat. A tartós élettartam- és paramétervizsgálatok már 2 millió vizsgálati óránál tartanak, de a tervezett program, amelyből a végső kiértékelést el kívánják végezni, 50 millió órát vesz igénybe.

A Deutschland GmbH a műanyagházas tranzisztorok gyártásában a Texas Instruments céggel működik együtt: onnan kapta a gyártásban alkalmazott automatikus gépsort. Az együttműködés kialakulásának gyorsaságára jellemző, hogy az 1966. március elején megkötött megállapodás alapján már március végén megkezdődött a kísérleti gyártás, melynek keretében diódák előállítására került sor. Az automatikus Silect sor beindítása, amelyen jelenleg n – p – n, és p – n – p erősítőtranzisztorokat, kapcsolótranzisztorokat és FET (Feld Effect Transistor) típusokat állítanak elő, július kezdetével történt meg. Az utolsó negyedévben a teljesítmény tranzisztorok gyártása is megindult.

A gyártás során a különböző jellemzők rendszeres ellenőrzése hatalmas adathalmazt eredményez, amit emberi erővel túlságosan körülményes és hosszantartó lenne elemezni és értékelni. Ezért elektronikus számítógépes programszabályzott értékelést vezettek be. A programszabályozás nem csupán a nyert eredmények értékelésére terjed ki, hanem a mérendő paraméterek számára is. Ez azt jelenti, hogy amennyiben a számítógép valami bizonytalanságot észlel egy gyártási fázis során az előállított féltermék egy meghatározott tulajdonsága tekintetében, akkor utasítást ad a mérési műveletek körének kiterjesztésére, s ezzel részletesebb mérési adatsor meghatározására. A beállított automata vizsgáló berendezés a kész tranzisztorokból óránként 9000 db vizsgálatára képes, és a megfelelőnek minősített tranzisztorokat a jelentkező kis minőségi különbségek alapján 24 osztályba sorolja.

(Elektro – Technik, 1966. okt. 12. p. 762.)

*

Japánban a rádió- és televíziókészülék-gyártó iparban mintegy 200 000 ember dolgozik, 3000 cég keretében. Az egyik legújabb felmérés szerint a cégeknek csupán 3%-a alkalmaz 300 munkásnál többet, s a kisvállalatok foglalkoztatják az ezen iparágakban dolgozók 60%-át.

A fejlődést nagymértékben elősegíti a technológiai oktatás nagymértékű fejlesztése. Minden egyetemen van műszaki fakultás és igen nagy azoknak az egyetemeknek a száma is, amelyek kifejezetten elektromérnöki karral rendelkeznek. A technikusok képzését az elektronika területén több mint 500 speciális iskola biztosítja. Az évente végző híradástechnikai mérnökök száma meghaladja az 1500-at. Míg a nem elektronikai és híradástechnikai téren specializálódott végző elektromérnökhallgatók száma 3000. Alacsonyabb műszaki végzettséggel az elektronika és híradástechnika területén 600-an, a teljes elektrotechnika területén 3000-en végeznek évente.

(Electronics Weekly, 1966. okt. p. 7)

*

1966 júniusával megindult a szovjet–angol kooperáció az elektronikai termékek minőségi és megbízhatósági ellenőrzésének szabványosítása terén. Az együttműködés kezdő lépéseként egy angol küldöttség látogatást tett a szovjet Szabványügyi Bizottságnál. A tárgyalások központi kérdése a minőségellenőrzés és megbízhatóság vizsgálat szükségessége, valamint végrehajtásának lehetősége volt. Megállapodtak abban, hogy nagyon komoly segítséget jelentene ebben a munkában a szabványosítás alkalmas kiterjesztése. Az angol vendégek megvizsgálták a Szovjetunióban a különböző ipari szabványok kidolgozása során bevált eljárásokat és megvitatták a szabványosítás főbb szempontjait, valamint a szabványok kialakításához szükséges alapvető méréseket.

Az együttműködés további lépése a szovjet szakemberek viszontlátogatása, melynek során már végleges megállapodásra is sor kerül, elsősorban az alapvető szabványok közös vonásainak meghatározása terén. Ez a munka a két ország minőségellenőrzési módszereinek vizsgálatakor és egybevetésekor nyert adatok alapján indul meg. Célja, hogy az elektronikus ipar vonatkozásában megkönnyítse a szovjet–angol kapcsolatokat. A közös szabványok kialakítása után előreláthatólag jelentősen meg fognak erősödni a két ország közötti elektronikus vonatkozású kereskedelmi kapcsolatok.

Az angol sajtó annak a véleménynek adott hangot, hogy az ilyen jellegű tárgyalások nagymértékben előre tudják vinni a kereskedelmi kapcsolatokat, s lehetővé teszik nem csupán az export- és importlehetőségek fokozását, hanem azt is, hogy megoldják bizonyos elmaradottnak tekinthető ipari komplexumok fejlesz-

OMSZ SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

tését, illetve azok gazdaságtalansága esetén a szóban forgó vállalatok átcsoportosítását.

(Electronic Components, 1966. okt. p. 883.)

*

A lengyelországi Radomban működő telefongyár megkezdte egy új rendszerű távbeszélő készülék gyártását. A készülék érdekessége, hogy a csengőn kívül fényjelzőt is tartalmaz. A csengő működésével egyidőben kigyullad az ellenőrző lámpa is, amelyet úgy helyeztek el, hogy a hallgató leemelése után a számtárcsát is megvilágítsa. Az új készülék mind a bel- mind a külföldi szakemberek körében nagy érdeklődést váltott ki. A radomi üzem évente többszázezer távbeszélő készüléket gyárt, s exportja állandóan növekvő tendenciát mutat.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.382.232.011.222:621.37.016.35

Kauker J.:

Tunnel-diódás áramkörök stabilitás kritériumai és a lehetséges üzemmódok határai

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) 4. sz.

A cikk egységesen tárgyalja és összefoglalja a legegyszerűbb tunneldiódás áramkörök stabilitás kritériumait, megállapítja a nonlineáris oszcillátor, a stabil erősítő és a kapcsoló üzemmód határait a paraméterek és a lezáró impedanciák függvényében. A feltételesen stabil, de rövidrezárva instabil tunneldióda ellenállással és kapacitással söntölve stabillá tehető. A stabilizáláshoz szükséges ellenállás és kapacitás értéke meghatározható oly módon, hogy mindkettő maximális toleranciával egymástól függetlenül szabadon választható.

ETO 621.372.543.2:519.214.1

Madas I.:

Egy sávszűrő elemeinek tűréshatár tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) 4. sz.

A cikk egy inverz Csebisev karakterisztikájú sávszűrő tolerancia-analizisét mutatja be. Az eljárás eltér a hagyományos, legrosszabb esetnek megfelelő tervezéstől. Az alkalmazott valószínűségi módszer viszonylag laza tűréshatárokat ír elő, csekély selejt fejében. Az eljárás alkalmas a hálózat anyagköltségeinek csökkentésére, különösen olyan esetben, amikor az elemek tűréshatárainak megszorítása nagymértékben növeli a költségeket, ezzel szemben a tervezésből adódó néhány ezrelék selejt — mely előre becsülhető — nem jelent komoly veszteséget.

ETO 621.396.43:681.32

Faragó T.—Rét A.:

Közepes sebességű adatátviteli vizsgálatok mikrohullámú összeköttetésen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) 4. sz.

A mikrohullámú összeköttetéseken a csokcsatornás távbeszélő és a televízió jeleken kívül közepes- és nagysebességű digitális jelet is át kell vinni. A dolgozatban leírt kísérlet során a Távközlési Kutató Intézetben tervezett GTT 4000/600 típusú berendezéssel kiépített mikrohullámú összeköttetésen 1200 Baud sebességű fázismodulált jelet vittünk át. Az átvitt impulzusok száma kb. 30 millió és az impulzus hibaarány $3 \cdot 10^{-6}$ volt.

ETO 621.391.63:621.375.826

Tőkés Sz.—Csanády S.:

A laserek híradástechnikai alkalmazása

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) 4. sz.

A cikk a laserek híradástechnikai célokra való alkalmazásának lehetőségeit vizsgálja. A laserek működési elvének ismertetése után összehasonlítja az egyes típusokat híradástechnikai szempontból. Ezután a laseres hírközlő rendszerek felépítését és zajviszonyait tárgyalja.

обобщения

ДК 621.382.232.011.222:621.37.016.35

Й. Каукер:

Критерии стабильности и пределы возможных видов работы цепей с туннельным диодом

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII (1967) № 4.

Даны единые критерии стабильности самых простых цепей с туннельными диодами, определены пределы видов работы нелинейного осциллятора, стабильного усилителья и переключателя в зависимости параметров и оконечных импедансов. Условно стабильный, но коротко-замкнуто нестабильный туннельный диод может быть стабилизирован с помощью шунтировкой сопротивлением и ёмкостью. Величины сопротивления и ёмкости необходимые для стабилизации, можно определить таким образом, что обои выбраны с максимальными допусками, независимо друг от другого.

ДК 621.372.543.2:519.214.1

И. Мадаш:

Проектирование предел допусков полосового фильтра

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII (1967) № 4.

Показан анализ допусков полосового фильтра имеющего инверсную характеристику Чебышева. Метод склоняется от традиционного проектирования для самого плохого случая. Применённый метод вероятности даёт относительно обширные пределы допусков при небольшом браке. Метод пригодится для уменьшения затрат материалы схемы, особенно в случаях, когда тесные пределы допусков значительно увеличивают затраты. Однако, несколько тысяная часть брака полученная из проектирования, которую можно оценивать предварительно, не является чрезмерной потерю.

ДК 621.396.43:681.32

Т. Фараго—А. Рет:

Испытания передачи данных средней скорости на микроволновых связях

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII (1967) № 4.

Кроме сигналов многоканалного телефонирования и телевидения микроволновые связи должны передать дигитальные сигналы средней и высокой скорости. В течение эксперимента описана в статье сигналы фазовой модуляции с скоростью 1200 бод были переданы через микроволнную связь содержащую оборудования типа GTT 4000/600 проектированные в Институте Дальней Связи. Число импульзов было около 30 миллионов и отношение ошибок $3 \cdot 10^{-6}$.

ДК 621.391.63:621.375.826

С. Тёкеш—Ш. Чанади:

Применение лазеров в технике связи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII (1967) № 4.

Испытываются возможности применения лазеров в технике связи. После описания принципа работы лазеров сравниваются различные типа с точки зрения техники связи. Потом излагаются осуществления и условия шумов систем связи на лазерах.

Zusammenfassungen

DK 621.382.232.011.222:621.37.016.35

J. Kauker:

Stabilitätskriterien und Grenzen der möglichen Betriebsarten von Tunneldiodenstromkreisen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) Nr 4.

In dem Artikel werden die Stabilitätskriterien der einfachsten Tunneldiodenstromkreise erörtert und zusammengefasst. Es werden die Grenzen der nichtlinearen Oszillatoren, des stabilen Verstärkers und die Schaltbetriebsart als Funktion der Parameter und Sperrim-

Summaries

UDC 621.382.232.011.222:621.37.016.35

J. Kauker:

Stability Criteria for Tunnel Diode Circuits and the Limits of the Possible Operating Conditions

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 4.

The paper discusses and summarizes in a uniform way the stability criteria of the simplest tunnel diode circuits and determines the operating condition limits of the nonlinear oscillator, stable amplifier and switching service as the function of the parameters and

pedanz bestimmt. Die quasi-stabile und kurzgeschlossen unstabile Tunneldiode kann durch Parallelschaltung von Widerstand und Kapazität stabilisiert werden. Der Wert des zur Stabilisierung notwendigen Widerstandes und Kapazität kann so stabilisiert werden, dass beide von einander unabhängig mit maximaler Toleranz frei gewählt werden können.

DK 621.372.543.2:519.214.1

I. Madas:

Entwurf der Toleranzgrenzen von Bandfilterelementen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) Nr 4.

In dem Artikel wird die Toleranzanalyse eines Bandfilters mit invers Tschebiseffscher Karakteristik erörtert. Das Verfahren weicht von dem traditionellen, dem ungünstigstem Fall entsprechenden Entwurf ab. Die angewandte Wahrscheinlichkeitsmethode schreibt relativ ungenaue Toleranzgrenzen vor, gegen geringem Ausschuss. Das Verfahren ist zur Verminderung der Werkstoffkosten des Netzes besonders in solchem Falle geeignet, wenn die Beschränkung der Toleranzgrenzen der Elemente die Kosten in grossem Masse vergrössert. Demgegenüber bedeutet der Ausschuss von einigen Tausendstel, die aus dem Entwurf entsteht und voraus zu schätzen ist, keinen erheblichen Verlust.

DK 621.396.43:681.32

T. Faragó—A. Rét:

Prüfungen von Datenübertragung bei mittlerer Geschwindigkeit

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) Nr. 4.

Auf den Mikrowellenverbindungen müssen ausser den Mehrkanalfrensprech- und Fernsehsignalen Digitalsignale von mittlerer und hoher Geschwindigkeit übertragen werden. Während des hier beschriebenen Experimentes haben wir phasenmodulierte Signale mit einer Geschwindigkeit von 1200 Baud auf unserer Mikrowellenverbindung übertragen. Diese Mikrowellenverbindung wurde mit der in dem Forschungsinstitut für Weitverkehrstechnik ausgearbeitete Einrichtung Typ GTT 4000/600 ausgeführt. Die Zahl der übertragenen Impulse war ungefähr 30 Millionen und die Impulsfehlerrate 3.10^{-6}

DK 621.391.63:621.375.826

Sz. Tőkés—S. Csanády:

Anwendung der Laser in der Fernmeldetechnik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) Nr 4.

In dem Artikel werden die Anwendungsmöglichkeiten der Laser für fernmeldetechnische Zwecke untersucht. Nach der Erörterung des Funktionsprinzips der Laser werden die einzelnen Typen von fernmeldetechnischem Gesichtspunkt verglichen. Zuletzt wird die Bildung der Laserweitverkehrssysteme und deren Geräuschverhältnisse beschrieben.

terminal impedances. The conditionally stable, but shortcircuited unstable tunnel diode may be stabilized by shuntig with a resistance and a capacity. The value of resistance and capacity necessary for stability may be determined in such a way, that both shall be chosen independently of each other with the maximum tolerances.

UDC 621.372.543.2:519.214.1

I. Madas:

Design of the Tolerance Limits for Band-Pass Filter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 4.

In the paper the tolerance analysis of a band-pass filter with an invers Tchebisheff kind characteristic is presented. The procedure differs from the traditional design for the worst case. The applied probability method prescribes relatively loose tolerance limits in return for negligible refuse. The procedure is suitable to reduce the material costs of the network, especially when narrowing the tolerance limits of the elements increases considerably the expenses, whereas the few thousandth of refuse arising from the design which can be estimated beforehand, does not constitute a serious loss.

UDC 621.396.43:681.32

T. Faragó—A. Rét:

Data Transmission of Medium Speed on Microwave Links

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 4.

On the microwave links medium and high speed digital signals have to be transmitted besides telecommunication and television signals. In the course of the described experiment with a speed of 1200 Baud, phase modulated signals were transmitted on a microwave link by the GTT 4000/600 type equipment designed by the Research Laboratory for Telecommunication. The number of the transmitted pulses was approximately 30 million and the error rate of the pulses was 3.10^{-6}.

UDC 621.391.63:621.375.826

Sz. Tőkés—S. Csanády:

Application of Lasers in the Telecommunication Engineering

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 4.

The possibilities of the application of lasers in the telecommunication engineering are discussed. After presenting the principle of operation of the lasers, certain types are compared from the point of view of the telecommunication engineering. Finally the design of the laser communication systems and their noise relations are discussed.

Résumés

CDU 621.382.232.011.222:621.37.016.35

J. Kauker:

Critères et limites des services possibles des circuits à diodes de tunnel

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 4.

Un traitement uniforme et un résumé des critères de stabilité des circuits à diode de tunnel les plus simples est donné, les limites des services d'un amplificateur stable et un commutateur sont établies en fonction des paramètres et des impédances de terminaison. Les diodes de tunnel conditionellement stables, mais instables court-circuités, peuvent être stabilisées par shuntages avec résistances et capacités. Les valeurs de la résistance et capacité nécessaires pour la stabilisation peuvent être déterminés ayant des tolérances maximales indépendentes l'un de l'autre.

CDU 621.372.543.2:519.214.1

I. Madas:

Projet de la tolérance des éléments d'un filtre passe-bande

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 4.

L'article traite l'analyse des tolérances d'un filtre passe-bande ayant une caractéristique inverse à Tchebicheff. La méthode diffère du projet traditionnel correspondant au cas le plus défavorable. La méthode de probabilité utilisée prescrit des tolérances rélativement lâches à cause d'une chute mince. La méthode est apte a réduire les dépenses matérielles, surtout si la réduction des limites de tolérance des éléments augmente considérablement les frais et la chute de quelques pour mille-qui peut être estimée en avance-produisant ces conséquences du projet-ne cause pas des pertes graves.

CDU 621.396.43:681.32

Faragó—A. Rét:

Essais de transmission des dates sur appareillage à microondes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 4.

Les appareillages à microondes doivent transmettre, hors des signaux téléphoniques multiples et de télévision, des signaux digitaux à vitesse moyenne et haute. Au cours des essais descrits des signaux à modulation de phase avec une vitesse de 1200 baud ont été transmis par l'appareillage à microondes du type GTT 4000/600, dévéloppé dans l'Institut de Recherche pour Télécommunication. Il y avait à peu près 30 millions impulsions et le rapport des erreurs 3.10^{-6}.

CDU 621.391.63:621.375.826

S. Tőkés—S. Csanády:

Utilisation des lasers dans la télécommunication

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N°4.

L'article examine les possibilités de l'utilisation des lasers dans la télécommunication. Après la description du principe de fonction des lasers une comparaison des types différents est donnée du point de vue de télécommunication. Ensuite la réalisation et les conditions de bruit des systèmes de télécommunication à lasers sont exposées.

A Lapkiadó Vállalat hirdetéseket felvesz az alábbi díjszabás szerint:

Egészoldalas hirdetés ára ..... 1440,— Ft
Féloldalas hirdetés ára ..... 720,— Ft
Negyedoldalas hirdetés ára ..... 360,— Ft

HIRDESSEN A

HIRADÁSTECHNIKÁBAN

A hirdetések az alábbi címre küldendők:

LAPKIADÓ VÁLLALAT, BUDAPEST, VII., LENIN KÖRÚT 9-11

Telefon: 221-285

Befizetéseket az MNB 46. egyszámlára kérjük

Átfogó képet nyújt a magyar ipar fejlődéséről

Számos ország legszebb termékeit mutatja be

FOIRE·MESSE·FAIR·
BNV
BUDAPEST

Felvilágosítás:

Budapesti Nemzetközi Vásár

Budapest, XIV., Városliget
Telefon: 225-008
Telex: Budapest, 230. INFOIRE

AZ ALÁBBI MŰSZEREK RAKTÁRRÓL AZONNAL BESZEREZHETŐK:

(2. sz. Műszer Mintaterem, VII., Majakovszkij u. 59.)

YCST csúszóhuzalos Thomson-híd	2 220 Ft
YT preciziós Thomson-híd	9 000 Ft
YW-1 preciziós Wheatstone-híd	5 850 Ft
YTW preciziós Thomson—Wheatstone-híd	9 500 Ft
YTWK-1 preciziós Thomson—Wheatstone- és Feussner-kompenzátor	9 500 Ft
YK Feussner-kompenzátor	9 000 Ft
YKA kompenzátorasztal	80 000 Ft

1967. évi SZÁLLÍTÁSRA MEGRENDELHETŐ:

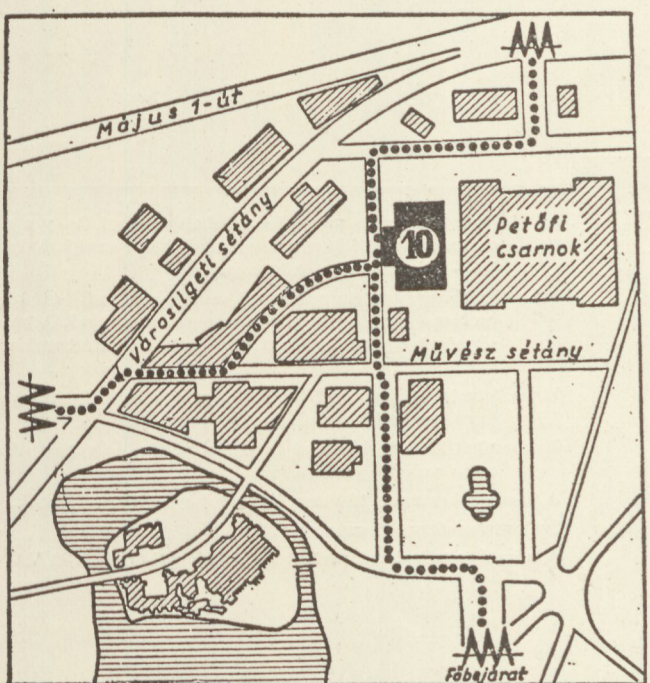
YK-1 jelű új típusú Dieselhorst-kompenzátor

MŰSZER- ÉS IRODAGÉPÉRTÉKESÍTŐ VÁLLALAT

Villamos és Elektronikus Műszerek Osztálya

(VI., Bajcsy-Zsilinszky út 37.)

VIII. NEMZETKÖZI MŰSZAKI KÖNYVKIÁLLÍTÁS



10 NEMZETKÖZI MŰSZAKI KÖNYVKIÁLLÍTÁS

1967. május 19—29. között
a
Budapesti Nemzetközi Vásár
10. számú pavilonjában

•

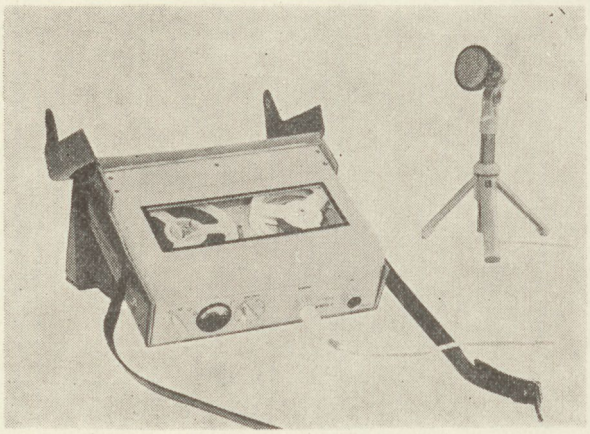
Anglia, Ausztria, Bulgária, Csehszlovákia, Egyesült Államok, Hollandia, Japán, Jugoszlávia, Lengyelország, Magyarország, Német Demokratikus Köztársaság, Német Szövetségi Köztársaság, Olaszország, Románia, Spanyolország, Svájc és a Szovjetunió kiadóinak

legújabb műszaki könyveit
állítjuk ki.

•

MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ

R-5



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

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

Szalagsebesség: 9,53 cm/mp ±2%.

Frekvenciatartomány: 60 Hz—10 kHz.

Behallgatás: fejhallgatóval vagy saját hangszóróval.

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

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

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

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

STM-200

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

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

Minden erősítője teljesen tranzisztorizált.

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

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

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

Teljesítményfelvétel: 160 W.

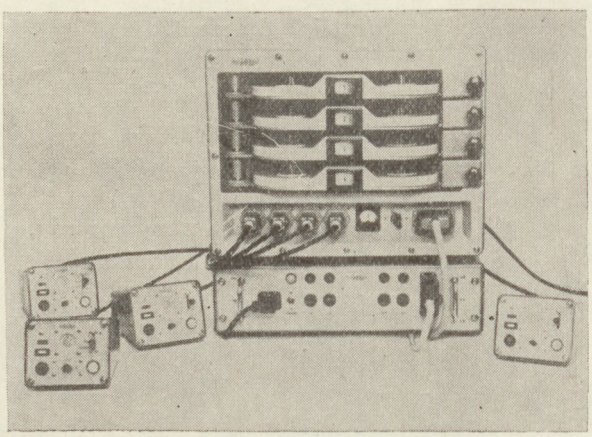
A készülék súlya futóművel, erősítővel 73 kg.

Méretek: 870×565×420 mm.

Állvánnyal: 870×565×920 mm.

Külön rendelésre stereokivitelben is készítjük.

M-5



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

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

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

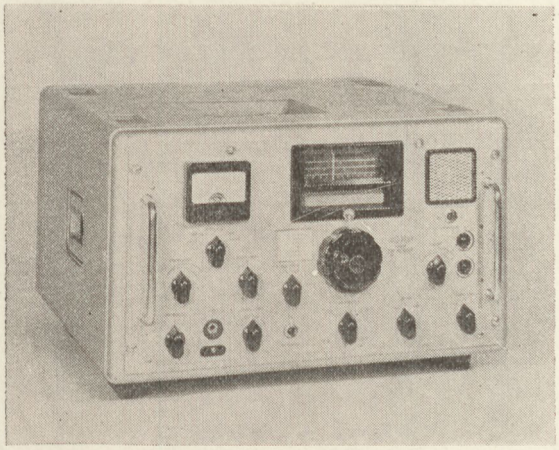
Mechanikai kivitele lehetővé teszi a szállíthatóságot és gépkocsiba való beépítését.

A készülékhez max. 130 mm átmérőjű orsók használhatók.

Szalagsebessége: 9,5 cm/mp ±3%.

A készülék teljesítményfelvétele: a hálózatból kb. 160 VA.

ML-400/F



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

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

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

UAE-63A

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

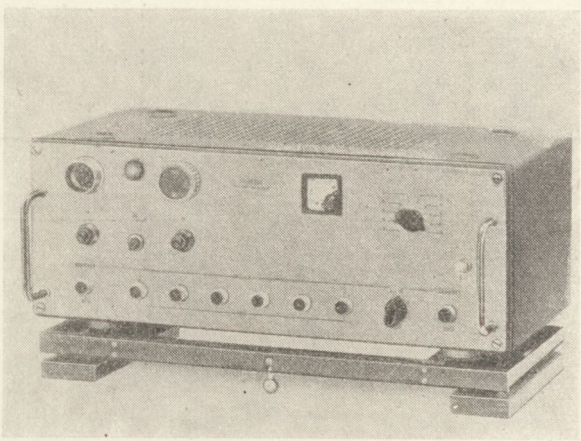
Kétféle üzemmódban működtethető:

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

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

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

   Alkalmazása: antennakábel csillapításának kiegyenlítése.
   Szélessávú erősítő mérési célokra.



MECHANIKAI LABORATÓRIUM BUDAPEST

MAGYAR KÁBEL MŰVEK

IGAZGATÓSÁG ÉS KÖZPONTI GYÁR

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

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

SZEGEDI KÁBELGYÁR
Szeged, Huszár út 1.

GYÁRTMÁNYOK:

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

TRANSZFORMÁTOR KTSZ

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

Nagyfeszültségű készülékek:
anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyorsszabályozók:
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyorsszabályozók

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

Transzformátorok:
egy- és háromfázisú sorozat, különleges transzformátorok, valamint híradástechnikai transzformátorok

BUDAPESTI RÁDIÓTECHNIKAI GYÁR

LEGÚJABB GYÁRTMÁNYAI

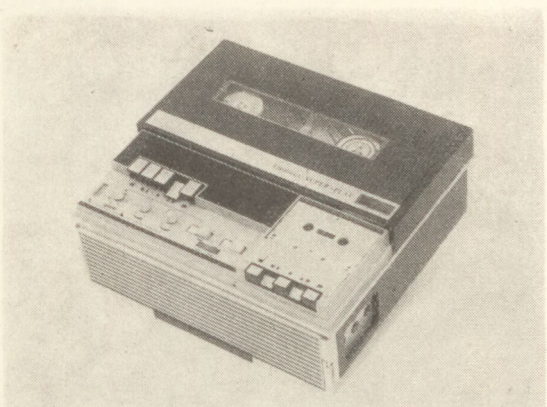
QUALITON M 10 típ. magnetofon

Az eddigi 2 sávos készülékek mellett az M10 típ. készülék 4 sávos kivitelben készült és a felvevő és lejátszó erősítőn kívül egy külön beépített második lejátszó erősítővel van ellátva, s így alkalmas duoplay felvételek készítésére és lejátszására. Lejátszásnál bármelyik sáv, vagy a két sáv együttesen a készülék végfokozatán keresztül lehallgatható.

Főbb műszaki adatok:

Szalagsebesség	9,5 cm/sec	4,75 cm/sec	2,38 cm/sec
Frekvenciaátvitel	60 – 14 000 Hz	60 – 7000 Hz	100 – 3500 Hz
Dinamika	45 dB	42 dB	40 dB
Max. kimenő telj.	2 W		
Súly	9,5 kg		

QUALITON M 11 típ. magnetofon



Teljesen új rendszerű készülék, mely egyesíti a hagyományos orsós és a legújabb kazettás kivitelű készüléket. Teljesen tranzisztorizált, 3 sebességes, 4 sávos kivitelben készül. *Szolgáltatásai:* Playback és multi-playback felvételek teljes szélességű frekvenciaátvitellel; superplay felvételi lehetőség az orsós rendszerről a kazettásra és viszont; kivezérlésjelzés műszerrel; távvezérlés; szalagszámláló; szalagvégkapcsoló.

Főbb műszaki adatok:

Szalagsebesség	19 cm/sec	9,5 cm/sec	4,75 cm/sec
kazettás			4,75 cm/sec
Frekvenciaátvitel	40 – 18 000 Hz	40 – 15 000 Hz	40 – 9000 Hz
kazettás			40 – 10 000 Hz
Kimenő telj.	2,5 W		

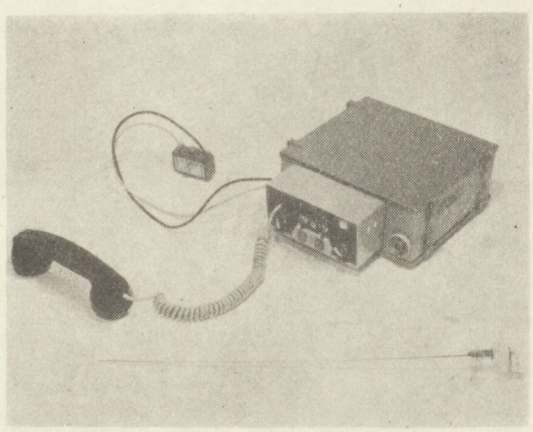
QUALITON—HIFI M 20 típ. magnetofon

A nagy teljesítményű, 3 sebességes készülék használatánál a prózai felvételektől, a komoly zenei felvételekig, minden műsoranyaghoz a legkedvezőbb szalagsebesség kiválasztható. Max. kimenő teljesítménye 3 W, és saját hangszórójával is elégséges szobai hangerőt biztosít. Külső hangszóró csatlakozóval rendelkezik és külön erősítő beiktatása nélkül 15 ohmos külső lakáshangszóróval igen jó teljesítményt nyújt. A HIFI 9,5 cm/sec szalagsebességével minden igényt kielégít.

Főbb műszaki adatok:

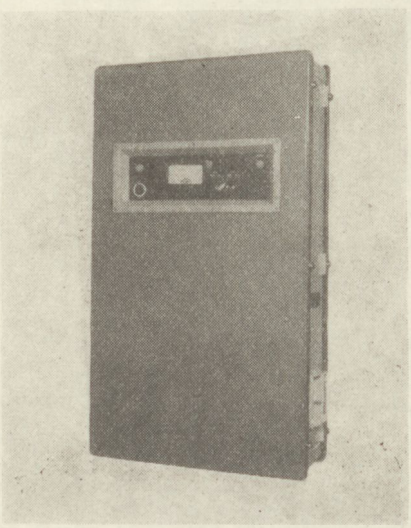
Szalagsebesség	9,5 cm/sec	4,75 cm/sec	2,38 cm/sec
Frekvenciaátvitel	60 – 14 000 Hz	60 – 7000 Hz	100 – 3500 Hz
Sebességingadozás	± 0,25%	± 0,50%	± 0,80%
Dinamika	50 dB	48 dB	45 dB
Súly	9 kg		

FM-10-162 típ. rádiótelefon



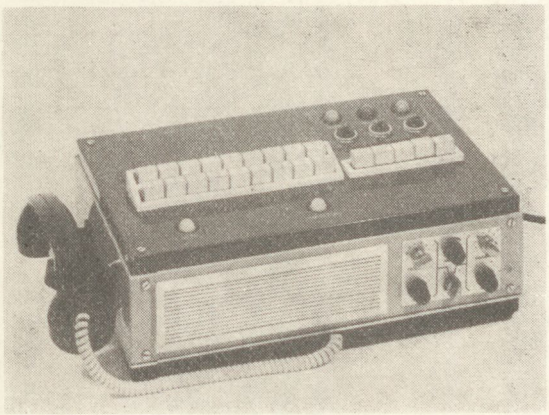
A berendezés főleg járművek és egy fixen telepített központi állomás közötti beszédösszeköttetés létesítésére alkalmas. A részben tranzisztorizált készülék rendkívül kis méretei folytán könnyen elhelyezhető a gépkocsik csomagterében vagy az utasfülkében, esetleg az ülés alatt is. A rádiótelefon 1 – 8 átkapcsolható frekvencián működik, az átkapcsolás a kezelőegységgel (Gk-50) történik. A forgalom bonyolítása történhet kézibeszélővel, vagy hangszóró és kézi mikrofon segítségével. A mobil készüléket a gépkocsi akkumulátoráról lehet táplálni anélkül, hogy az akkumulátort vagy a töltődinamót nagyobbra kellene cserélni.

FM-40-160 típ. rádiótelefon



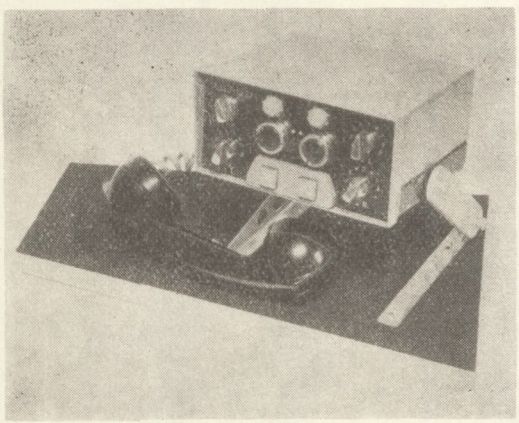
A fázismodulált URH rádiótelefon kétirányú beszédösszeköttetés létesítésére alkalmas, akár két fixen telepített állomás között, akár egy fix állomás és járművek között. A készülék 1 – 8 átkapcsolható üzemi frekvencián működik és az átkapcsolás a kezelőegységről (FK-50) történik. A forgalom bonyolítása történhet kézibeszélővel vagy hangszóró és kézi mikrofon segítségével. A forgalom lehet szimplex, félduplex, vagy duplex üzemmódú, attól függően, hogy az adó-vevő milyen üzemmódra készült. Duplex üzemmód esetén a készülék kézikapcsolással a 600 ohmos telefonvonalhoz is csatlakoztatható. Az állomás előre beállított hívójel-kombinációjának vételét jelzőlámpa és hangjel jelzi.

FK-50 típ. kezelőegység



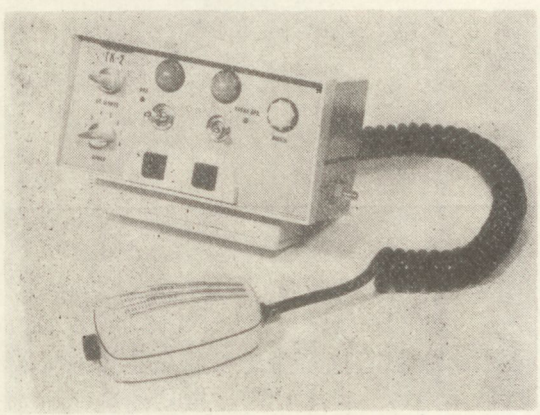
A kezelőegység az FM-10-160, FM-10-162 és FM-40-160 típ. fix telepítésű rádiótelefon berendezések kezelésére, üzemeltetésére szolgál. *Szolgáltatásai:* beszédösszeköttetés az ellenállomással egy frekvencián, mely a 8 frekvencia közül átkapcsolással választható. Duplex üzemmód esetén csatlakozás a 600 ohmos telefonvonalhoz kézi kapcsolással. Átjátszás két alállomás között. Hívójel adása és vétele.

GK-50 típ. kezelőegység



A kezelőegység a szimplex és duplex üzemmódú FM-10-160 és FM-10-162 típ. mobil rádiótelefonok üzemeltetésére alkalmas. A hívóhang-választó kapcsolóval 11 alaphang egyidejű kettős kombinációjával 53 hívóhang állítható be. Az alaphangok és kombinációk azonosak az FK-50 típ. kezelőegységben alkalmazott hívóhangokkal.

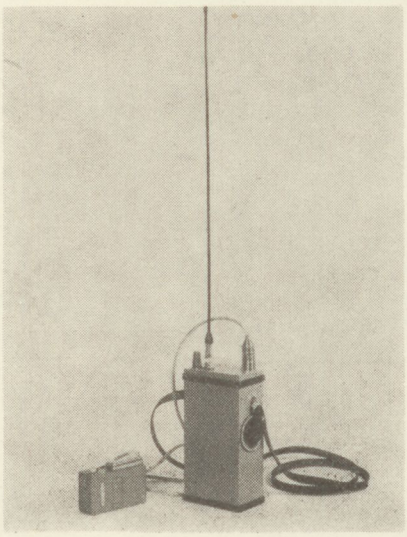
GK-2 típ. kezelőegység



A GK-2 típ. kezelőegység a mobil URH rádiótelefon állomások működtetését biztosítják. A kezelőegység a mobil rádiótelefon berendezés valamennyi működtető elemét tartalmazza.

A kezelőegység és az adó-vevőegység csatlakoztatása akár közvetlen rádugaszolással, akár 22 erű dugaszolható kábelen keresztül biztosítható.

FM-05-163 típ. hordozható rádiótelefon

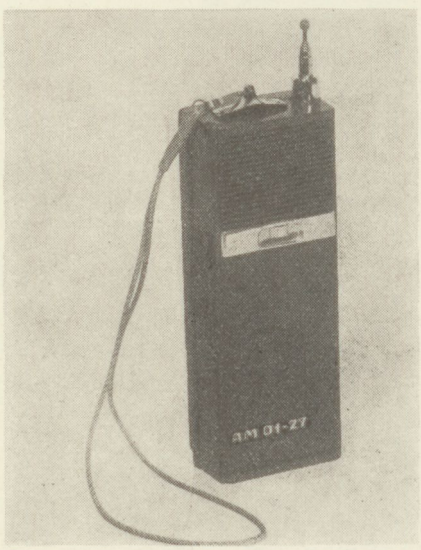


Az FM-10-160 és FM-40-160 típ. rádiótelefon család „legifjabb" tagja ez a hordozható URH-készülék, mely kétirányú beszédösszeköttetés létesítésére alkalmas, mozgó személyek vagy mozgó személyek és egy fixen telepített állomás, vagy mozgó jármű között. A készülék teljesen tranzisztorizált, az oszcillátorok kristályvezérlésűek. A táplálás 12 V-os ezüst-cink akkumulátorról történik, mely kb. 10 órás üzemidőt biztosít. Hatótávolsága terep adottságoktól függően 4 – 8 km.

Főbb műszaki adatok:

Frekvenciatartomány	152 ...	174 MHz
Átkapcsolható csatornák száma	4	
Üzemmód	szimplex, félduplex	
Szomszédos csatornák min. távolsága	25 kHz	
Súly	1,3 kg	

AM-01-27 típ. kézi rádiótelefon



A hordozható készülék kétirányú, váltott üzemű (szimplex) beszélgetés lebonyolítására alkalmas a 27 MHz-es frekvenciasávban. Hatótávolsága sík terepen 1 – 3 km, városon belül legfeljebb 1 km. A készülék használatához s a Magyar Posta üzemeltetési engedélye is szükséges.

Főbb műszaki adatok:

Átkapcsolható csatornák száma	max. 2
Szomszédos csatornák min. távolsága	10 kHz
Névleges adóteljesítmény	100 mV
Táplálás	8 db 1,5 V-os rúdelem
Súly	0,85 kg

Budapesti Rádiótechnikai Gyár

III., Polgár u. 8. Telefon: 686-080.

Kereskedelmi Osztály

HÍRADÁSTECHNIKAI ANYAGOK GYÁRA

VÁC, ZRÍNYI UTCA 1

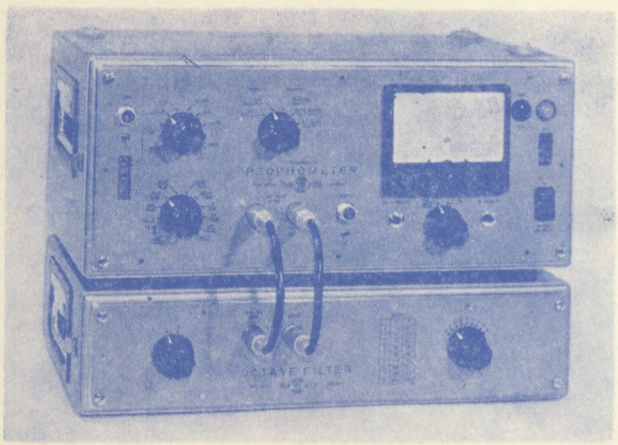
Ferrit lágymágneses alkatrészek: fazékmagok, árnyékoló serlegek, E-magok, U-magok, eltérő gyűrűk, antennarudak, menetes magok, ferrit rudak.

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

Fénycsőfojtók.

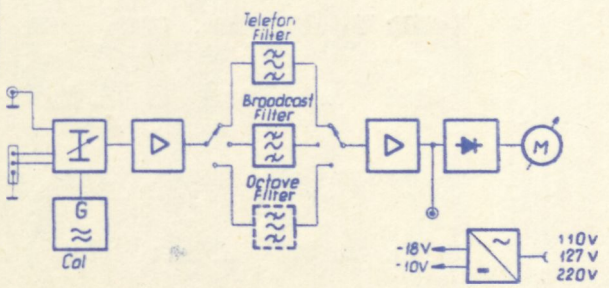
Nyomtatott áramköri huzalozású lemezek.

Töltött és töltet nélküli forrasztóónok.



Tranzisztoros PSOPHOMETER

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



MŰSZAKI ADATOK:

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

BEMENŐ IMPEDENCIÁK:

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

Gyártja: ELEKTRONIKA

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

Előzetes megrendelés nélkül

azonnal

beszerezheti

HÍRADÁSTECHNIKAI

elektromos és elektromechanikai

ALKATRÉSZ

szükségletét a KKKV

1. sz. KÖZÜLETI BOLTJÁBAN

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

GYORS KISZOLGÁLÁS!

Az áruátvétel bélyegzővel, készpénz-, csekkfizetéssel történik!