



XVII. ÉVFOLYAM, 6. SZÁM, 161—192 OLDAL
BUDAPEST, 1966. JÚNIUS HÓ

6

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

GONDA GÁBOR: Egy energiatárolós nemlineáris elektromos hálózatok átmeneti jelenségeinek grafikus vizsgálata ...	161
RÉT ANDRÁSNÉ: Telefonforgalom-utánzás Monte Carlo-módszerrel	169
GÖBLÖS JÓZSEF: Poliészter kondenzátorok	176
FARKAS VILMOS: Kis koaxiális kábalrendszer	181
Szemle	180, 189
Könyvismertetések	188
EGYESÜLETI HÍREK	191
Tartalmi összefoglalások	191
Обобщения	191
Zusammenfassungen	192
Summaries	192
Résumés	192

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 szerkesztőbizottság 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, KÖMÜVES 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. 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.
Csekszámlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,065 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető:
„KULTÚRA”: P. O. B. Budapest 62.

66.0597 Egyetemi Nyomda, Budapest

GONDA GÁBOR

Budapesti Műszaki Egyetem, Elméleti Villamosságtan Tanszék

Egy energiatárolós nemlineáris elektromos hálózatok átmeneti jelenségeinek grafikus vizsgálata

ETO 518.43:621.37

Az utóbbi időben a tudomány és technika számos területén egyre szélesebb körben alkalmaznak nemlineáris tulajdonságokkal rendelkező villamos kapcsolási elemeket. Az ilyen elemeket tartalmazó hálózatok átmeneti jelenségeinek meghatározása nemcsak azért fontos, mert a tranzien্স folyamatok lejátszódása alatt veszélyesen nagy áramok és feszültségek is felléphetnek — melyek a hálózatot tönkretelhetik még az állandósult állapot beállta előtt —, de fontos azért is, mert igen gyakran az állandósult állapotbeli viszonyok is csak az átmeneti folyamatok vizsgálatán keresztül határozhatók meg.

A lineáris hálózatok átmeneti jelenségeinek tárgyalására jól kidolgozott, és egyszerűen használható módszerek vannak. A nemlineáris hálózatok vizsgálata azonban nemlineáris differenciálegyenletek megoldását jelenti, ami általában exakt módon nem végezhető el. Ilyen feladatok megoldása három módszerrel történhet, melyek mindegyike tulajdonképpen a differenciálegyenlet közelítő megoldása. Ezek: az *analitikus*, a *numerikus* és a *grafikus* közelítő eljárás.

Az első két módszerre a magyar nyelvű irodalomban helyenként találunk utalást, a grafikus eljárásról azonban nemigen olvashatunk. Ezért jelen cikkben néhány olyan, jól használható grafikus módszert ismertetünk, melyekkel elsőrendű nemlineáris, vagy változó paraméterű differenciálegyenlet megoldható. A kérdést nemlineáris hálózatok átmeneti folyamataival kapcsolatos példákon keresztül tárgyaljuk.

A bemutatott módszerek gyorsak, alkalmazásuk egyszerű, maga a szerkesztési munka mechanikusan végezhető, és (természetesen a munka növekedése árán) tetszőlegesen pontosakká tehetők.

1. Frank módszere

Az eljárás megvilágítása céljából vizsgáljuk először a

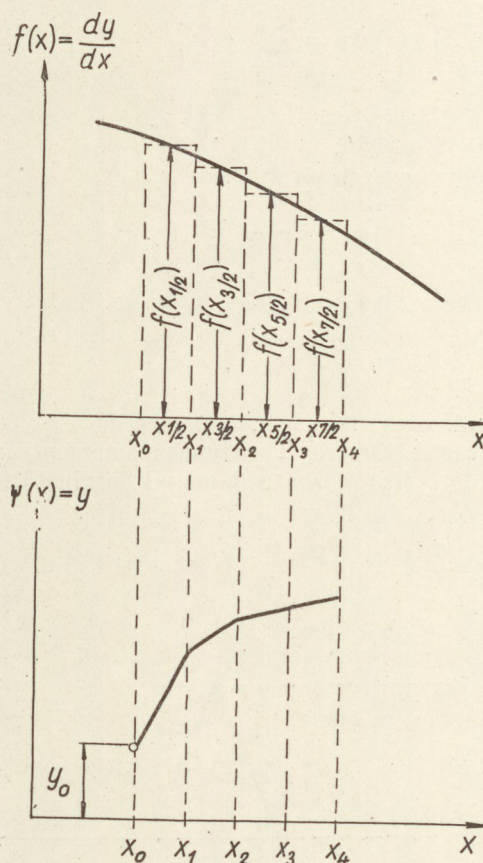
$$\frac{dy}{dx} = f(x) \quad (1)$$

alakú differenciálegyenleteket, vagyis amelyeknél a differenciálhányados értéke csak az x változótól

függ. Legyen adott továbbá az integrálgörbe kezdetét jelentő $(x_0; y_0)$ értékpár.

A feladat tehát az, hogy olyan görbét kell megszerkeszteni, melynél az érintő hajlásszöge minden pontban egyenlő (vagy arányos) a pont ordinátájával.

Ha az adott $f(x)$ függvény lépcsős, töréses függvény, akkor az $y = \psi(x)$ integrálgörbe szintén törésekkel rendelkező görbe lesz, és az integrálás teljesen pontos. Ha viszont az $f(x)$ függvény az 1. ábra sze-



H681-661

1. ábra

rint folytonos görbe, akkor azt fel kell bontani lépcsős görbévé. (Az integrálgörbe természetesen a differenciálegyenlet kezdeti feltételét jelentő $(x_0; y_0)$ pontból indul).

Az eljárás az alábbi ismert közelítő összefüggés alkalmazásán alapszik:

$$y = y_0 + \int_{x_0}^{x_n} f(x) dx \approx y_0 + \sum_{i=0}^{n-1} f(x_{i+1/2}) \cdot (x_{i+1} - x_i),$$

ahol

$$x_{i+1/2} = \frac{x_i + x_{i+1}}{2}.$$

A fenti egyenletből

$$\int_{x_0}^{x_n} f(x) dx \approx \sum_{i=0}^{n-1} f(x_{i+1/2}) \cdot (x_{i+1} - x_i). \quad (2)$$

Az egyszerűség kedvéért az x változó növekményét: vegyük állandónak, azaz

$$\Delta x = x_{i+1} - x_i = \text{const.}$$

Fejezzük ki ezt a növekményt az alábbi alakban:

$$\Delta x = 2 \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}, \quad (2)$$

ahol az α egy viszonylag kis szög. (Ezt később fogjuk meghatározni).

Így a (2) egyenletet átírhatjuk:

$$\int_{x_0}^{x_n} f(x) dx = \sum_{i=0}^{n-1} f(x_{i+1/2}) \cdot \Delta x,$$

vagy a

$$\Delta y_i = f(x_{i+1/2}) \cdot \Delta x$$

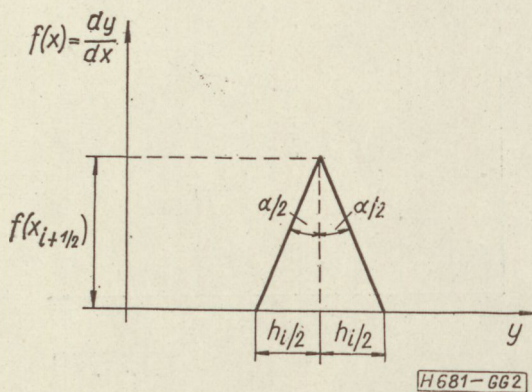
növekmény bevezetésével

$$\int_{x_0}^{x_n} f(x) dx = \sum_{i=0}^{n-1} \Delta y_i.$$

Visszatérve a (3) egyenlethez, a Δy_i felírható:

$$\Delta y_i = 2f(x_{i+1/2}) \cdot \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}.$$

Rajzoljunk ezek után a 2. ábra szerint egy olyan egyenlőszárú háromszöget, melynek magassága egyenlő az adott $f(x)$ görbe valamelyik ordinátájával,



2. ábra

csúcsponi szöge pedig az előbb bevezetett kis α szög. Az ábrából látható, hogy

$$\frac{h_i}{2} = f(x_{i+1/2}) \cdot \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}.$$

Ilyen módon tehát az integrálgörbe növekménye az adott Δx növekmény esetén

$$\Delta y_i = h_i,$$

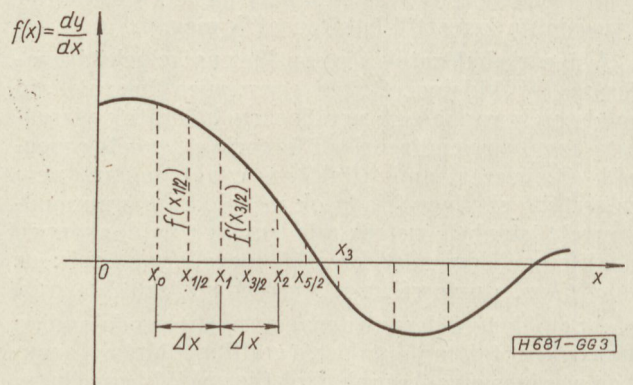
azaz az $x_{i+1/2}$ abszcisszájánál levő $f(x_{i+1/2})$ ordinátának megfelelő növekmény éppen a háromszög alapjával egyenlő.

A szerkesztési munka meggyorsítása és leegyszerűsítése érdekében a gyakorlatban célszerű egy egyenlőszárú háromszög alakú sablont felhasználni, melynek csúcsponi szöge éppen α . Elegendő pontos szerkesztést tesz lehetővé az olyan háromszög, melynek magassága az alap ötszöröse, és így

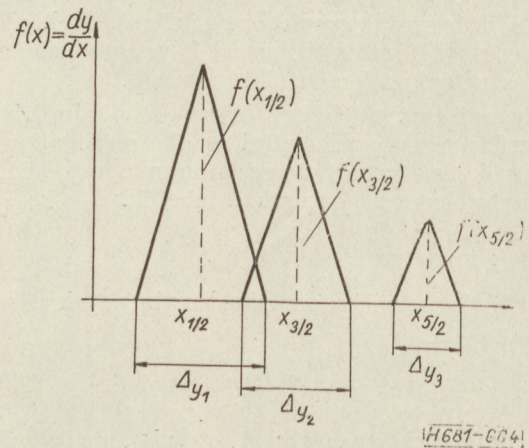
$$\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} = 0,1; \quad \alpha = 11,5^\circ;$$

az alapján levő szögek: $84,25^\circ$.

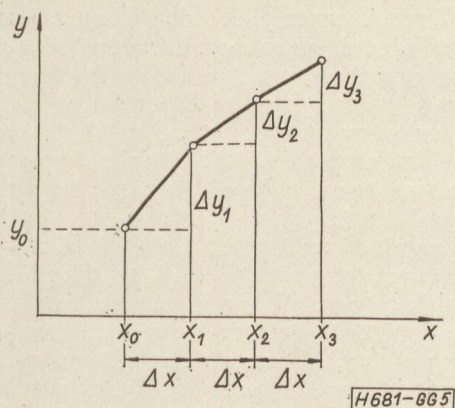
A szerkesztés gyakorlatilag a fentiek alapján a következőképpen történhet. Megrajzoljuk az adott $f(x)$ függvényt (3. ábra). Megjelölve az ábrán a kezdeti feltételként adott x_0 pontot, leolvassuk az $x_{i+1/2} = x_{1/2}$ abszcisszájánál levő $f(x_{1/2})$ ordinátát. Ezután a 4. ábra szerint az egyenlőszárú háromszög sablon segítségével az első $(x_{1/2})$ pontból felépítjük a háromszögeket, melyeknek csúcsa mindig a következő ordinátának megfelelő pontba helyezendő, és



3. ábra



4. ábra



5. ábra

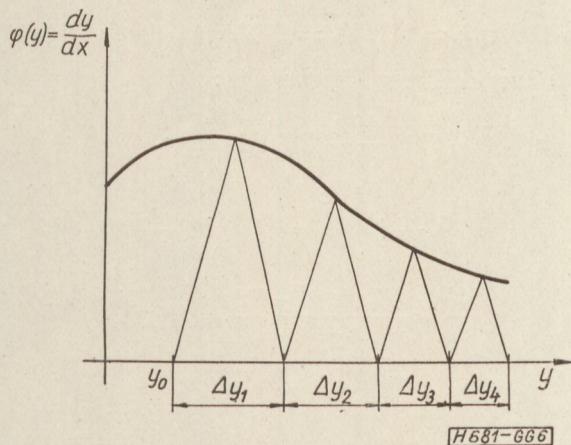
alapja az x tengely felé esik. Ennek megfelelően az abszcissa tengelyen megkapjuk az x_i -hez tartozó Δy_i növekményeket, melyekkel az 5. ábra szerint megszerkeszthető a közelítő integrálgörbe.

Vizsgáljuk meg ezek után a

$$\frac{dy}{dx} = \varphi(y) \quad (4)$$

alakú differenciálegyenletek megoldását, azaz azokat az egyenleteket, melyekben a differenciálhányados értéke csak az y változótól függ.

A szerkesztés ebben az esetben még az előbbinél is egyszerűbb. Megrajzoljuk a 6. ábra szerint a $\varphi(y)$



6. ábra

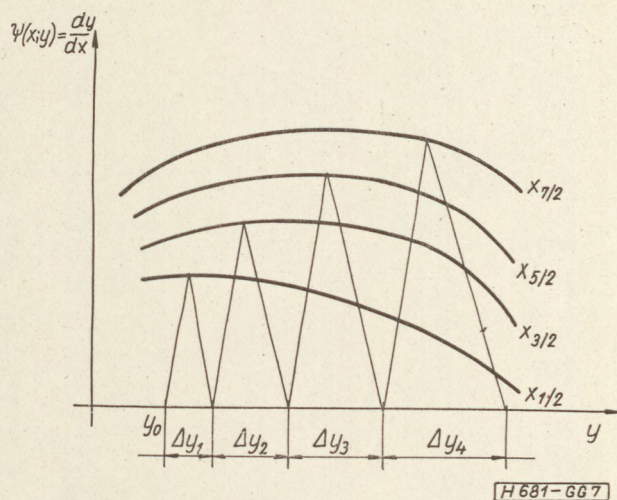
görbét, és felhasználva a sablont, berajzoljuk az ábrába a háromszögeket az y_0 pontból. Így a vízszintes tengelyen közvetlenül leolvashatjuk a megfelelő Δy_i növekményeket. Ezzel már az 5. ábra szerint meg lehet rajzolni az integrálgörbéket az x_0 pontból.

Nézzük meg végül a

$$\frac{dy}{dx} = \psi(x; y)$$

alakú differenciálegyenletek megoldását. Ennél tehát a differenciálhányados értéke mindkét változótól függ.

A megoldás kézenfekvő. A $\psi(x; y)$ függvényt görbesereges diagramnak tekintve, megrajzoljuk a függ-



7. ábra

vénnyel az x paraméter függvényében (7. ábra). Meghatározzuk most is a Δx növekményt, majd a sablon segítségével a háromszögeket mindig úgy rajzoljuk meg, hogy csúcspontjukat a következő x -nek megfelelő görbére helyezzük. A szerkesztés további menete már megegyezik a korábbival.

Az ismertett grafikus eljárás illusztrálására nézzünk egy konkrét példát. A nemlineáris hálózat soros $R - L$ kör, melynek kapcsaira a $t = 0$ pillanatban $U_0 = 10$ V értékű egyenfeszültséget kapcsolunk. Mindkét elem nemlineáris; a dinamikus ellenállás és induktivitás az áramtól függ:

$$R(i) = k_3 i + k_4; \quad L(i) = \frac{k_1}{i} + k_2,$$

ahol $k_1 = 10$ Vs; $k_2 = 1$ H; $k_3 = 10$ V/A²; $k_4 = 1$ Ω.

A feladat az áram időfüggvényének meghatározása abban az esetben, ha a $t = 0$ pillanatban nem folyt a körben áram.

A hálózat nemlineáris differenciálegyenlete:

$$R(i) i + L(i) \frac{di}{dt} = U_0,$$

$$\left[\frac{k_1}{i} + k_2 \right] \frac{di}{dt} + [k_3 i + k_4] i = U_0,$$

mely megfelelő rendezés után az alábbi alakban írható:

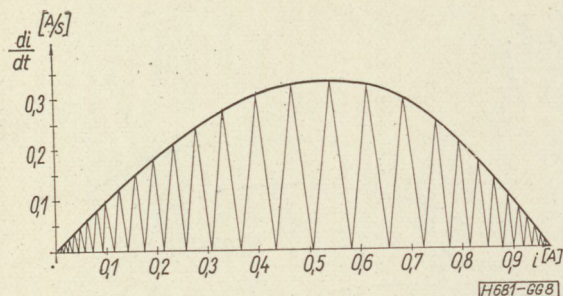
$$\frac{di}{dt} = \frac{i}{k_1 + k_2 i} [U_0 - k_3 i^2 - k_4 i].$$

Ez az egyenlet láthatóan a

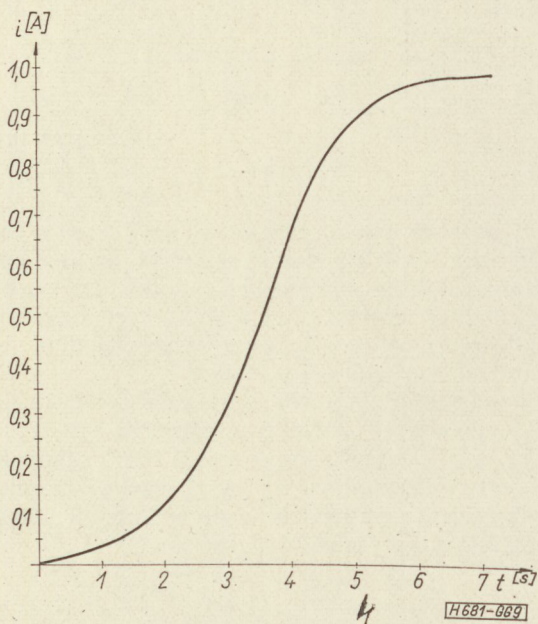
$$\frac{dy}{dx} = \varphi(y)$$

alakú differenciálegyenletnek felel meg, így a szerkesztés a 6. ábra szerint egyszerűen elvégezhető. Az állandók értékét behelyettesítve

$$\frac{di}{dt} = \varphi(i) = \frac{i}{10 + i} [10 - 10i^2 - i] \quad [A; s]$$



8. ábra



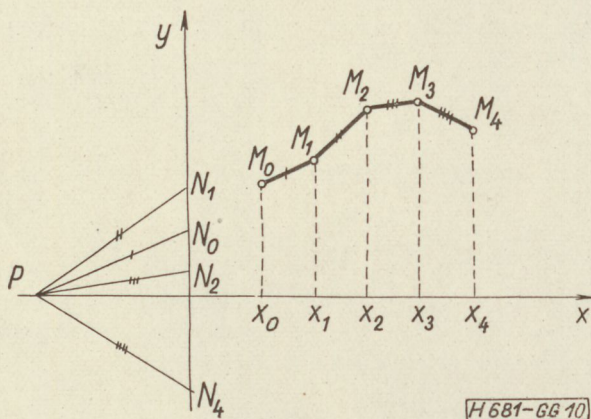
9. ábra

kifejezést kapunk, melyet a 8. ábrán megrajzolva, elvégezhetjük a keresett áram — időfüggvény-szerkesztését (9. ábra).

2. Euler módszere

Ezzel az eljárással a

$$\frac{dy}{dx} = f(x; y) \quad (5)$$



10. ábra

alakú differenciálegyenletek oldhatók meg. Az eljárás a grafikus integráláshoz hasonlóan történik (lásd 10. ábra). Felosztjuk az x változó vizsgálandó intervallumát szakaszokra, és az osztópontokban az x tengelyre merőlegeseket emelünk. Ezután kiszámítjuk az $f(x; y)$ értékét a kezdeti feltételeknek megfelelően az $(x_0; y_0)$ pontban, és bejelöljük az y tengelyre azt az N_0 pontot, melynek ordinátája $f(x_0; y_0)$. Az x tengely negatív szakaszán kijelöljük a $P(-1; 0)$ pontot, melyet összekötünk az N_0 -al. Ezzel az egyenessel párhuzamosat húzunk az előzőleg berajzolt $M_0(x_0; y_0)$ pontból, egészen az $x = x_1$ függőlegesig. Így kapjuk az M_1 pontot. Az integrálgörbét az $[x_0; x_1]$ részintervallumban érintőjével pótolva, M_1 jó közelítéssel a keresett integrálgörbe pontjaként tekinthető.

Ezután kiszámítjuk az $f(x; y)$ függvény értékét a kapott $M_1(x_1; y_1)$ pontban, és bejelöljük az y tengely azon N_1 pontját, melynek ordinátája $f(x_1; y_1)$. Az M_1 pontból húzott, PN_1 egyenessel párhuzamos egyenes kimetszi az integrálgörbe következő, M_2 pontját. Az eljárást hasonlóan folytatva tovább, az $M_0M_1M_2 \dots M_n$ törtvonal közelítőleg az $M_0(x_0; y_0)$ kezdőpont áthaladó integrálgörbét adja.

Nézzünk az eljárás illusztrálására egy konkrét számpéldát. Soros $R - L$ hálózatra a $t = 0$ pillanatban $u(t)$ feszültséget kapcsolunk. Határozzuk meg az áram időfüggvényét, ha

$$R = 10 \Omega; L = \frac{k_1}{i} + k_2; u(t) = U_0 \gamma t e^{-\gamma t};$$

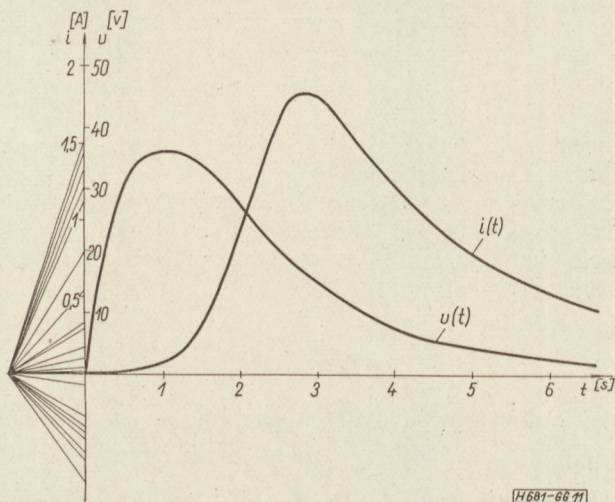
$$k_1 = 10 \text{ Vs}; k_2 = 1 \text{ H}; U_0 = 100 \text{ V}; \gamma = 1 \text{ s}^{-1}; i(0) = 0.$$

Az áram differenciálegyenlete:

$$L(i) \frac{di}{dt} + R(i)i = u(t),$$

$$\left[\frac{k_1}{i} + k_2 \right] \frac{di}{dt} = U_0 \gamma t e^{-\gamma t} - Ri,$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{i U_0 \gamma t e^{-\gamma t} - Ri^2}{k_1 + k_2 i} = f(t; i),$$



11. ábra

mely megfelel az (5) alaknak. Behelyettesítve a számadatokat:

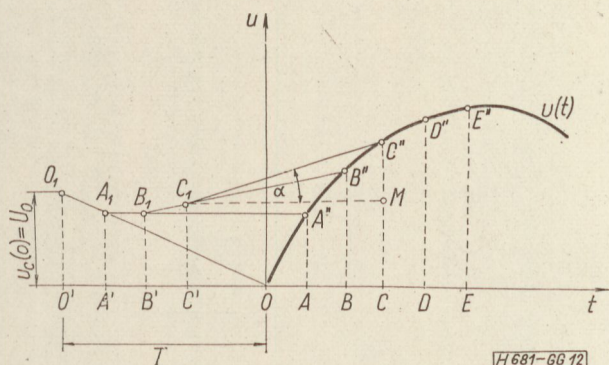
$$\frac{di}{dt} = f(t; i) = \frac{10i}{i+10} [10te^{-t} - i] \quad [A; s]$$

kifejezést kapunk. Erre alkalmazva a fenti módszert megszerkesztettük a 11. ábrán látható integrálgörbét. Az ábrába az összehasonlítás kedvéért az $u(t)$ kapcsol-feszültséget is berajzoltuk.

3. Kosztyenko módszere

Az eljárást — mely igen gyors és egyszerű — különösen akkor célszerű alkalmazni, ha a hálózatra kapcsolt feszültség nagyon bonyolult időfüggvény, vagy a feszültséggörbe nem analitikusan adott, hanem diagram formájában áll rendelkezésünkre (például oszcilloszkópról felvéve).

A módszer alkalmazását egy lineáris hálózaton mutatjuk be. Legyen a hálózat egy soros $R-C$ kör, melyre a 12. ábra szerinti tetszőleges $u(t)$ feszültséget kapcsoljuk. Határozzuk meg a kondenzátor $u_C(t)$ feszültségét, ha a kondenzátor kezdeti feszültsége $u_C(0) = U_0$.



12. ábra

A körben folyó áramerősség

$$i_C = C \frac{du_C}{dt},$$

így a hálózat differenciálegyenlete

$$u_C + RC \frac{du_C}{dt} = u(t), \text{ vagy}$$

$$u_C + T \frac{du_C}{dt} = u(t); \quad T = RC. \quad (6)$$

A szerkesztés menete a következő. Mérjük fel az O ponttól balra az O' pontot, melyre $OO' = T$. Ettől a ponttól kezdődik majd a keresett $u_C(t)$ feszültség időbeli változása. Ezután mérjük fel az O' és O pontoktól egyforma kis távolságokat:

$$OA = O'A'; \quad AB = A'B'; \quad BC = B'C'; \dots$$

Ezzel

$$OO' = AA' = BB' = CC' = \dots = T.$$

Jelöljük továbbá ki az $u(t)$ görbe $A''; B''; C''; \dots$ pontjait, melyek a bejelölt függőlegesekkel való metszéspontok.

Mérjük még fel az O' ponttól függőlegesen az O_1 pontot, mely a kezdeti feltételnek megfelelően $O'O_1 = u_C(0) = U_0$.

A szerkesztés ezután a következőképpen végzendő: kössük össze O_1 -et O -val. Ez az egyenes az A' ordinátát az A_1 pontban metszi. Ezt az A_1 pontot összekötjük A'' -vel. Ezen egyenes a B' ordinátát B_1 -ben metszi. Ezt a pontot összekötjük B'' -vel, és az eljárást hasonlóan folytatjuk. (Az ábra felépítéséből rögtön látható, hogy az $O_1O; A_1A''; B_1B''; \dots$ egyenesek vízszintes tengelyre való vetületei mind egyforma hosszúak, és hosszuk éppen T).

Az ilyen módon megszerkesztett $O_1; A_1; B_1; C_1; \dots$ pontok éppen a keresett $u_C(t)$ függvény-görbe pontjai lesznek, ha az időt az O' ponttól számítjuk.

Az alábbiakban röviden bebizonyítjuk ezt a szerkesztési eljárást. Az rögtön látható, hogy ha az $OA; AB; BC; \dots$ intervallumok hosszát minden határon túl csökkentjük, az $A_1A''; B_1B''; \dots$ egyenesek az $O_1; A_1; B_1; \dots$ görbe érintőivé válnak, miközben mindegyik érintőnek a vízszintes tengelyre való vetülete T hosszúságú.

Vizsgáljuk például a C_1 pontot, mely tehát a keresett $y = y(t)$ integrálgörbének egy tetszőleges pontja. A szerkesztésből látható, hogy az $y = C'C_1$ ordinátának az $u(t)$ feszültségnél az $u = CC''$ ordináta felel meg, hiszen mindkettő ugyanarra az időpontra vonatkozik. Húzzunk a C_1 pontból egy vízszintest, melynek a megfelelő ordinátával való metszéspontja M . Az ábra alapján

$$u = CC'' = CM + MC''. \quad (7)$$

Tudjuk viszont, hogy $y = C'C_1 = CM$, és rögtön látható, hogy

$$MC'' = (CC') \cdot \operatorname{tg} \alpha = (CC') \cdot \frac{dy}{dt}.$$

Mivel azonban közelítőleg mindegyik érintődarab egyforma hosszúságú, és hossza $CC' = \dots = T$, így a (7) egyenlet

$$u = CM + MC'' = y + T \frac{dy}{dt}$$

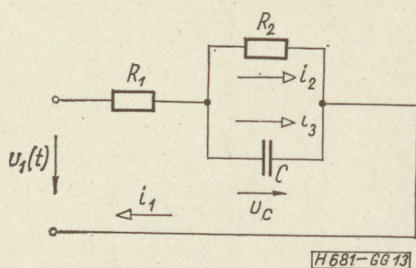
alakban írható, ami éppen a megoldandó (6) differenciálegyenletnek felel meg. A kezdeti feltételt az O_1 pont felmérésével automatikusan teljesítettük.

A fenti eljárást Kosztyenko lineáris hálózatokban lefolyó átmeneti jelenségek meghatározására ismertette, de könnyű belátni, hogy nemlineáris körökre is általánosítható a módszer, ha a megoldandó differenciálegyenlet a (6) kifejezésnek megfelelő alakú. Ilyenkor természetesen az $OO'; AA'; BB'; \dots$ távolságok nem egyenlők egymással, hanem a T időállandó változó értékének megfelelően az áram vagy a feszültség függvényében változnak, és értékük a megfelelő karakterisztikából vagy egyenletből veendő.

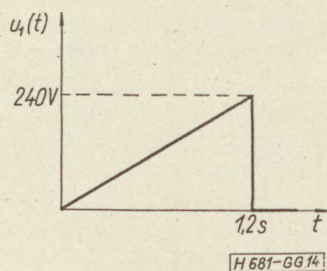
Ha például a kör ellenállása egy elektroncső belső ellenállása, akkor ezen ellenállás értéke függ a rájutó feszültségtől, mely $u_R = u - u_C$. Ilyenkor, ha megkaptuk valamely u_C értékét (például $B'B_1$ -et), akkor az

$$u_{RB} = u - u_C = BB'' - B'B_1$$

alapján először kiszámítjuk az ellenállásra jutó feszültséget, majd ennek alapján valamely adott karak-



13. ábra



14. ábra

terisztikából vagy egyenletből R_B -t, amivel képezzünk egy $T_B = CR_B$ új időállandót. Ezután a $C'C$ távol-ságot már ezzel mérjük fel. Az eljárást hasonlóan folytatjuk tovább.

Nézzünk a módszer alkalmazására egy gyakorlati példát. A 13. ábra szerinti kapcsolású, feszültség-függő nemlineáris kondenzátort tartalmazó hálózatra a $t = 0$ pillanatban a 14. ábra szerint változó feszültséget kapcsoljuk. Határozzuk meg a kondenzátor feszültségének időbeli változását.

Legyen a kondenzátor dinamikus karakterisztikája:

$$C = k_1 u_C + k_2; \quad k_1 = 10^{-8} \frac{\text{As}}{\text{V}^2}; \quad k_2 = 10^{-6} \text{ F};$$

$$R_1 = R_2 = 2 \text{ M}\Omega; \quad u_C(0) = 0.$$

A körre felírhatók a differenciálegyenletek:

$$\begin{aligned} i_1 &= i_2 + i_3; \\ i_1 R_1 + i_2 R_2 &= u_1(t); \\ i_2 R_2 &= u_C; \\ i_3 &= C \frac{du_C}{dt}. \end{aligned}$$

A megfelelő rendezés után a keresett feszültség differenciálegyenlete:

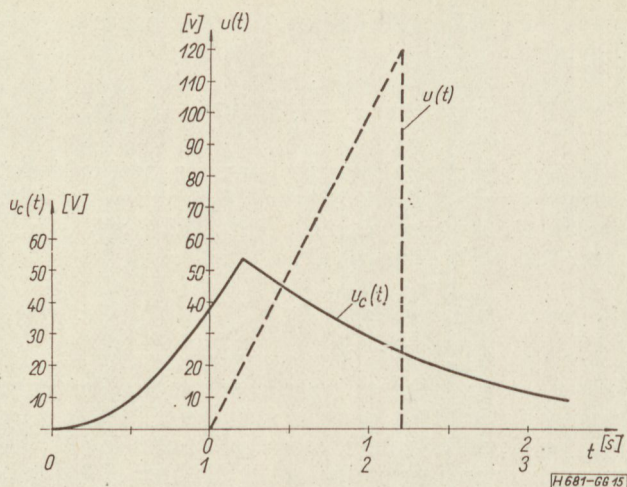
$$u_C + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C \frac{du_C}{dt} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_1(t).$$

Ez az egyenlet az

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}; \quad u(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_1(t); \quad \text{és} \quad T = RC$$

jelölések bevezetése után a (6) kifejezéshez hasonló alakban írható, melyre tehát a fent leírt grafikus eljárás alkalmazható. A szám adatok behelyettesítése után:

$$R = 1 \text{ M}\Omega; \quad u(t) = \frac{1}{2} u_1(t); \quad T = (0,01 u_C + 1) \text{ s}$$



15. ábra

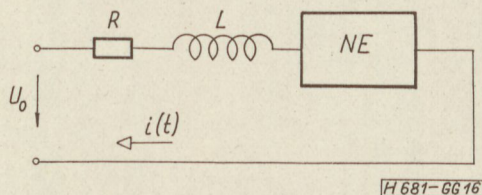
adódik. Ennek megfelelően a szerkesztést a 15. ábrán elvégeztük, ahol a „transzformált” kapocsfeszültséget is feltüntettük. Az $u(t)$ időléptéke a felső, az $u_C(t)$ időléptéke pedig az alsó skálán látható.

4. Preisman módszere

Az alábbiakban leírt, rendkívül egyszerűen és gyorsan alkalmazható eljárás

$$a \frac{dx}{dt} + bx + f(x) = c \quad (8)$$

alakú differenciálegyenletek megoldására alkalmas.



16. ábra

A módszer alkalmazását vizsgáljuk egy konkrét példán. A 16. ábrán látható, valamilyen NE nemlineáris ellenállást tartalmazó hálózatot a $t = 0$ pillanatban U_0 egyenfeszültségre kapcsoljuk. A nemlineáris elem $u(i)$ karakterisztikája a 17a ábrán adott. A hálózat differenciálegyenlete:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + u(i) = U_0.$$

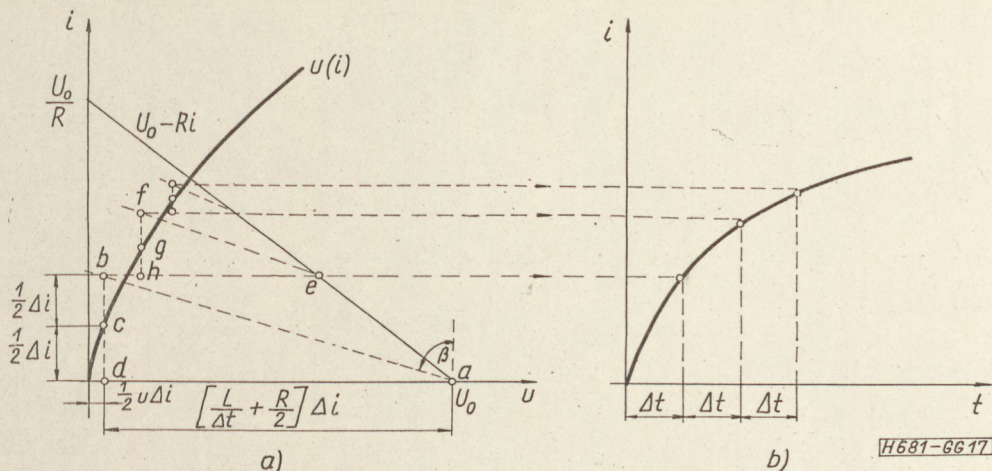
Írjuk át ezt az egyenletet az alábbi, közelítő differenciálegyenletbe:

$$L \frac{\Delta i}{\Delta t} + R \left[i + \frac{\Delta i}{2} \right] + u \left[i + \frac{\Delta i}{2} \right] = U_0,$$

ahol $\left[i + \frac{\Delta i}{2} \right]$ az áram értéke az egyes kis intervalumok közepén. A fenti egyenlet átrendezett alakja:

$$\left[\frac{L}{\Delta t} + \frac{R}{2} \right] \Delta i = U_0 - u \left[i + \frac{\Delta i}{2} \right] - Ri. \quad (9)$$

Ennek az egyenletnek megfelelően a szerkesztést a 17. ábra szerint az alábbi módon végezhetjük.



17. ábra

Berajzoljuk a nemlineáris elem karakterisztikájába az $(U_0 - Ri)$ egyenest. Ha a kör kezdeti árama nulla, akkor az a pontból húzunk egy olyan egyenest, melynek a függőlegessel bezárt szöge β . Ez a szög a tengelyek léptékében a

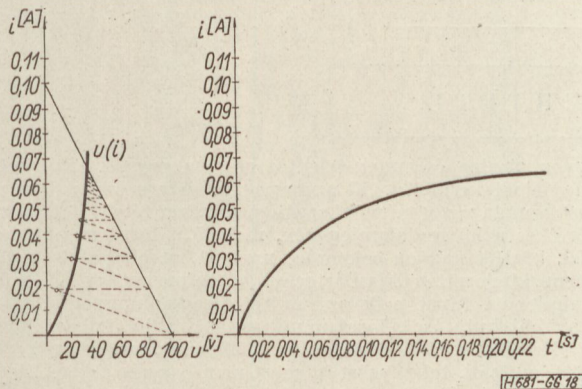
$$\operatorname{tg} \beta = \frac{L}{\Delta t} + \frac{R}{2}$$

összefüggésből számítható, ha előzetesen felvesszük az idő növekményének viszonylag kis értékét.

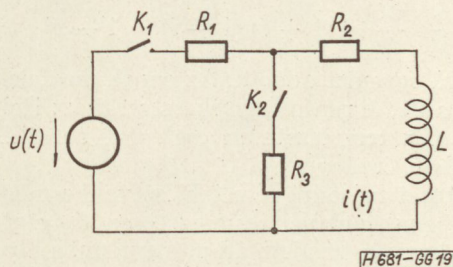
Ennek az egyenesnek a b pontját úgy határozzuk meg, hogy a c pont éppen felezze a $b-d$ távolságot. Ekkor a bd szakasz a Δt -hez tartozó Δi első áramnövekményt adja meg, melyet átvetítve a b ábrába, megkapjuk az időfüggvény egy pontját. Ezután az e pontból húzunk egy egyenest ugyanazzal a β szöggel, melynek f pontját úgy szerkesztjük meg, hogy a gf szakasz egyenlő legyen a gh szakasszal. Az f pont átvetítésével az időfüggvény következő pontját kapjuk meg. A fenti szerkesztés hasonlóan folytatható.

Konkrét példaként határozzuk meg a 16. ábra szerinti hálózatban az áram időfüggvényét, ha a nemlineáris elem egy dióda, melynek karakterisztikája a 18. ábrán adott. Az elvégzett szerkesztés az alábbi adatokkal rendelkező hálózatra vonatkozik:

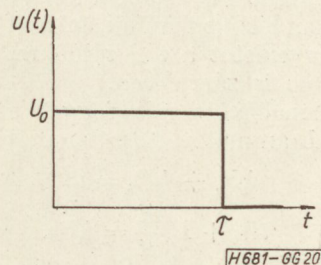
$$U_0 = 100 \text{ V}; \quad L = 100 \text{ H}; \quad R = 1000 \text{ } \Omega; \\ \Delta t = 0,02 \text{ s.}$$



18. ábra



19. ábra



20. ábra

Befejezésül oldjunk meg egy bonyolultabb feladatot. A 19. ábrán látható, nemlineáris induktivitást tartalmazó hálózatot a $t = 0$ pillanatban a K_1 kapcsolóval a generátorra kapcsoljuk, melynek feszültsége a 20. ábra szerint változik. Ezután a $t = 1$ s időpillanatban zárjuk a hálózatban levő K_2 kapcsolót. Határozzuk meg a tekercs áramának időbeli változását, ha a nemlineáris induktivitás dinamikus értéke:

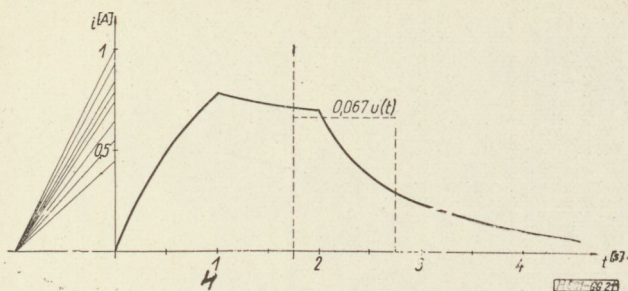
$$L = \frac{k_1}{k_2 + i},$$

$$U_0 = 10 \text{ V}; \quad \tau = 2 \text{ s}; \quad k_1 = 10 \text{ Vs}; \quad k_2 = 1 \text{ A};$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = 5 \text{ } \Omega.$$

A feladat első részében, amikor tehát még csak a K_1 kapcsoló van zárva ($0 \leq t \leq 1$), a hálózat differenciálegyenlete:

$$(R_1 + R_2) i + L \frac{di}{dt} = u(t),$$



21. ábra

mely némi rendezés után

$$(R_1 + R_2)i + \frac{k_1}{k_2 + i} \cdot \frac{di}{dt} = u(t),$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{k_2 + i}{k_1} [u(t) - i(R_1 + R_2)].$$

Az állandók behelyettesítése után a

$$\frac{di}{dt} = (1 + i)(1 - i) = 1 - i^2$$

egyszerű egyenlet adódik. Az ennek megfelelő áram-görbét a 21. ábrán megszerkesztettük az Euler-módszerrel. Ez természetesen csak $0 \leq t \leq 1$ időintervallumban érvényes.

A feladat második részét Kosztyenko módszerével oldjuk meg, melynél természetesen figyelembe kell venni, hogy a kezdeti áram nem nulla, hanem az ábra alapján 0,78 A. Az eljárás tárgyalásakor láttuk, hogy ennél a koordinátarendszer kezdőpontja az $i(0)$ -nak megfelelő időállandóval el van tolva. Hogy ezt az időállandót megkapjuk, fel kell írni a hálózat differenciálegyenletét a $t > \tau$ időkre, amikor tehát a K_2 kapcsoló is zárva van.

Az R_1 ellenállás áramát i_1 -gyel, az R_3 -ét i_3 -mal és az $R_2 - L$ áramát változatlanul i -vel jelölve:

$$i_1 R_1 + i_3 R_3 = u(t),$$

$$i R_2 + L \frac{di}{dt} = i_3 R_3,$$

$$i_1 = i + i_3.$$

A három egyenletből elemi rendezés után az alábbi differenciálegyenletet kapjuk:

$$i + L \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_2 R_3} \cdot \frac{di}{dt} = \frac{R_3}{R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_2 R_3} \cdot u(t),$$

mely látható, hogy lényegében a (6) egyenletnek felel meg, de most

$$T' = L \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_2 R_3};$$

és

$$u'(t) = \frac{R_3}{R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_2 R_3} u(t).$$

Az adott értékek behelyettesítése után:

$$T' = \frac{k_1}{k_2 + i} \cdot \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_2 R_3} = \frac{1,34}{i + 1} [s];$$

$$\text{és } u'(t) = \frac{R_3}{R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_2 R_3} u(t) = 0,067 u(t).$$

Így látható, hogy a koordinátarendszer kezdőpontját

$$T'_0 = \frac{1,34}{0,78 + 1} = 0,75 \text{ s}$$

idővel kell jobbra tolni, és innen kell még a fennmaradó 1 s időtartamra megrajzolni a négyszögjelet, de

$$U'_0 = 0,067 U_0 = 0,67 \text{ A}$$

amplitúdóval. Ezután a szerkesztést a leírt módon el lehet végezni (21. ábra).

Az ábrából ellenőrizhető, hogy a görbe első szakasza az

$$\frac{U_0}{R_1 + R_2} = \frac{10}{10} = 1 \text{ A}$$

értékhez tart, második szakasza az

$$\frac{1}{2} \frac{U_0}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}} = \frac{5}{5 + 2,5} = 0,667 \text{ A}$$

értékhez, és harmadik szakasza nullához közelít.

IRODALOM

1. Dr. Császár Ákosné: Matematika II/1. Műszaki Egyetemi jegyzet. Tankönyvkiadó, Bp. 1963.
2. Крылов, Н. Н.: Электрические процессы в нелинейных элементах радиоприёмников. Связиздат. 1949.
3. Ицхоки, Я. С.: Импульсная техника. Советское Радио. 1949.
4. Атабеков, Г. И., Тимофеев, А. Б., Хухриков, С. С.: Нелинейные цепи. Госэнергоиздат. Москва. Ленинград. 1962.

KÖNYVISMERTETÉS

W. Girit—J. Rautuszkiewicz: A hallotron

Műszaki Könyvkiadó, Budapest 1965.

Ez a könyv a *Féltvezetők* sorozatban jelent meg, szép kiállításban, méltányos áron (25,50 Ft).

A szerzők a Lengyel Tudományos Akadémia Fizikai Intézetének munkatársai, az eredeti kiadás 1961-ben jelent meg Varsóban. Annak ellenére, hogy a fentiek miatt a könyv az 5–6 évvel ezelőtti műszaki színvonalat ismerteti, kiadása mégis helyeselhet. A fejezetek nagyobb része kevésbé elavuló jellegű, főleg alapvető fizikai ismereteket tanít a Halljelenség és annak alkalmazása kapcsán. Az adatanyag na-

gyon gazdag és ennek jelentős része a szerzők saját mérési naplójából került ki. Jó az anyag rendszerezése, a tárgyalás színvonala végig mérnöki szakképzettséget tételez fel. Nagyon értékes a bő irodalomjegyzék, mely 525 forrásmunkát sorol fel, köztük nagyon sok orosz nyelvűt, olyanokat is, melyek mindenütt hivatkozik az említett irodalomanyagra, így ez további kutatások forrásmunkájaként is jól felhasználható.

Nálunk a Hall-elemeket, a hallotront, aránylag kevésbé alkalmazzák, talán azért is, mert nem ismerik eléggé. Reméljük, Girit—Rautuszkiewicz könyve hozzájárul ahhoz, hogy szakembereink e tárgykört jobban megismerhessék. B. Gy.

Telefonforgalom-utánzás Monte Carlo-módszerrel

ETO 654.151.22.004.17: 519.217:621.395.722

Napjainkban egyre elterjedtebben alkalmazzák a Monte Carlo-módszert, más néven sztochasztikus utánzást, a különböző bonyolult feladatok megoldására (pl. járműparkolás helyszükséglete, integrálok megoldása, rendszerek megbízhatósága stb.).

Monte Carlo-módszernek nevezzük azt az eljárást, amelynek során valamilyen, a jelenlegi ismereteink mellett nehezen vagy egyáltalán nem megoldható problémához alkalmas valószínűség-számítási problémát keresnek. Ennek valamelyik statisztikailag becsülhető mennyisége pusztán formálisan ugyanolyan egyenleteknek vagy törvényeknek tesz eleget, mint az eredeti problémában keresett mennyiség. Ezután ezt a valószínűség-számítási problémát kísérleti úton megoldják, és eredményként közelítő értéket kapnak az eredeti probléma megoldására.

Külföldön már évek óta használják a Monte Carlo-módszert telefonközpontok méretezésére. Hazánkban az ilyen irányú vizsgálatokkal elsőként Molnár Pál [6] foglalkozott. A BHG Telefonfejlesztési Osztályán a CA 1000 alközpont-család méretezésével kapcsolatban újra felmerült a sztochasztikus utánzás lehetősége. Mielőtt a konkrét központról kapott kísérleti eredményekről beszelnénk, a Monte Carlo-módszer alkalmazásának elvi alapjait és gyakorlati módjait ismertetjük.

Egy telefonközpont a foglalt forgalomforrások, kimenő és bejövő vonalak stb. számának megfelelően különböző állapotokban lehet. A rendszer állapotváltozásait állapotegyenletekkel fejezhetjük ki. Az állapotegyenletek a forgalomforrások viselkedésére (hívások keletkezésére és beszélgetések tartására) vonatkozó feltételezések, és az adott központ felépítése (a kapcsolóelemek csoportosítása) alapján írhatók fel. Ezek az egyenletek egyszerű felépítésű központok esetén könnyen megoldhatók. Például ideális csoportban, veszteséges üzemmóddal, az állapotegyenleteket megoldva a különböző feltételezéseknek megfelelően Bernoulli-, Poisson-, Erlang- vagy Engset-eloszlást kapunk a foglalt vonalak számára. Bonyolultabb felépítésű központnál (pl. csatolóutas rendszer; többfokozatú kapcsolás; lépcsőzetes kapcsolás stb.) az alkalmazott feltételezések mellett egzakt eredményt adó állapotegyenletek megoldása nem állítható elő egyszerű számítással és gyakran rendkívül hosszadalmas munkát igényel. Célszerű olyan módszert keresni a központban végbemenő állapotváltozások kifejezésére, illetve az ezekből levonható következtetések megállapítására, amely a kiinduló feltételeket figyelembe veszi ugyan, de a központ felépítéséből adódó bonyodalmakat kiküszöböli. Ilyen a Monte Carlo-módszer.

A Monte Carlo-módszer

Sztochasztikus folyamatnak nevezzük az olyan folyamatokat, amelyek minden időpontban véletlen ingadozásokat végeznek [2].

Telefonközpontok méretezésénél a tényleges sztochasztikus folyamatot leíró olyan bonyolult képletek (állapotegyenletek) megoldására lenne szükség, hogy érdemes a Monte Carlo-módszert alkalmazni. Ez a módszer ugyan csak közelítő eredményt ad, de elég sok kísérlet után a pontosság kielégítő. Az utánzást célszerű igen gyors elektronikus számológéppel végezni, amely lehetővé teszi sok kísérlet gyors végrehajtását.

Meg kell jegyezni, hogy az utánzásnál is ugyanazokkal a feltevésekkel közelítjük a valóságot, vagyis a forgalomforrások viselkedését, mint az állapotegyenletek felírásánál, tehát az utánzás eredménye is függ attól, hogy feltételezéseink mennyire helytállóak.

Tekintsünk egy olyan központot, ahol a forgalomforrások száma véges. Ekkor egy esemény (hívás) keletkezésének valószínűsége a $(t, t + \Delta t)$ időintervallumban:

$$P\{x_{t+\Delta t} = j + 1/x_t = j\} = (N - j) \lambda \Delta t + 0(\Delta t), \quad (1)$$

ha a t időpontban a központban j beszélgetés folyt.

x_t — a központban levő foglalt vonalak száma a t időpontban;

N — a forgalomforrások száma;

λ — a hívássűrűség forgalomforrásonként;

$$\lim_{t \rightarrow 0} \frac{0(\Delta t)}{\Delta t} = 0.$$

Látható, hogy az (1) valószínűség nem függ a t időponttól, csak a Δt időkülönbségtől. Egy esemény (hívás) végződésének valószínűsége a $(t, t + \Delta t)$ időintervallumban pedig

$$P\{x_{t+\Delta t} = j - 1/x_t = j\} = j\mu \Delta t + 0(\Delta t), \quad (2)$$

ahol $\frac{1}{\mu}$ — az átlagos beszélgetés tartás-idő.

A (2) valószínűség sem függ t -től, csak Δt -től, és mint ismeretes, exponenciális eloszlású tartásidejű hívásokat eredményez.

Ha a fenti két valószínűség hányadosát képezzük, akkor egy — a folyamatra jellemző értéket kapunk:

$$\frac{(N-j)\lambda}{j\mu} = \frac{N-j}{j} \alpha, \quad j = 0, 1, \dots, R \quad (3)$$

ahol

$\alpha = \frac{\lambda}{\mu}$ — éppen egy szabad előfizető felajánlott forgalma,

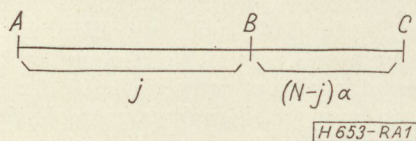
j — a foglalt forgalomforrások száma a rendszer különböző állapotaiban,

R — a lefoglalható vonalak száma.

A (3) kifejezés előnyös az utánzás szempontjából, mert semmiféle időtényezőt nem tartalmaz. Ez azt

eredményezi, hogy az utánzaskor nem kell követnünk a tényleges folyamat lassú ütemét, hanem a folyamat lefolyásától független tetszőleges gyorsaság alkalmazható.

Ha a tényleges folyamatot utánózni akarjuk, egy olyan sztochasztikus modellt kell keresni, amelynek egyik statisztikailag becsülhető jellemzője éppen az $\frac{N-j}{j} \alpha$ mennyiség lesz.



1. ábra

Tekintsük a ξ [0,1] intervallumban egyenletes eloszlású valószínűségi változót és a [0,1] intervallumot $(N-j)\alpha$ és j arányában osszuk fel, mint ez az 1. ábrán látható. (Az AC intervallum [0,1]-re transzformálandó.)

Állítsunk elő egy véletlen számsorozatot a ξ valószínűségi változó független kísérletekből kapott realizációjaként. Adjunk a ξ -nek különböző jelentéseket attól függően, hogy a véletlen számsorozat egyes tagjai melyik részintervallumba esnek:

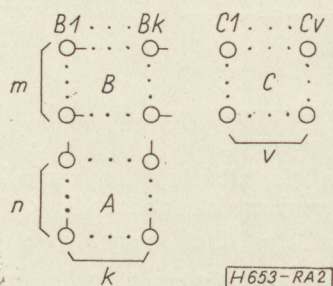
a véletlen szám híváskeletkezést jelent, ha BC-be esik — és hívásvégződést, ha AB-be esik.

Ekkor a ξ véletlen számsorozattal keltett eseményfolyamat helyesen fogja utánózni a telefonközpontban lezajló sztochasztikus folyamatot, hiszen a híváskeletkezés és a hívásvégződés valószínűségeinek aránya valóban $\frac{(N-j)\alpha}{j}$ lesz. Az AB és BC intervallumok hossza állandóan változik a rendszer állapotának, vagyis a központban levő foglalt vonalak számának megfelelően.

A fentiekben leírt módszerrel elsőként G. Neovius [4] foglalkozott. Meg kell jegyezni, hogy másféle utánzás is elképzelhető [3]. N. P. Buszlenko a híváskeletkezés, illetve hívásvégződés időpontjait állította elő megfelelő eloszlású véletlen számok segítségével.

Az utánzás megvalósítása kétfokozatú csatolótas rendszer esetén

Tekintsünk például egy kétfokozatú csatolótas rendszert (2. ábra), mely csoportválasztóként működik. Általában elegendő csoportválasztóval foglal-



2. ábra

kozni, mivel egy vonalválasztó rendszer a belső torlódás szempontjából mindig redukálható egy eggyel kevesebb fokozatszámú csoportválasztó rendszerre.

Ebben a rendszerben a forgalomforrások az A fokozaton belül k csoportban helyezkednek el és v kimenő irányba mehet a hívás. Tegyük fel, hogy az i -edik csoportban egy szabad forgalomforrás felajánlott forgalma α_i . Ekkor az AC intervallum nagysága

$$j + \sum_{i=1}^k (n - j_i) \alpha_i,$$

ha az i -edik csoportban j_i a foglalt forgalomforrások száma, és

$$j = \sum_{i=1}^k j_i.$$

Az utánzás megvalósítása állandóan változó hosszúságú AC intervallummal nehézkes, ezért a következő egyszerűsítéseket alkalmazzuk. Az AB intervallum álljon $j_{\max} = mv$ egységből, ahol minden egység a C fokozat egy elemének felel meg. Ezen egységek aktívák vagy passzívák annak megfelelően, hogy az elem foglalt vagy szabad a C fokozatban. Ezért szükség van arra, hogy az alkalmazott elektronikus számológép tárolóiban rögzítsük a C fokozat elemeinek foglaltsági állapotát. Egy elem egy helyértéknyi helyet igényel, amelybe 1-et írunk, ha az elem szabad, és 0-t, ha foglalt.

Ha $0 \leq \xi < 1$,

akkor hívásvégződés van az 1. elem, ha ez az elem foglalt volt, ellenben a ξ szám nem jelent semmiféle eseményt, ha az 1. elem szabad volt.

$1 \leq \xi < 2$,

hívásvégződés van a 2. elem, ha az foglalt volt.

...

$mv-1 \leq \xi < mv$,

hívásvégződés van az mv elem, ha az foglalt volt.

A ξ véletlen szám ilyen értelmezésével ugyanazt érjük el, mintha az AC intervallum hossza a foglalt elemek számával állandóan változna, de a kivitelezés lényegesen egyszerűsödik [5].

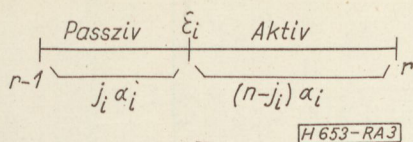
A BC intervallum hosszát is rögzítjük az

$$n \sum_{i=1}^k \alpha_i$$

egységben, azonban minden egyes részintervallumát (egy részintervallum az i -edik forgalomforrás csoport felajánlott forgalmát adja) aktív és passzív részre bontjuk a csoport éppen foglalt és szabad forgalomforrásainak arányában (3. ábra).

Ha a ξ véletlen szám az

$$\left[mv + n \sum_{i=1}^{r-1} \alpha_i; mv + n \sum_{i=1}^r \alpha_i \right]$$

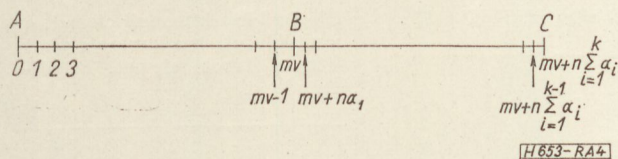


3. ábra

intervallum aktív részébe esik, akkor hívás keletkezik az i -edik forgalomforrás csoport felől, ellenben nem történik semmilyen esemény, ha a passzív részbe esett. Az aktív és passzív rész közti határt jelző ξ_i számot minden egyes hívás felépültekor, illetve elbomlásakor egy egységgel növelni, illetve csökkenteni kell.

Könnyen belátható, hogy az intervallumok aktív és passzív szakaszokra való bontásával ugyanazt érjük el, mintha a BC intervallum hossza a foglalt forgalomforrások számával állandóan változna.

A véletlen számok alkalmazott intervalluma a 4. ábrán látható.

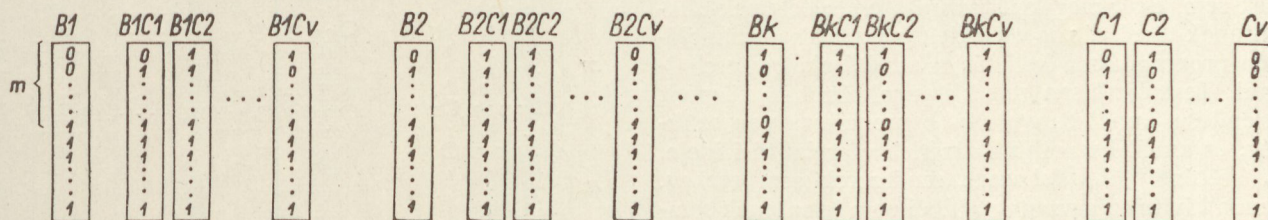


4. ábra

Ahhoz, hogy a csatolóutas rendszerben lezajló folyamatot megfelelően utánozzuk, meg kell állapítani, hogy a fellépő hívásigény milyen irányban óhajt kapcsolatot létrehozni. Ezt egy, a $[0,1]$ intervallumban egyenletes eloszlású ζ véletlen szám segítségével határozzuk meg, ugyanis egy hívás az adott pillanatban véletlenszerűen mehet bármely irányba. Feltételezzük, hogy bizonyos statisztikus egyensúly kialakul az egyes irányok forgalma között. Ezért legyen η_l az összforgalomnak az l -edik kimenő irányba eső hányada és

$$\sum_{l=1}^v \eta_l = 1$$

Ekkor, ha $0 \leq \zeta < \eta_1$ — az 1. irányba megy a hívás,
 $\eta_1 \leq \zeta < \eta_1 + \eta_2$ — a 2. irányba megy a hívás,
 $\vdots$
 $\vdots$
 $\sum_{l=1}^{v-1} \eta_l \leq \zeta < 1$ — a v . irányba megy a hívás.



5. ábra

A fenti csatolóutas rendszer utánpótlásakor a B és C fokozat minden egyes elemének foglaltsági állapotát tároljuk. A tárolás egy lehetséges módja, ha egy elem-oszlop, illetve irány a számológép egy tárolóját foglalja el. Kapcsolat akkor jöhet létre egy B oszlopbeli elem és egy C iránybeli vonal között, ha a B elem felől elérhető a kérdéses C elem és mindkettő szabad, vagyis a két tároló tartalmának logikai szorzata kimutatja mindazon utakat, amelyeken a hívás felépülhet. A szabad út keresés ebből a logikai szorzatból történik véletlenszerűen vagy kötött sorrend szerint, a konkrét központban megvalósított rendszernek megfelelően. Torlódás akkor lép fel, ha a logikai szorzat minden eleme 0. A B és C fokozat között már fennálló kapcsolatot a BC tárolókban rögzítjük. Ezek egy adott B -oszlopból a különböző C irányokban felépült hívásokat tárolják. Az 5. ábrán egy kétfokozatú csatolóutas rendszer utánpótlásához szükséges tárolókat tüntettük fel. Itt összesen $k + v + kv$ darab m helyértékű tárolóra lesz szükség.

Ezt a tárolási módszert B. Wallström [5] alkalmazta. Az utánpótlás logikai vázlatát a 6. ábra szemlélteti.

Nézzük meg, hogy a számológépes utánpótlás során teljesül-e az a feltétel, hogy a hívások tartásideje exponenciális eloszlású. Annak a valószínűsége, hogy egy adott hívás a számológép w ciklusán keresztül fennáll:

$$P(w) = \left(1 - \frac{1}{mv + n \sum_{i=1}^k \alpha_i}\right)^w \quad (4)$$

ami nem exponenciális, hanem geometriai eloszlású

$W = mv + n \sum_{i=1}^k \alpha_i$ várható értékkel.

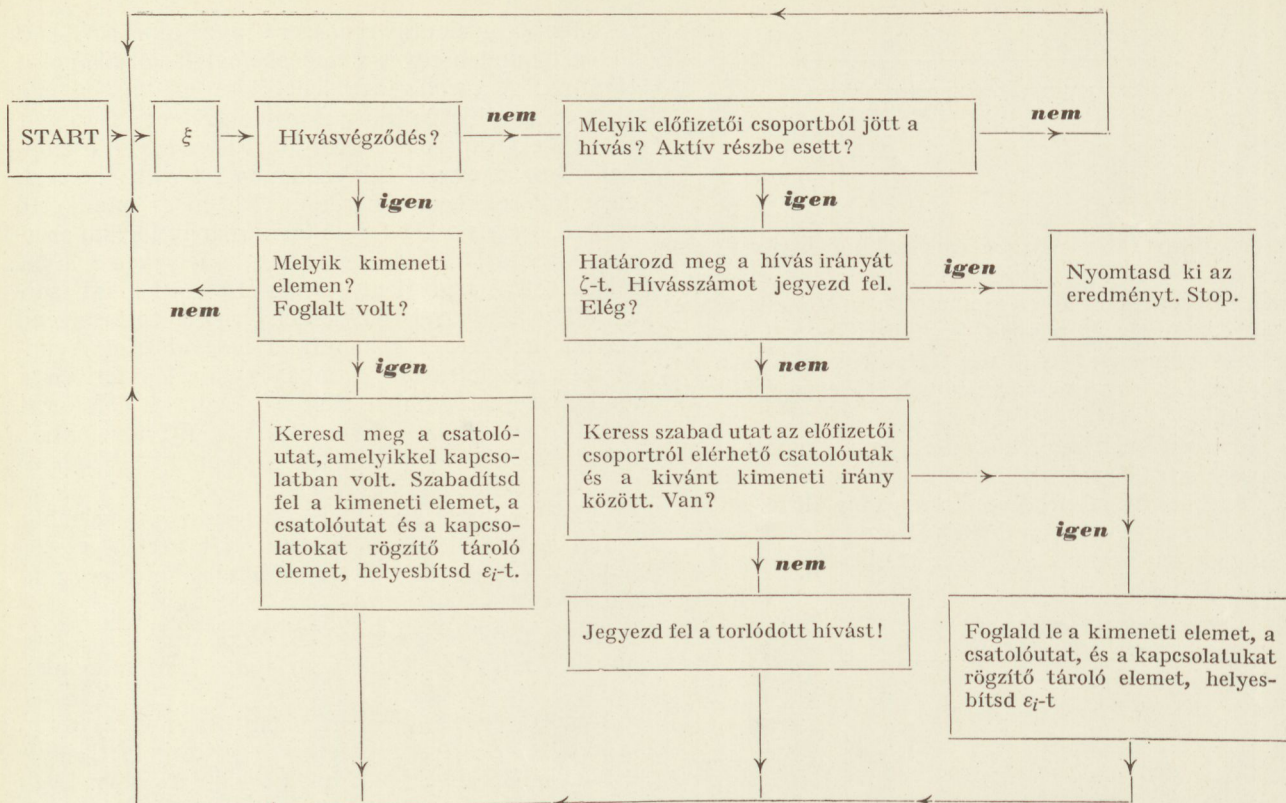
Azonban fejtsük sorba $P(w)$ -t:

$$P(w) = \exp\left(-\frac{w}{W}\right) \exp(-wH), \quad (4a)$$

ahol

$$H = \frac{1}{2W^2} + \frac{1}{3W^3} + \dots$$

A (4a) kifejezésből látható, hogy $P(w)$ első közelítésben megegyezik a feltételezések szerint a valóságban fennálló exponenciális eloszlású tartásidővel. Az utánpótlás folyamán a hosszabb tartásidejű hívások kisebb valószínűséggel lépnek fel, mint a valóságban, de a D hiba az AC intervallum növekedésével láthatóan csökken.



6. ábra

A torlódás megállapítása

A hívástorlódás

$$\Pi = \frac{\text{torlódott hívások száma}}{\text{összes hívások száma}}$$

Egy kísérletsorozat általában 10^4 – 10^5 hívásból áll, a kívánt pontosságnak megfelelően. (A módszer pontosságával még a későbbiekben foglalkozunk). A kísérlet végrehajtása előtt kb. 2000 előkészítő hívást szoktak lebonyolítani, hogy a modell a statisztikus egyensúlyi állapotába jusson.

Az időtorlódás megállapítása nehezebb feladat. Ehhez figyelni kell a központot (ill. a modellt) és feljegyezni mindazon esetek számát, amelyekben adott előfizetőtől adott irányba nem tudunk eljutni, függetlenül attól, hogy egyáltalán van-e erre igény.

Különböző felépítésű kapcsolómezők vizsgálata

Eddig a legegyszerűbb kapcsolómezőt, az egyszerű kétfokozatú csatlóutas kapcsolást vizsgáltuk. Nincs akadálya más felépítésű kapcsolómezők modellezésének sem, csak meg kell találni a csatlóelemek állapotának tárolására a megfelelő módot, és a számológép programjában kell kis módosításokat végrehajtani. Természetesen minél bonyolultabb a központ felépítése, annál bonyolultabb programra van szükség, és annál hosszabb a kísérlet végrehajtási ideje. A kettőnél több fokozatú rendszerek sem elvileg, sem a kivitelezés szempontjából nem jelentenek semmi újat. A tárolók száma a kapcsolómező fokozatainak számával arányosan nő.

Ha például minden egyes fokozat k darab $k \times k$

keresztpontot tartalmazó kapcsológépből áll, akkor a szükséges tárolók száma:

$$T = kG + k^2(G - 1); \quad k \text{ helyértékkel,}$$

ahol G — a fokozatok száma.

Az utánzás végrehajtási idejét döntő módon a szabad út keresésére fordított idő szabja meg. Ha egy-egységnyinek tekintjük azt az időt, amely alatt a számológép egy adott tárolóról megállapítja, hogy tartalmaz-e szabad utat, akkor a szabad út kereséséhez a következő időkre van szükség:

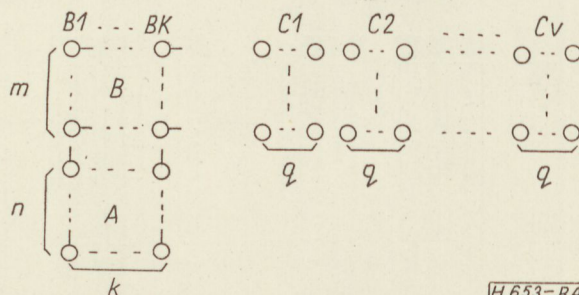
$$G = 2g \text{ fokozat esetén — } gk^{g-1}$$

$$G = 2g + 1 \text{ fokozat esetén — } (gk^{g-1} + 1)k$$

ahol $g = 1, 2, \dots$ és az egyszerűség kedvéért fel-tételeztük, hogy minden fokozat k darab $k \times k$ keresztpontot tartalmazó kapcsológépből áll.

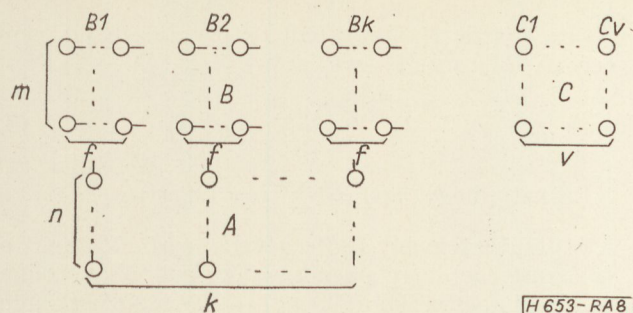
Nézzük meg a továbbiakban a leggyakrabban előforduló kapcsolómező-elrendezéseket:

a) Kétfokozatú csatlóutas rendszer, ha a kívánt irányban több C -oszlopon keresztül is kaphatunk csatlakozást (7. ábra): $q > 1$



7. ábra

H 653-RA7



8. ábra

Itt a szükséges tárolók száma $k + vq + kvq$ és mind-egyikben m helyértékre van szükség. Adott előfizetői csoportról elérhető csatolóutak és a kívánt kimeneti irány között q darab tárolóban lehet szabad utat keresni.

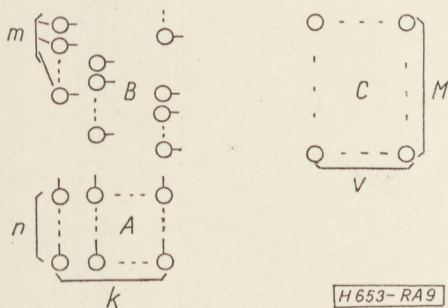
b) Nem teljes csatolóutas rendszer (8. ábra):

$$f > 1$$

A szükséges tárolók száma $kf + v + kfv$ és m helyértékűek. Adott előfizetési csoportról f oszlop csatolóút érhető el. Szabad út keresés ezen f oszlop és a kívánt kimeneti irány között történik.

c) Lépcsőzött csatolóutas rendszer (9. ábra):

$$M > m$$



9. ábra

A kapcsolómező modellezése a következőképpen történik: a C fokozat elemeinek állapotára vonatkozó adatokat v darab M helyértékű tárolóban tároljuk, ugyanúgy, mint egyszerű kétfokozatú kapcsolásnál. A B fokozat elemeit k darab ugyancsak M helyértékű tárolóban tároljuk, de azon bitek helyén, ahol csatolóelem nincs, a híváskeresés idejére foglalt állapotot (0) és a hívásfelszabadítás idejére szabad állapotot (1) írunk be. Természetesen a B -oszlopok és C kimeneti irányok között fennálló kapcsolatot rögzítő BC tárolók (ezek száma kv , M helyértékkel) megfelelő helyein is a nemlétező utak bitei a fenti módon korrigálandók.

A Monte Carlo-módszer pontossága

Állítsunk fel konfidencia-intervallumot a torlódási valószínűség p értékére [2]. Ha v független kísérletet hajtottunk végre, és az egyes kísérletek kimenetele $x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_v$ volt, ahol $x_i = 1$, ha keletkezett torlódás, és $x_i = 0$, ha nem keletkezett — akkor a torlódási valószínűség becslése

$$\bar{p} = \frac{1}{v} \sum_{i=1}^v x_i.$$

A $x = v\bar{p}$ valószínűségi változó, mely azt fejezi ki, hogy v kísérletből hányszor volt torlódás, binomialis eloszlású. A $x = v\bar{p}$ valószínűségi változó várható értéke $M(v\bar{p}) = vp$, éppen a ténylegesen torlódott esetek számát adja meg, ha a becslés torzítatlan, és szórásnégyzete $D^2(v\bar{p}) = vpq$, ahol $q = 1 - p$. Ezért

$$P \left\{ -\delta < \frac{v\bar{p} - vp}{\sqrt{vpq}} < \delta \right\} = \sum_{-\delta\sqrt{vpq} < x - vp < \delta\sqrt{vpq}} \binom{v}{x} p^x q^{v-x} \quad (5)$$

A jobboldalon álló kifejezés, ha v elég nagy, $2\Phi(\delta) - 1$ értékhez tart, ahol

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{u^2}{2}} du.$$

A baloldali zárójelben levő egyenlőtlenséget p -re rendezhetjük, és ha v elég nagy, valamint p sem nullához, sem az egységhez nincs túl közel, akkor elhanyagolásuk után azt kapjuk, hogy

$$P \left\{ p - \delta \sqrt{\frac{p(1-p)}{v}} < p < \bar{p} + \delta \sqrt{\frac{p(1-p)}{v}} \right\} \approx 2\Phi(\delta) - 1 \quad (6)$$

A fenti képlet azt fejezi ki, hogy az ismeretlen torlódási valószínűség értékét a

$$\left[\bar{p} - \delta \sqrt{\frac{\bar{p}(1-\bar{p})}{v}}; \bar{p} + \delta \sqrt{\frac{\bar{p}(1-\bar{p})}{v}} \right]$$

véletlentől függő helyzetű intervallum közelítőleg $2\Phi(\delta) - 1$ valószínűséggel fedi le.

Ha $\delta = 1$, akkor $2\Phi(\delta) - 1 = 0,682$

Ha $\delta = 2$, akkor $2\Phi(\delta) - 1 = 0,954$

Ha $\delta = 3$, akkor $2\Phi(\delta) - 1 = 0,997$

Ha $\delta = 4$, akkor $2\Phi(\delta) - 1 = 0,999$

Látható, hogy a biztonság növelése és az intervallum hosszának csökkentése egymásnak ellentmondó követelmények. δ értéke mindig az adott feladat típusának megfelelően választandó ki. Általában a $\delta = 2$ jó kompromisszumos megoldást ad; ekkor a konfidencia-intervallum megbízhatósága 95,4%. A fenti képletből még az is látható, hogy adott szintű biztonságnál az intervallum hossza a kísérletek számának növelésével csökkenthető. Mivel az intervallum hossza a kísérletszám négyzetgyökével van fordított arányban, a kísérletek számának növelésével csak viszonylag lassan csökken a konfidencia-intervallum hossza. Ez az oka annak, hogy a Monte Carlo-módszeren alapuló kísérletekhez kizárólag gyors számológépet ajánlatos alkalmazni. Gyors gépeken igen nagy számú kísérletet is elfogadhatóan rövid idő alatt lehet elvégezni.

A Monte-Carlo módszer alkalmazásának előnyei

A Monte Carlo-módszerrel bármilyen felépítésű központot meg tudunk vizsgálni — olyant is, amely-nél az állapotegyenletek megoldása még nem rendezett elméleti probléma. Ilyen például a belsőleg lépcsőzött csatolóutas kapcsolás. A központ forgalma tetszőleges nagyságú lehet, ezért egy adott felépítésű

központot különböző felajánlott forgalmakra is megvizsgálhatunk. A módszer rendkívül rugalmas, mert mindkét előbb említett esetben csak a számológép tárolóiban, illetve a programban kell végrehajtani némi változtatást.

További előnyt jelent, hogy gyors számológépet alkalmazva a módszer igen gyors is az egyéb torlódás-számítási módszerekhez viszonyítva.

Függelék

Markov-folyamatok telefonközpontokban

A Markov-folyamatok különös érdeklődésre tartanak számot a forgalomelméletben, mert a telefonközpontokban lejátszódó sztochasztikus folyamatok egy része a megfigyelések szerint jó közelítéssel a Markov-folyamatok egyik típusába sorolható. Ez a típus megszámlálható, nem-negatív állapotból áll, és paramétere a folytonos idő [1].

Az átmenet-valószínűség

$P(i, s; j, t) = P\{x_t(\omega) = j | x_s(\omega) = i\}$, $t \geq s$ (1) annak a valószínűsége, hogy a rendszert a t időpontban a j -edik állapotban találjuk, ha az $s \leq t$ időpontban az i -edik állapotban volt, nem függ a rendszernek az $s_1 < s_2 < \dots < s_n$ (ahol $s_n < s$) időpontokban felvett $i_1, i_2, \dots, i_n$ állapotaitól. A Markov-folyamatok jellemzője éppen az (1) átmenet-valószínűség, azaz a Markov-folyamatokra az jellemző, hogy a rendszer jövőbeni állapota nem függ közvetlenül a rendszer múltjától, csak jelenétől. Az (1) átmenet-valószínűség kielégíti a

$$\sum_j P(i, s; j, t) = 1 \text{ egyenlőséget.}$$

A folyamatot időben homogénnek nevezzük, ha a $P(i, s; j, t)$ négyváltozós függvény nem függ t -től, csak a $h = t - s$ időkülönbségtől. Ekkor a Markov-folyamatot háromváltozós függvénnyel is leírhatjuk:

$$P(i, j, h).$$

A Markov-folyamatok kielégítik a Chapman—Kolmogorov-egyenletet, ami a fenti típusú Markov-folyamatoknál a következőképpen írható fel:

$$P(i, s; j, t) = \sum_v P(i, s; v, \tau) \cdot P(v, \tau; j, t), \quad 0 \leq s < \tau < t \quad (2)$$

vagy időben homogén esetre:

$$P(i, j, h + \chi) = \sum_v P(i, v, \chi) \cdot P(v, j, h). \quad (2a)$$

A $P(i, s; j, t)$ valószínűségek célszerűen elrendezhetőek egy $P(s, t)$ sztochasztikus mátrixba, ahol i a sorokra, j pedig az oszlopokra vonatkozik. Ekkor a Chapman—Kolmogorov-egyenlet mátrix alakban a következőképpen fejezhető ki:

$$P(s, t) = (s, \tau) \cdot P(\tau, t), \quad 0 \leq s < \tau < t \quad (3)$$

vagy időben homogén esetre:

$$P(h + \chi) = P(\chi) \cdot P(h) \quad (3a)$$

A tárgyalt típusú Markov-folyamatoknál feltételezzük, hogy az összes i állapotban létezik a $q_i(s)$ nem-negatív folytonos függvény:

$$\left. \frac{\partial P(i, s; i, t)}{\partial t} \right|_{t=s} = -q_i(s) \quad (4)$$

és az összes (i, j) $i \neq j$ állapotpárra a $q_{ij}(s)$ nem negatív folytonos függvény:

$$\left. \frac{\partial P(i, s; j, t)}{\partial t} \right|_{t=s} = q_{ij}(s) \quad (5)$$

$$\text{Látható, hogy } q_i(s) = \sum_{j=i} j = 1 \, q_{ii}(s)$$

A (4) és (5) függvény segítségével kifejezhető annak a valószínűsége, hogy a rendszer az i -edik állapotból a j -edik állapotba kerül a $(t, t + \Delta t)$ időintervallum alatt:

$$P(i, t; j, t + \Delta t) = q_{ij}(t) \Delta t + 0(\Delta t), \quad i \neq j \quad (6)$$

és annak a valószínűsége, hogy az i -edik állapotból a $(t, t + \Delta t)$ időintervallum alatt bármely más állapotba tér:

$$1 - P(i, t; i, t + \Delta t) = q_i(t) \Delta t + 0(\Delta t). \quad (7)$$

Látható, hogy az átmenetek valószínűsége aszimptotikusan arányos a Δt idővel. Időben homogén folyamatok esetén a $q_{ij}(t)$ és a $q_i(t)$ arányossági tényezők időtől független állandó mennyiségek.

A Chapman—Kolmogorov-egyenlet parciális differenciálásával az átmenet-valószínűségekre a Kolmogorov-féle differenciál egyenlet-rendszert kapjuk:

$$\begin{aligned} \frac{\partial P(i, s; j, t)}{\partial t} &= -q_j(t) P(i, s; j, t) + \\ &+ \sum_{v \neq j} q_{vj}(t) P(i, s; v, t) \end{aligned} \quad (8a)$$

és

$$\begin{aligned} \frac{\partial P(i, s; j, t)}{\partial s} &= q_i(s) P(i, s; j, t) - \\ &- \sum_{v \neq i} q_{iv}(s) P(v, s; j, t) \end{aligned} \quad (8b)$$

A (8a) az úgynevezett „előre irányú”, — a (8b) a „vissza irányú” differenciál egyenlet-rendszer.

Születési és halálozási folyamatok telefonközpontokban

A fent tárgyalt típusú Markov-folyamat egy speciális fajtája a jól ismert „születési és halálozási” folyamat. Ezt a folyamatot az jellemzi, hogy a differenciálisan kicsi $(t, t + \Delta t)$ időintervallumban a rendszer állapota csak a közvetlen szomszéd állapotba változhat, azaz $q_{ij}(t) = 0$, ha $i \neq j - 1, j + 1$.

A „születési és halálozási” folyamatra felírható sztochasztikus mátrix minden eleme zérus lesz, kivéve a főátló és a főátlóval közvetlenül szomszédos másik két átló elemeit.

A folyamatra a következő feltevéseket teszük:

a) A rendszer állapotváltozása csak egységnyi lépéseken keresztül mehet végbe.

$$b) P\{x_{t+\Delta t} = j + 1 | x_t = j\} = \lambda_j \Delta t + 0(\Delta t);$$

$$c) P\{x_{t+\Delta t} = j - 1 | x_t = j\} = \mu_j \Delta t + 0(\Delta t);$$

d) A $(t, t + \Delta t)$ idő alatt egynél több átmenet valószínűsége: $0(\Delta t)$.

Látható, hogy az előző jelöléseinkkel: $q_j = \lambda_j + \mu_j$, ahol λ_j — a születési (keletkezési) együttható a rendszer j -edik állapotában;

μ_j — a halálozási (végződési) együttható a rendszer j -edik állapotában.

Ezek után a Chapman—Kolmogorov-egyenlet a következőképpen írható fel „születési és halálozási” folyamatokra:

$$P(i; j, t + \Delta t) = P(i; j - 1, t) \lambda_{j-1} \Delta t + P(i; j, t) \cdot (1 - \lambda_j \Delta t - \mu_j \Delta t) + P(i; j + 1, t) \mu_{j+1} \Delta t + o(\Delta t). \quad (9)$$

Átalakítások és a határátmenetek elvégzése után a Kolmogorov-féle differenciál egyenlet-rendszert kapjuk:

$$\frac{dP(i; j, t)}{dt} = \lambda_{j-1} P(i; j - 1, t) - (\lambda_j + \mu_j) P(i; j, t) + \mu_{j+1} P(i; j + 1, t) \quad (10)$$

Az egyes egyenleteket más néven *állapotegyenleteknek* szokták nevezni.

Az állapotegyenletek megoldása a λ_j és μ_j együtthatókra tett feltételektől és a rendszer felépítésétől függ.

Telefonközpontokban az előfizetők hívásigénye a „születési” folyamat szerint jelentkezik — a fennálló beszélgetések megszűnése pedig a „halálozási” folyamatnak megfelelően történik.

Az állapotegyenletek megoldása

A telefon-forgalomelmélet szempontjából az állapotegyenletek megoldását különböző felépítésű központok és a λ_j és μ_j együtthatókra tett legkülönbözőbb feltételek mellett kereshetjük.

Ha például egy ideális csoportot vizsgálunk és

- az előfizetők száma végtelen;
- $\lambda_j = \lambda$ — vagyis a keletkezési együttható állandó — (ez telefonközpontokban nem más, mint a hívássűrűség);
- $\mu_j = j\mu$ — $j = 0, 1, 2, \dots$ vagyis a végződési együttható arányos a foglalt előfizetők számával — (ez telefonközpontokban az átlagos beszélgetés—tartás—idő reciprok);
- a lefoglalható vonalak száma végtelen; — akkor az állapotegyenletek megoldása a foglalt vonalak számára Poisson-eloszlást mutat.

Ha az a), b), c) feltétel ugyanaz, de a d) feltételben a lefoglalható vonalak száma R véges, akkor Erlang-eloszlást kapunk.

Olyan központokban, ahol az előfizetői csoport nagysága nem tekinthető végtelennek, a következő feltételezések közelítik meg leginkább a valóságot:

- az előfizetők száma N véges;
- $\lambda_j = (N - j)\lambda$, $j = 0, 1, \dots, N$; vagyis a hívássűrűség arányos a szabad előfizetők számával;
- $\mu_j = j\mu$, $j = 0, 1, \dots, N$; vagyis a végződési együttható arányos a foglalt előfizetők számával;
- a lefoglalható vonalak száma R véges. (Ha $R < N$, akkor $j_{\max} = R$ a fenti b) és c) pontokban).

A fenti feltételek mellett az állapot-egyenletek megoldása az egyidejűleg foglalt vonalak számára Engset-eloszlást mutat:

$$Q(j) = \frac{\binom{N}{j} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^j}{\sum_{j=0}^R \binom{N}{j} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^j}, \quad j = 0, 1, \dots, R \quad (11)$$

az időtorlódás értéke:

$$S = \frac{\binom{N}{R} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^R}{\sum_{j=0}^R \binom{N}{j} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^j} \quad (12)$$

és a hívástorlódás értéke:

$$\Pi = \frac{\binom{N-1}{R} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^R}{\sum_{j=0}^R \binom{N-1}{j} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^j} \quad (13)$$

A $\frac{\lambda}{\mu}$ értéke függ a veszteségtől:

$$\frac{\lambda}{\mu} = \frac{a}{1 - a(1 - \Pi)}, \quad (14)$$

ahol a — egy előfizető forgalma. Az előfizetők által a központnak felajánlott összforgalom aN értékű.

Ha nem ideális csoportot vizsgálunk, hanem két vagy többfokozatú csatolóutas kapcsolást, vagy lépcsőzött kapcsolást, vagy más bonyolultabb felépítésű központot, akkor az állapotegyenletek felírása és megoldása lényegesen nehezebb.

IRODALOM

1. Syski, R.: Introduction to Congestion Theory in Telephone Systems. Edinburgh and London 1960. Oliver and Boyd.
2. Prékopa A.: Valószínűségelmélet műszaki alkalmazásokkal. MK. 1962. Budapest.
3. Бусленко Н. П.: Метод статистических испытаний 1961 ГОСИЗДАТ.
4. Neovius, G.: Artificial Traffic Trials Using Digital Computers. Ericsson Technics Vol. 11. 1955. No 2. (279—291).
5. Wallström, B.: Artificial Traffic Trials on a Two-Stage Link System Using a Digital Computer. Ericsson Technics Vol. 14. 1958. No 2. (259—289).
6. Molnár P.: Model of Link System and Artificial Traffic Machine. The BHG Telecommunication Review 1959. 2. (5—10).
7. Мельников К. П.: Возможности решения задач звеньевых включений на ЭВМ. Сб. трудов НИИТС 1962. № 10. (35—48).
8. Мельников К. П.: Метод моделирования телефонной нагрузки на универсальных вычислительных цифровых машинах. Сб. трудов НИИТС 1963. № 11. (79—88).
9. Dietrich, G.—Wagner, H.: Traffic Simulation and its Application in Telephony. Electrical Communication. Vol. 38. 1963. No 4. (524—533).
10. Takagi, K.—Suzuki, T.: Artificial Traffic Studies on Crossbar Link Systems Using a Digital Computer. Presented at the Fourth International Teletraffic Congress, London, 1964.

Poliészter kondenzátorok

ETO 621,319,4:621,315,616,96

A Remixben nemrég prototipizálták az első poliészterfólia dielektrikumú kondenzátor családot, és ezzel a hazai alkatrészgyártás a nagy hőállóságú hangfrekvenciás kondenzátorok terén felzárkózott a külföldi előállítókhoz. Mivel a hazai felhasználók előtt, tapasztalat szerint, kevésbé ismertek e kondenzátor fajta tulajdonságai, ezúttal röviden bemutatjuk azokat.

A kondenzátor dielektrikuma néhány mikron vastagságú, nagy tisztaságú, nyújtott polietilén-glikol-tereftalátsavészter (röviden: poliészter) fólia, amelyet különféle márkanevek alatt — úm. „Honstaphan”, „Montivel”, „Mylar” — lehet beszerezni. A fólia, illetve annak alapanyaga igen jó villamos és klimatikus jellemzőkkel rendelkezik. Ezekből mutatunk be néhányat az 1. táblázatban.

Látható, hogy a poliészter fólia rendelkezik mindazon jó tulajdonságokkal (nagy átütési szilárdság, térfogati ellenállás, hőállóság, kis veszteségi tényező és jó hőmérsékleti stabilitás), amelyeket a kondenzátor dielektrikumoktól általában megkívánnak.

A külföldi ipar egy évtizede gyárt poliészter kondenzátorokat, de tömeggyártásról csak mintegy 5—6 évre visszamenőleg lehet beszélni. Ez részint az alapanyag előállításának nehézségeivel, részint licenc okokkal függ össze. A külföldön gyártott választék lényegében két alaptípusba sorolható:

— fém-fólia fegyverzetű kivitelek, burkolattal vagy anélkül,

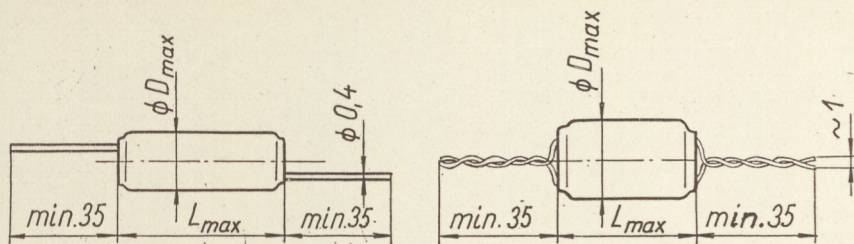
1. táblázat

Tulajdonság	Mértékegység	Mérszám
Fajsúly	p/cm ³	1,3 ... 1,4
Szakítószilárdság	kp/mm ²	12 ... 22
Vízfelvétel	súly %	0,2 ... 0,5
Villamos szilárdság (50 Hz)	KV/mm	min. 180
Fajlagos térfogati ellenállás	Ω cm	10 ¹⁶ ... 10 ¹⁸
Üzemi hőmérséklet tartomány tartós üzemre	C°	−60 ... +155
Legnagyobb üzemi hőmérséklet rövid ideig	C°	+180
Relatív dielektromos állandó	—	2,8 ... 3,2
Dielektromos állandó hőmérsékleti tényezője	1/C°	+500 · 10 ^{−6}
Veszteségi tényező (1 kHz)	—	max. 50 · 10 ^{−4}
Az alapanyag jellege	—	poláros

— vákuumpárologtatással előállított fegyverzetű (gőzölt) kondenzátorok. Ez utóbbiak csak tokozott kivitelben készülnek.

A fólia fegyverzetű kivitelek a kis, 100 pF...0,1 μF kapacitástartományban előnyösek, mivel külön burkolatot nem szükséges rajtuk kialakítani és gyártásuk egyszerű, tehát olcsón hozhatók forgalomba. Ami a burkolat kérdését illeti, számos külföldi kondenzátortípus vizsgálata alapján azt kellett megállapítani, hogy az egyszerű (mártott) műanyag burkolat rontja az ilyen kondenzátorok klimatikus tulajdonságait. Ennek oka egyrészt az, hogy a kivezetők mentén a lezárás hiányos, másrészt jelentős a burkolat anyagának vízgőz áteresztő képessége. A nyitott (burkolatlan) kivitel előnye éppen az, hogy nedvességbehatás után a pára könnyűszerrel és gyorsan távozni tud a kondenzátorból, tehát a villamos jellemzők hamar visszaállnak a kezdeti értékre. A mártott burkolat tehát nem akadályozza a nedvességbehatolást, de gátolja a vázolt regenerálódást. Hozzá kell tenni ehhez még azt, hogy a poliészter fólia nedves térben sem veszti el jó felületi szigetelési tulajdonságait. Nedves térben vizsgált poliészter kondenzátorok szokatlanul jó — néhány ezer MΩ-os — szigetelési ellenállást mutattak és kapacitásváltozásuk sem volt nagyobb, mint 8%, a kezdeti értékhez képest. A 98% relatív nedvességű térből kiemelve a kezdeti értékre állt vissza a kapacitás és a szigetelési ellenállás. Mivel — különösen kis kapacitásoknál — a kondenzátor térfogatának 30—60%-át a burkolat foglalja el, az elmondottak figyelembevételével tehát az olcsó burkolat szerepe legalábbis kétségesnek mondható. A légmentes (üvegátvezetős-fémházas) lezárásra igen ritkán van szükség, éppen a poliészter fólia jó klímaállósága miatt. Végeredményben tehát, geometriai és villamos szempontból a nyitott kivitel jelenti bizonyos határok között az optimumot.

A teljesség kedvéért röviden megemlékezünk a gőzölt fegyverzetű poliészter kondenzátorokról is. Gyártásuk általában a 0,1 μF feletti kapacitás tartományban gazdaságos és itt kerülnek előtérbe előnyeik is. Mivel a gőzölt fegyverzet igen érzékeny a nedvességbehatásokra, gondosan tervezett és kivitelezett burkolatra van szükség. Az említett kapacitástartományban a burkolat és a hasznos térfogat aránya kedvezően alakul (5—15%), tehát a burkolat lényeges geometriai méretnövekedést nem jelent. A gőzölt fegyverzet elhanyagolható vastagsága pedig mintegy 25—30%-os hasznos-térfogat csökkenést eredményez, a fólia fegyverzetű típusokhoz képest. Hátrányt jelent a fegyverzet soros ellenállásából adódó nagyobb veszteségi tényező; előny viszont a teljes indukciómentesség. A gőzölt fegyverzetű kondenzátorok természetesen öngyógyulóak és ez lehetővé



H 644-GJ 2T

A kivitel

B kivitel

2. táblázat

Kapacitás	Kapacitás-tűrés %	100 V—			250 V—			400 V—		
		D_{max}	L_{max}	Kivitel	D_{max}	L_{max}	Kivitel	D_{max}	L_{max}	Kivitel
100 pF	±20							4		
150										
220										
330								4,5	11,5	
470					4,5					
680								5		
1 nF	±20	4,5			5	11,5	A	5,5		
1,5										
2,2		5	11,5	A	5,5			6		A
3,3		5,5						7	16,5	
4,7		6			6					
6,8		5			6,5	16,5		7,5		
10	±20	5,5	16,5		7			8,5		
15		6						9,5		
22		7,5			8,5			11	21,5	
33		8,5			10			12		
47		9,5			11	21,5	B	14		B
68		12	21,5		13					
100	±10	19,5			14					
150		15		B	16,5					
220		18								
330		19,0	27,5							
470	±5									

teszi a szigetelő fólia villamos szilárdságának jobb kihasználását. A kondenzátor dielektrikumában 2~3-szor nagyobb télerősség engedhető meg, mint a fólia fegyverzetű kondenzátoroknál. Ennek arányában csökken természetesen a térfogat is.

Az új hazai típus

A Remix — első lépésként — a fólia fegyverzetű, burkolat nélküli típust fejlesztette ki a 100 pF—470 nF kapacitás tartományban 100, 250, 400 V—névleges feszültséggel. A kondenzátor külső megjelenésében nagyon hasonló a polistírol (styroflex) kondenzátorhoz. Előállítási technológiája (tekercseles és zsugorítás) igen egyszerű.

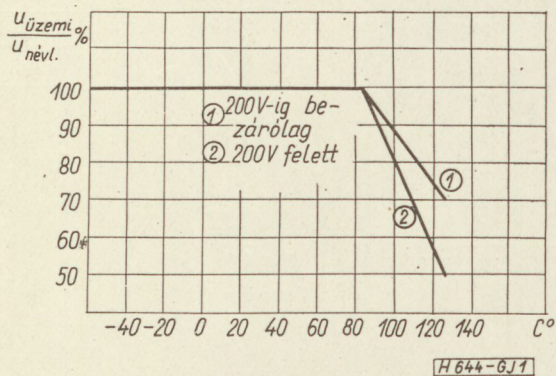
A kondenzátor körvonalaírajzat és méreteit a 2. táblázatban foglaltuk össze.

A kondenzátor kivezetései hegesztve csatlakoznak a fegyverzetekhez, tehát a konstrukció teljesen kontaktusbiztos. Nagyobb kapacitásoknál — 100 nF felett — az alacsony önindukció és veszteségi tényező biztosítására fegyverzetenként 2—2 hegesztett-sodrott kivezető szolgál. Ez impulzus és szűrő áramkörökben történő alkalmazás esetén igen kedvező. Összehasonlításképpen, az ilyen konstrukció nyújtotta előnyök illusztrálására mutatjuk be a 3. táblázatban, amelyben az egyszeres és sodrott kivezetőkhöz tartozó kondenzátor-önindukció és tg δ értékeket mutatjuk be, ugyanazon kapacitású (100 nF) kondenzátorra.

A kondenzátor garantált üzemi hőmérséklettartománya —55...+125 C°-ig terjed úgy, hogy +85 C°-ig a teljes névleges feszültség kapcsolható rá. +85 C°

3. táblázat

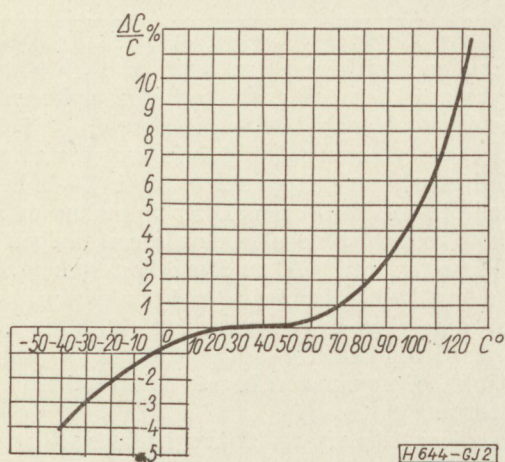
Jellemző	Egy-egy kivezető fegyverzetenként	Két-két rövidrezárt kivezető fegyverzetenként
	10–10 mm hosszúságú kivezető huzalokkal	
$10^4 \text{ tg } \delta$	42 ... 64	36 ... 42
$L_{\mu H}$	2 ... 5	0,055 ... 0,07



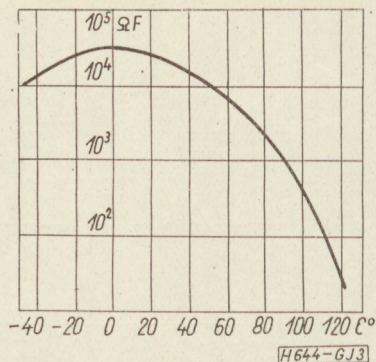
1. ábra. A kondenzátor terhelhetősége a hőmérséklet függvényében

felett a terhelő feszültséget csökkenteni kell az 1. ábra szerint.

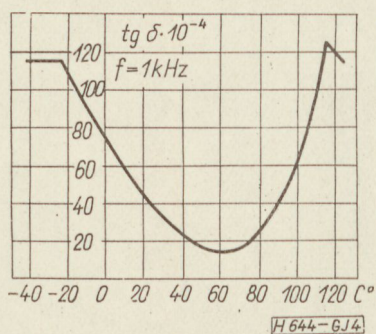
A kondenzátor főbb villamos jellemzőinek változása a hőmérséklet függvényében a 2., 3. és 4. ábrákon látható. A diagramokból leolvasható, hogy a poliészter kondenzátorok előnye nemcsak a nagy (+125 °C) hőállóság, hanem az, hogy kisebb hőmérsékleteken, a hőállóság arányában jobbak a paraméterek, mint az alacsonyabb hőállóságú (pl.: papír) kondenzátoroké. Így +70 °C-on a kapacitásváltozás 1% (papírkondenzátoroknál 2–4% között), az időálló (szigetelési ellenállás, helyesebben szigetelési szám) $6 \cdot 10^4 \Omega F$ (papírkondenzátoroknál $10^2 \dots 2 \sim \sim 6 \cdot 10^3 \Omega F$), a veszteségi tényező $15 \cdot 10^{-4}$ (papírkondenzátoroknál $30 \dots 60 \cdot 10^{-4}$). Az új típusal tehát igen jó tulajdonságokkal rendelkező hangfrekvenciás kondenzátor áll az ipar rendelkezésére.



2. ábra. Kapacitásváltozás a hőmérséklet függvényében

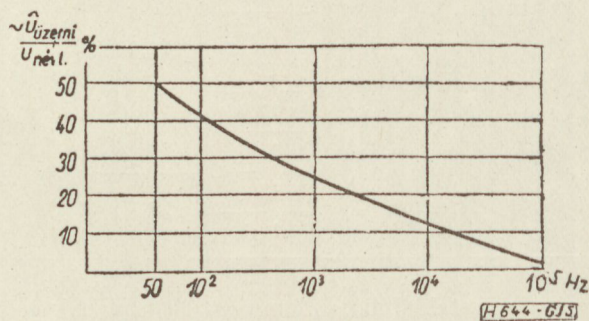


3. ábra. Időálló változása a hőmérséklet függvényében

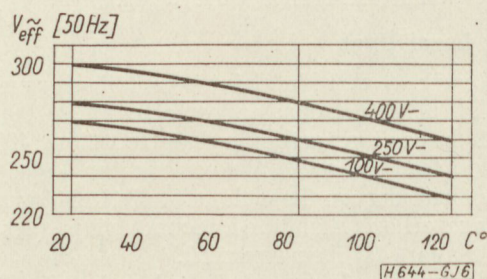


4. ábra. Veszteségtényező változása a hőmérséklet függvényében

A kondenzátor váltakozó feszültségű terhelhetőségét adja meg az 5. ábra a névleges feszültség százalékában. Az eddigi hazai típusokhoz képest jelentős terhelés adható a kondenzátorra még nagyobb frekvenciákon is. Ez az impulzus üzemmódban történő alkalmazásnál is lényeges.



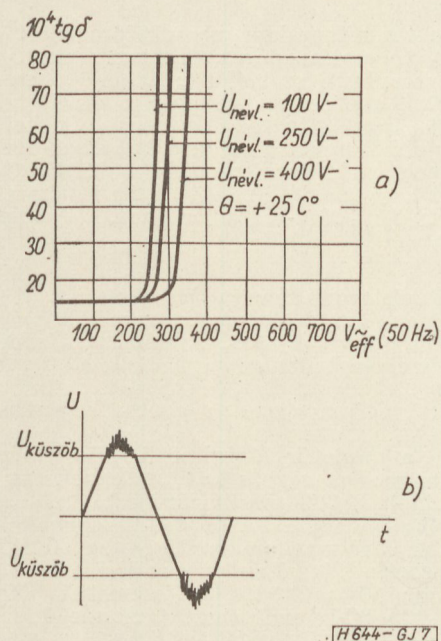
5. ábra. Váltakozó feszültségű terhelhetőség a frekvencia függvényében



6. ábra. Ionizációs feszültség a hőmérséklet függvényében

A 6. ábrából látható, hogy az ionizációs küszöb-feszültség biztonsággal a fentiekben megadott változó feszültségű terhelhetőség felett van.

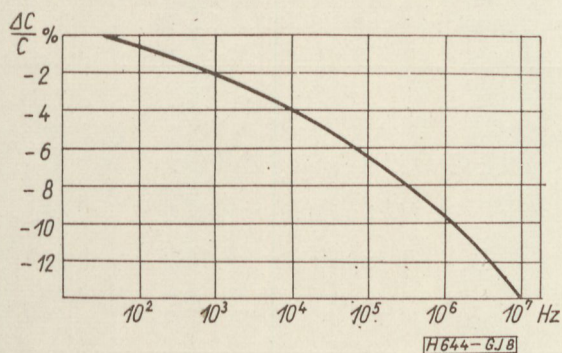
Nem érdektelen talán, ha röviden magyarázatot fűzünk e jellemzőkhöz. Ha a kondenzátor kapcsain növeljük a feszültséget (akár egyen-, akár váltakozó feszültséget) bizonyos feszültség felett a kondenzátor dielektrikumában elkerülhetetlenül jelen levő gáz-részecskék ionizálódnak, glimmkisülés jön létre. A jelenség számszerűleg Schering-hidas veszteségtényező mérésel fogható meg. Igen szemléletes az egyidejűleg felvett oszcillogram (7. ábra).



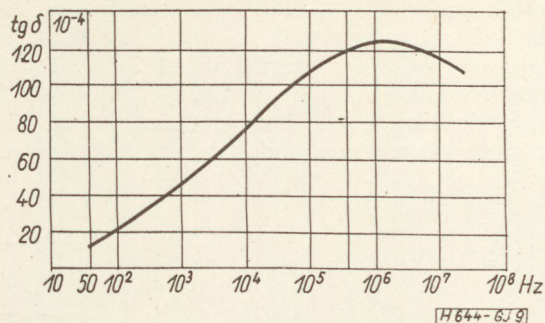
7. ábra. Gáz-zárványok ionizálódása a dielektrikumban

Belátható, hogy a szinusz-görbe csúcsainak környezetében a glimmkisülések (impulzusok) villamos energiát vonnak el. Ez a szinusz-görbe torzulását okozza (felharmonikusok keletkeznek), másrészt (jól mérhetően) megnövekszik a kondenzátor veszteségi tényezője és saját hője. Az okozat kettős:

- a glimmkisülés helyi túlmelegedést okoz és a dielektrikum elszesenedik,
- a glimmkisülés következtében keletkező nasszens gázok (pl. ózon) kémiaiilag ronszolják a dielektrikumot.



8. ábra. Kapacitásváltozás a frekvencia függvényében



9. ábra. A veszteségtényező változása a frekvencia függvényében

A jelenség mindenképpen a kondenzátor tönkremenéséhez (átütés) vezet, de a tönkremenés előtt is zavarhatja egy készülék szabályos üzemét azzal, hogy a kondenzátor zajforrássá válik. A keletkező impulzusok harmonikusainak zöme a 100 kHz 3 MHz-es tartományba esik. Különösen nagyimpedanciájú áramkörökben keletkezhettek emiatt komoly jelalak torzulások.

A váltakozó áramú üzemmél összefüggésben még két jellemző bemutatása tarthat érdeklődésre számot: az egyik a kapacitás (8. ábra), a másik a veszteségi tényező frekvencia függése (9. ábra).

A kondenzátor klímaállósága az IEC 68 (KGMSZ 670.500) szerint a 21 napos tartós nedves meleg igénybevétellel jellemezhető. Ezzel összefüggésben idézünk a kondenzátorra vonatkozó szabványból néhány adatot:

- Vizsgálati feszültség a névleges feszültség kétszerese
- 21 napos tartós nedves meleg igénybevétel után a szigetelési ellenállás 5000 ΩF
- a veszteségi tényező legfeljebb $120 \cdot 10^{-4}$ (1 kHz)
- a kapacitásváltozás a kezdeti értékhez képest $\pm 5\%$
- A kondenzátor mechanikai felépítésére jellemzők az alábbi adatok:
 - kivezetők húzószilárdsága 1 kp
 - mechanikai rezgésállóság 10 g
 - kivezetők hajlítási-lárdsága $2 \times 180^\circ$ 0,5 kg-mal terhelt állapotban

Végezetül, de nem utolsósorban a készülék-konstruktorok talán leginkább érdeklő megbízhatóság kérdéséről adunk rövid tájékoztatást. Mindenekelőtt arra kell felhívni a figyelmet, hogy — mint általában a műanyagfóliák — a poliészter-fólia sem hajlamos az öregedésre, illetve ez a folyamat normális körülmények között nem mutatható ki. A kondenzátorok 1000 órás, erőltetett körülmények között elvégzett élettartamvizsgálata során több száz darabnál sem tapasztaltunk kiesést. A vizsgálat folyamán a névleges feszültség 1,5-szerese terhelte a konden-

zátort a maximális, $+125^{\circ}\text{C}$ hőmérsékleten. A feszültség-forszírozás legalább 5-szörös, a hőmérsékleti forszírozás pedig 4-szeresnek vehető. Ez utóbbinál figyelembe veendő, hogy a 100%-os terhelhetőség $+85^{\circ}\text{C}$ -ig terjed, tehát csak efelett beszélhetünk forszírozásról. Végeredményben az 1000 órás élet-

tartamvizsgálat 15~20 000 órás normál üzemnek tekinthető. A folyamatban levő egyéb (váltakozó feszültségű, impulzusüzemű) vizsgálatok eddigi rész-eredményei arra mutatnak, hogy a kondenzátor p faktora 10^{-7} /óra nagyságrendűnél nem lesz rosszabb.

S Z E M L E

Összeállította: VÁSÁRHELYI PÁL

Egy érdekes termelés-szervezési kísérletről számol be az Int. Management (1965. 6). Mióta Ford bevezette a futószalagos termelést, sokan tették fel a kérdést, hogy ez biztosítja-e a termelékenység maximumát. Nem lehet-e olyan módszert alkalmazni, ami az egyhangú azonos munkával szemben lehetőséget ad a kezdeményezésre és a nagyobb teljesítményre.

Egy amerikai elektronikai középüzem, amely 6 millió \$ alaptőkével működik és igazgatójának tulajdona, érdekes és részben eredményes kísérletet hajtott végre. Kidobta a futószalagot és 16 független termelőegységet állított fel 6–6 dolgozóval, élükön egy-egy elektrotechnikussal. A brigádok maguk döntenek afölött, hogy a munkát felbontják és dolgozóikra specializálják, vagy mindenki maga viszi végig az adott termékegységet a művelet minden fázisán, beleértve a kipróbálást és végső ellenőrzést is.

A kísérlet kezdetben termelésesökkenésre vezetett, de ahogy nőtt a szakmai ismeret és az egyének büszkesége munkájukra, sok tehetség került napfényre, és ma már a termelés ugyanakkora létszám mellett 30%-kal áll a futószalagos termelés felett. A selejt úgyszólván megszűnt, és a korábbi 8–10 hét helyett az átszervezett termelés 2–3 hét alatt tud átállni új termékre.

A kísérlet kiterjedt az adminisztráció és a vezetés átszervezésére is. Ezen a téren nem volt eredményes. Az átszervezett vezetőség tagjai nem tudtak beleilleszkedni a számukra megadott felelősség-körökbe. Az igazgató megállapítása szerint úgy látszik, hogy minél intelligensebb valaki, annál inkább kívánja a „korlátokat”, amelyek pontosan meghatározzák helyzetét a szervezeti hierarchiában. Az igazgató 1 év után visszaállította a régi adminisztrációt.

Kísérlete azonban a termelés terén meghozta a 30%-os növekedést. Arra a kérdésre, hogy rendszere nagyobb vállalatoknál is beválnék-e azt válaszolta, hogy a komplikáltabb adminisztrációknak még nagyobb szükségük lehet erre a módszerre, de össze kell szedniök a bátorságot ahhoz, hogy fejest ugorjanak.

*

A hamburgi kikötőben a posta 250 helyen telefoncsatlakozó dobozokat állított fel, amelyekről azonnal megteremti az összeköttetést a városi telefonhálózat és a kikötőben horgonyzó hajók között. (*Journal des Telecommunications* 65.6.15.)

*

1964-ben a Kokusai Denshin Denwa Co. Ltd. az American Telephone and Telegraph Co. és a Hawaiian Telephone Co. közreműködésével lefektette a Transpacific kábelt, amelynek a kapacitása 138 telefoncsatorna. Ez a kábel Japánt Guam-on, Wake-en és Midway-n keresztül köti össze Hawaiival, ahol csatlakozik a Hawai és az USA közötti kábellel és a Pacific Commonwealth Cable-lal, így összekötte Japánt nemcsak az USA-val, hanem Kanadával, Európával, Új-Zélanddal és a Fülöp-szigetekkel is. Üzembe

helyezése óta a forgalom megsokszorozódott és megjavult. A kapcsolási idő az USA-val 5 perc.

A tengeren túli szolgálat a közeljövőben tovább fog javulni, amikor a Transpacific kábelt bekötik a SEACOM kábelhálózatba Guamban. A telefoncsatornák újabb felosztása során a Tokióban 1965 áprilisban megtartott konferencián a KDD 10 újabb csatornát kapott az USA felé, 6-ot a Fülöp-szigetekre és 5-öt a SEACOM-csatlakozáshoz. (Pacific Cable Success)

*

A CSF elektromechanikus alkatrész osztálya Issy-les-Moulineux-ben kidolgozott egy új típusú relét, a miniatűr táviró T-relét. Alkalmazási lehetősége a távirón messze túlhaladva felöleli a távvezérlést, modulálást, demodulálást, távmérést és minden olyan területet, amelyen gyors és pontos kapcsolásra van szükség.

A CSF a miniatűr távirórelé kifejlesztésére 1960-ban kapta meg a megbízatást. Az ennek eredményeképpen kidolgozott T-relé ötször kisebb, mint az elődje volt. Teljesítménycsökkenés nélkül ellenáll a nehéz klimatikus és mechanikus igénybevételeknek is. Kulcssebessége 200 Baud, reagálási ideje 1,5 ms, élettartama 10^9 működés, az üzemi hőfok -65°C -tól $+125^{\circ}\text{C}$ -ig változhat. (Télondé 1965. 1. sz. 11–22. o.)

*

A Securior vállalat — amely szállítások biztosításával foglalkozik — a Pye Telecommunications Ltd.-vel közösen hirdeti a HELP (Haulage Emergency Link Protection) szolgálatot távolsági tehergépkocsi-vezetők számára. A Pye látta el a szolgálatot a rádiótelefon-berendezéssel, amely 24 órás üzemben áll rendelkezésre országos hálózatával, több mint 80 rádiótelefon-központtal. A szolgálat állandó összeköttetést biztosít az úton levő tehergépkocsikkal, és egyrészt azonnal intézkedik segélyhívások esetén, másrészt időjárás, ügyi helyzet előrejelzéseket ad, parkolóhelyeket biztosít, visz-száállításokat biztosít, illetve közvetít.

A hirdetés szerint a szolgálat azért választotta a Pye-t, mert ez a legnagyobb mozgó rádiótelefon-gyár és a legnagyobb exportőr Európában. Angliában kb. 70 000 autó van Pye-rádiótelefonnal felszerelve. (The Financial Times 1965. XI. 17. 23. o.)

LAPUNK PÉLDÁNYONKÉNT MEGVÁSÁROLHATÓ:

V., Váci u. 10.

V., Bajcsy Zsilinszky út 76. sz. alatti

HÍRLAPBOLTOKBAN

Kis koaxiális kábelrendszer

ETO 621.315.212:621.395.74

1. Bevezetés

A normál 2,6/9,5 mm méretű ún. nagy koaxiális kábel mellett mindjobban elterjed az 1,2/4,4 mm méretű ún. kis koaxiális kábel. Elterjedését indokolja, hogy kisebb csatornaszám esetén a nagy koaxiális kábelhez képest kisebb a beruházási költsége.

A kis koaxiális kábel különösen gazdaságos, vonal-erősítői tranzisztoralizálhatók és felügyelet nélkül földbe helyezhetők, mivel a kábel viszonylag nagyobb csillapítása következtében szükséges erősítő sűrítés nem okoz jelentős beruházási és fenntartási költség-növekedést. További előnyt jelent, hogy a kis koaxiális cső külső mérete gyakorlatilag megegyezik az 1,2 mm erű szimmetrikus kábelek érnégyeseinek méretével, ami megkönnyíti a kis koaxiális csöveknek a szimmetrikus kábelek négyesei közé való helyezését. Ennek megfelelően egy kombinált kábel pl. tartalmaz két koaxiális csövet vagy ennek többszörösét, és szimmetrikus négyeseket. A nagyobb csatornaszámú összeköttetések a koaxiális csöveken, míg a rövidebb távolságú kisebb csatornaszámú, vívóáramú vagy hangfrekvenciás áramkörök a szimmetrikus ereken üzemeltethetők. A koaxiális kábelek előnyei:

a) A koaxiális csövek egymásközi áthalláscsillapítása 60 kHz felett külön áthalláskiegyenlítés nélkül is elegendő nagy, mind közel-, mind távolfégi szempontból. Nagyobb frekvenciákon az áthalláscsillapítás — szemben a szimmetrikus erekével — növekszik.

b) Elegendő egy kábel lefektetése, szemben a szimmetrikus kábelrel, ahol a kellő közelfégi áthalláscsillapítás két kábel alkalmazását teszi szükségessé.

c) Az áthalláskiegyenlítés teljesen elhagyható, ezért új áramkör sokkal rövidebb idő alatt helyezhető üzembe, mint szimmetrikus kábeleknél. Ezenkívül az üzembehelyezése kevesebb szakértelmet, és egyszerűbb műszerparkot igényel.

A kis koaxiális kábelt fent felsorolt előnyös tulajdonságai miatt hazai viszonylatban is alkalmazni kívánjuk.

A beruházási költségek vizsgálatával kimutatható, hogy az egy csatorna-kilométerre eső vonalköltség általában annál kisebb, mennél nagyobb csatornaszámú rendszert alkalmazunk, továbbá hogy olyan rendszer alkalmazása a leg gazdaságosabb, amelynek a rendszer csatornaszáma a létesítendő összes csatornaszámmal egyenlő.

Ez a megállapítás szigorúan akkor érvényes, ha a kábel kapacitását a létesítéskor kihasználjuk. Ellenkező esetben külön számításokat kell végezni.

Az is megállapítható, hogy a kis koaxiális kábel alkalmazása 60, vagy ennél nagyobb csatornaszám esetén már 100 km-nél nagyobb áthidalandó távol-

ságoknál gazdaságosabb, mint a szimmetrikus kábel. 50 km körüli áthidalandó távolságoknál sok esetben a kis koaxiális kábel alkalmazása még alig jelent költségnövekedést. Ha figyelembe vesszük, hogy a koaxiális kábel később nagyobb csatornaszámmra is használható, még ilyen kis távolságoknál is megfontolandó ennek felhasználása.

2. A tervezésnél figyelembe vett kis koaxiális kábel adatai

A koaxiális kábelek különböző szerkezettel valósíthatók meg. A külső csőalakú vezető és a belső koaxiális ér közötti szigetelőanyag formájától függően beszélhetünk kordell, habpolietilén, tárcsás, ballon, stb. szigetelésű kábelről. A törekvés az, hogy a szigetelőanyag a koaxiális eret mennél szilárdabban és pontosabban rögzítse a cső tengelyében, emellett az effektív dielektromos állandó mennél kisebb legyen. Ezen szempontok figyelembevételével érhető el a jó egyenletesség, a kellően kis reflexió és kis csillapítás. További szempont a gyors és egyszerű technológiával történő gyárthatóság.

Az Egyesült Villamos Gépgyár (EVIG) foglalkozik egyik kis koaxiális kábeltípus fejlesztésével. Kísérleti célra kifejlesztett kombinált távkábelt, amely a DM négyesek és vizsgáló erek mellett 4 db koaxiális csövet tartalmaz. A gyors és egyszerű megvalósíthatóság érdekében ezekben kordelszigetelést alkalmazott. Minthogy a kordelszigetelés effektív dielektromos állandója nagyobb, mint a többi típusé, a csövek belső átmérőjét a CCITT által megjelölt 4,4 mm helyett 4,95 mm-re kellett növelni a CCITT által javasolt hullámenállás és csillapítás elérése érdekében.

A kísérleti kábel alkalmas lesz egy kísérleti áramkör megvalósítására. A kábel szerkezetének esetleges megváltozása inkább csak anyagmegtakarításban jelentkezik, az elektromos tulajdonságok lényeges megváltozása nélkül.

A kísérleti kábel szerkezete:

$$4 \times 1,2/4,95 \text{ mm koax} + 13 \times 4 \times 0,9 \text{ mm DM} + \\ + 4 \times 1 \times 1,2 \text{ mm} + 1 \times 2 \times 0,8 \text{ mm} + \\ + 2 \times 1 \times 0,6 \text{ mm} + 2 \times 1 \times 0,8 \text{ mm}.$$

Ezek közül most a $4 \times 1,2/4,95$ mm-es koaxiális csövekkel foglalkozunk, melyeken a Posta Kísérleti Intézetben méréseket végeztünk. A koaxiális csövek főbb jellemzői a következők:

Egyenáramú ellenállás 20 °C-nál:

belső vezető: 15,3 ohm/km

külső vezető: 7,3 ohm/km

A fajlagos csillapításértékek 20 °C-ra az 1. táblázatban találhatók.

1. táblázat

KHz	60	300	552	1000	1300	4028
mN/km	150	335	447	607	685	1210
alkalmazott csatornaszám		60	120	referencia pont	300	960
Impedancia (Z)ohm	80,55	77,15	75,9	75,6	75,4	

A kábeladatok ismeretében meghatározhatók a vonalerősítők követelményei.

3. Erősítők kimenőszintjének meghatározása

Az elméleti referenciaáramkör hossza 2500 km, amelynél a vonalberendezések 7500 pW zajt termelhetnek.

Eszerint a vonal kilométerenként 3 pW zajteljesítményt okozhat. Az általános előírást sokféleképpen bonthatjuk tovább. Egyik lehetséges zajteljesítményfelosztás a következő:

- hőzaj 1 pW/km,
- intermodulációs zaj 1 pW/km,
- áthallás 1 pW/km.

Lehetséges még több felosztás, pl.:

- 1,5 pW,
- 1,5 pW,
- 0 pW,

vagy: 252 kHz-ig

- 0,5 pW,
- 1,5 pW,
- 1,0 pW,

252 kHz felett:

- 1,5 pW,
- 1,5 pW,
- 0 pW.

A méretezést az erősítőre vonatkozó legszigorúbb feltételek alapján igyekezünk elvégezni. A tervezéshez 200 km áramkörhosszt veszünk alapul. A termikus zajteljesítmény az alábbi formula adja, az r -edik csatornára vonatkoztatva.

$$\frac{1}{2} \ln P_{t,r} = -16,25 + \frac{1}{2} \ln F + \frac{1}{2} \ln n + A_r - Y_r$$

ahol

n = átlagos vonalerősítőszám (200 km-es szakaszon),

F = az erősítő zajtényezője,

A_r = az erősítő erősítése az r -edik csatornánál (N),

Y_r = az erősítő relatív kimenőszintje az r -edik csatornánál,

$P_{t,r}$ = a termikus zajteljesítmény (mW).

Egy szakaszra megengedünk $200 \cdot 1 \text{ pW} = 200 \text{ pW}$ hőzajt, továbbá figyelembe vesszük, hogy a

jó minőségű tranzisztorok alkalmazásával $\frac{1}{2} \ln F = 0,4$ N zajú erősítő készíthető. Ekkor

$$\frac{1}{2} \ln 200 \cdot 10^{-9} = -16,25 + 0,4 + \frac{1}{2} \ln n + A_r - Y_r$$

Átrendezve, és a számítási utasításokat végrehajtva:

$$8,22 + 16,25 - 0,4 = 8,14 = A_r - Y_r + \frac{1}{2} \ln n$$

Összefoglalva, a méretezési képlet:

$$A_r - Y_r = 8,14 - 1/2 \ln n.$$

A fenti képletből meghatározható az erősítők egy csatornára vonatkozó minimálisan szükséges kimenőszintje (L: 2. és 3. táblázat).

A táblázatokból leolvasható, hogy a termikus zaj és a zajtényező ismeretében táblázatosan egymáshoz rendelhetjük a maximális erősítőmező-csillapítást és a névleges kimenőszintet. A következőkben meghatározzuk a rendelkezésre álló elemekkel gazdaságos távtáplálás esetén az elérhető teljesítményt, és ebből adódik az erősítők távolsága és a maximális erősítés. A további vizsgálatunk ezért a tranzisztoros erősítők kimenőszintjére irányul. Túlságosan nagy kimenőszint alkalmazása egyrészt nehézséget okoz a nagyfrekvenciás tranzisztorok megválasztásánál, másrészt az erősítő tápteljesítményénél.

A kellő nagy határfrekvencia miatt megfelelőnek látszik pl. a Siemens-féle AFY 10, vagy más hasonló

300 csatornás rendszer (685 mN/km/1300 kHz)

2. táblázat

Erősítők távolsága (km)	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Erősítők száma 200 km szakaszon n	200	100	67	50	40	33,3	28,6	25	22,2
$\frac{1}{2} \ln n$	2,65	2,3	2,1	1,35	1,84	1,75	1,67	1,61	1,55
$A_r - Y_r = 8,14 - \frac{1}{2} \ln n$	5,49	5,84	6,04	6,19	6,29	6,4	6,46	6,51	6,59
Vonalcsillapítás egy szakaszra $A_{r,\max}$	0,685	1,37	2,05	2,74	3,42	4,1	4,8	5,5	6,17
Szükséges kimenőszint (Y_r) Nm	-4,8	-4,47	-4	-3,45	-2,87	-2,3	-1,66	-1,01	-0,42

960 csatornás rendszer (1210 mN/km/4,025 MHz)

Erősítők távolsága l (km)	1	2	3	4	5	6	7
Erősítők száma 200 km szakasz (n)	200	100	67	50	40	33,3	28,6
$\frac{1}{2} \ln \cdot n$	2,65	2,3	2,1	1,95	1,84	1,75	1,67
$A_r - Y_r = 8,14 - \frac{1}{2} \ln \cdot n$	5,49	5,84	6,04	6,19	6,29	6,4	6,46
Vonalcsillapítás A_r	1,21	2,42	3,63	4,84	6,05	7,26	8,47
Szükséges kimenőszint Y_r	-4,28	-3,42	-2,42	-1,35	-0,24	+0,86	+2,01

jellegű tranzisztor alkalmazása, amelynek max. disszipációja katalógus szerint 600 mW, nagy hűtőfelület alkalmazása esetén. A sokcsatornás erősítő üzembiztonsága és nagy élettartama érdekében azonban a fenti igénybevétel helyett kb. 200 mW-ot engedünk meg. 25% hatásfokkal ez 50 mW hasznos teljesítményt szolgáltat (a kimenőtranszformátor veszteségét is beszámítva), azaz +1,95 Nm teljesítményt, az összes csatorna teljes terhelését figyelembe véve. Egy csatorna átlagos teljesítménye a forgalmas órában 32 μ W (CCITT Red Book G222). Ha a csúcstényezőt is figyelembe vesszük, 300 csatorna együttes teljesítményére 2,75 N, 960 csatornára pedig +3,15 N szint adódik a 0 relatív szintű helyen. Azonban a szintek az előírástól eltérhetnek, például a pilotszabályozás pontatlansága miatt 0,1 N-t, továbbá nem minden ponton szabályozzuk ki a szintet, ezért a hőmérsékletváltozások miatt a szint is változik. (Az irodalom szerint 0,02 N/km a 300 csatornás esetben, amely érték 960 csatorna esetén feltehetően 0,035 N/km-re növekszik.) 300 csatornás rendszernél például 5,5 km erősítő távolság esetén $5,5 \times 0,02 = 0,11$ N, 960 csatornánál például 3,66 km erősítő távolság esetén $3,66 \times 0,035 = 0,13$ N erősítésváltozással kell számolni.

Kereken mindkettőt 0,13 N-nek véve és feltételezve, hogy szintszabályozást csak minden negyedik állomáson alkalmazunk, a szintváltozás a negyedik állomáson $4 \times 0,13 = 0,52$ N, a kiszabályozás pontatlanságával együtt:

$$\pm 0,6 \text{ N (300 vagy 960 csatorna).}$$

Végeredményben az erősítők túlvezérlési távolsága a relatív csatornaszinthez képest:

$$300 \text{ csat: } 2,75 + 0,6 = 3,35 \text{ N,}$$

$$960 \text{ csat: } 3,15 + 0,6 = 3,75 \text{ N.}$$

A tranzisztorok teljesítményét figyelembe véve, egy csatornára vonatkozó viszonylagos szint a tárgyalt +1,95 Nm max. teljesítményű tranzisztorral legfeljebb:

$$300 \text{ csat: } 1,95 - 3,35 = -1,40 \text{ Nr}$$

$$960 \text{ csat: } 1,95 - 3,75 = -1,80 \text{ Nr}$$

Ha az erősítőtől kivehető szint meghaladja a 2. vagy a 3. táblázat szerint minimálisan megkövetelt értéket, pl. preemfázis alkalmazásával kell a nehézségen segíteni (magas frekvenciás kiemelés),

vagy erősítőnként kell valamilyen egyszerű közvetlen szabályzási megoldást alkalmazni (pl. termisztor), ami a 0,13 N változást csökkenti. Ezt figyelembe véve és a szabványosított szintekhez igazodva a következőket javasoljuk:

300 csat. rendszer vonalerősítőjénél
névleges kimenőszint -1,6 N (-14 dB),

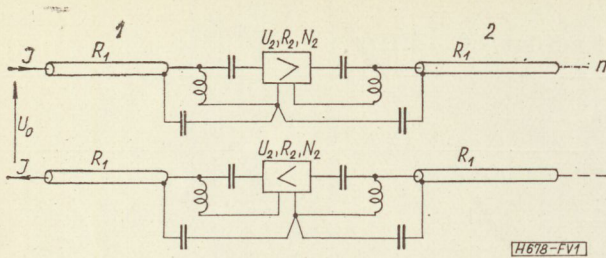
960 csat. rendszer vonalerősítőjénél
névleges kimenőszint -1,72 N (-15 dB).

4. Távtáplálás

További vizsgálataink az erősítő felvett tápteljesítményének és a kábelen alkalmazott feszültség értékének megállapítására irányultak, távtáplálás esetén. Az erősítő által felvett teljesítmény adott érték, amely különböző tápfeszültséggel, illetve tápárammal biztosítható. Az erősítő tápfeszültségének változtatása a tranzisztorok katalógusban megadott maximálisan megengedhető kollektorfeszültségének, illetve kollektoráramának megfelelő határok között lehetséges. (Például az AFY 10 tranzisztornál $V_{c \max} = 15 \text{ V}$ $I_{c \max} = 70 \text{ mA}$).

A távtáplálás lehet soros vagy párhuzamos rendszerű. Soros esetben egy erősítő megszakadása, párhuzamos esetben pedig egy erősítő rövidzárlata az összes erősítőt leállítja. Ilyenkor a hibabehatárolás megnehezül. A nehézség elkerülésére soros táplálásnál az erősítőt Zener-diódával hidalják át, amely a megszakadás valószínűségét nagyon lecsökkenti. Párhuzamos táplálásnál valamelyik erősítő zárlata elleni védelem egy vele soros ellenállással képzelhető el. A Zener-diódával analóg védelemhez olyan alkatrész lenne szükséges, amely áramkorlátozást végezne, tehát rövidzár esetén sem nőne az áram lényegesen. Ilyen megfelelő alkatrész azonban nem áll rendelkezésre. Párhuzamos táplálásnál a feszültségesés miatt az erősítő helyétől függően változik az erősítőre jutó tápfeszültség, ezért erősítőnként kell a megfelelő tápáramot külön ellenállással beállítani.

A fentiek közül a soros táplálás látszik a jobb megoldásnak, mert a Zener-diódák alkalmazásával többlet-tápteljesítmény (tápfeszültség-növelés) nem szükséges. További előnyt jelent, hogy konstans áramú generátorral táplálva a rendszert, a kábel esetleges rövidzárlatakor vagy megszakításakor az erősítők nem kapnak túlfeszültséget. A tápfeszültséget sem kell erősítőnként beállítani úgy, mint a párhuzamos táplálás esetén.



1. ábra. Egyenáramú soros távtáplálási rendszer

Ha párhuzamos táplálást alkalmaznánk, a kábel megszakítása esetén a feszültség felemelkedne, veszélyeztetve ezzel a bekapcsolva maradt erősítők épségét.

Nagyfeszültségű zavaró hatások elkerülésére a távtáplálást célszerű a földtől függetleníteni, vagyis az oda-vissza irányú átvitelre szolgáló koaxiális kábeleknek csak a belső erőt használjuk fel táplálásra, pl. az 1. ábra szerint.

Jelölések:

U_2 = egy erősítő tápfeszültsége

N_2 = egy erősítő tápteljesítménye

R_1 = belső ér ellenállása

R_2 = egy erősítő egyenáramú ellenállása a tápáramcsatlakozásnál

I = tápláló áram

A kábel elején levő feszültség n szakasz esetén:

$$U_0 = 2n(R_1 + R_2) I$$

Minthogy $R_2 = \frac{N_2}{I^2}$, a fenti képletbe behelyettesítve:

$$U_0 = 2n \left(IR_1 + \frac{N_2}{I} \right)$$

Általában célunk, hogy U_0 minimális legyen, az érintés veszélyének elkerülése céljából, ezért a fenti képletet differenciáljuk és nullával tesszük egyenlővé:

$$\frac{dU_0}{dI} = 2nR_1 - \frac{2nN}{I^2} = 0.$$

Az $U_0(I)$ függvénynek minimuma van az $R_1 = \frac{N_2}{I^2}$

feltétel teljesülésekor. Mivel $N_2 = I^2 R_2$, a minimális tápfeszültségnél $R_1 I^2 = R_2 I^2$, tehát $R_1 = R_2$ kell legyen. A kábelszakasz feszültségese tehát éppen az erősítő tápfeszültségével egyenlő, amelynek értéke:

$$U_2 = \sqrt{N_2 R_1}$$

Foglalkozunk most a 300-csatornás rendszerrel, ahol egy példának választott 5,5 km vonalszakasz ellenállása $R_1 = 84,2$ ohm. Behelyettesítve $N_2 = 200 + 100 = 300$ mW közelítő értéket, amely a végfokozat és az előfokozatok teljesítményének összege,

$U_2 = \sqrt{0,3 \cdot 84,2} = \sqrt{25,4} \approx 5$ V adódik egy erősítő optimális tápfeszültségéként.

Egy erősítőszakasz tápfeszültsége két erősítő és két kábeldarab feszültségéből adódik, vagyis $4 \times 5 =$

$= 20$ V. Ha pl. 22 km-es szakaszt akarunk távtáplálni, 5,5 km erősítő távolságokkal, $U_0 = 4 \cdot 20 = 80$ V tápfeszültség szükséges a kábel elején. Ennél hosszabb szakaszok táplálására a gyakorlatban valószínűleg nem lesz szükség, mert jobbra-balra táplálva 44 km-enként lesz szükséges egy-egy távtápláló állomás.

A távtáplálás hatásfoka fenti rendszer esetén 50%, mert a teljesítmény fele a kábelben elvész.

Az egyes erősítők tápfeszültségének növelésével a hatásfok növelhető, de ekkor a kábelre adandó tápfeszültség is növekszik. A kábel által felvett tápteljesítmény $N_\delta = I^2(R_1 + R_2) \cdot 2n$. A hasznos teljesítmény az erősítőkön $N_h = I^2 R_2 \cdot 2n$.

A hatásfok

$$\eta = \frac{N_h}{N_\delta} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{K + 1}, \text{ ahol } K = \frac{R_1}{R_2}$$

K értékét, az erősítő egyenáramú ellenállását (R_2), tápáramot (I) tápfeszültséget (U_0), egy erősítőre jutó feszültséget (U_2), a végfokozatra jutó kollektorfeszültséget (U_c) (kb. 1 V veszteséggel), majd a végfokozat optimális terhelő ellenállását (R_l) a hatásfok függvényében kiszámíthatjuk.

$$U_0 = 2n(R_1 + R_2) I \text{ és } I = \sqrt{\frac{N_2}{R_2}}, \text{ továbbá}$$

R_1 értéke adott és egy 300 csatornás rendszernél a kísérleti célú 5,5 km szakaszon 84,2 ohm.

$N_2 = 0,3$ W és $R_2 = \frac{R_1}{K}$ alapján számítható ki.

A 300 csatornás esetet a 4. táblázat, a 960 csatornás esetet az 5. táblázat tartalmazza.

Amint látható, az elérhető minimális tápfeszültségnél a hatásfok 50%. Ha a hatásfokot növeljük, kezdetben a tápfeszültség (U_0) alig növekszik, ezért

4. táblázat

$l = 5,5$ km, $R_1 = 84,2$ ohm

K	1	0,8	0,6	0,4	0,3	0,2	0,1
η	0,5	0,55	0,625	0,715	0,77	0,835	0,91
R_2 ohm	84,2	105	140	211	281	422	842
I mA	59,8	53,2	46	37,2	32,6	26,6	18,8
U_0' V	20,0	20,2	20,6	22,1	23,8	27,—	34,8
U_2 V	5,03	5,59	6,44	7,91	9,16	11,2	15,8
U_c V	4,03	4,6	5,4	6,9	8,—	10,—	14,—
R_l ohm	81,—	105	145	235	320	500	920

5. táblázat

$l = 3,66$ km, $R_1 = 56$ ohm

K	1	0,8	0,6	0,4	0,3	0,2	0,1
η	0,5	0,55	0,625	0,715	0,77	0,835	0,91
R_2 ohm	56,—	70,—	93,5	140	187	280	560
I mA	73	65,5	56,5	46,1	40	32,6	23,—
U_0' V	16,4	16,5	17,—	18,1	19,4	21,7	28,2
U_2 V	4,1	4,58	5,27	6,48	7,5	9,1	12,9
U_c V	3,1	3,58	4,27	5,48	6,5	8,0	11,5
R_l ohm	48,5	64,—	91,—	150	212	320	660

nem célszerű minimális tápfeszültséget választani. Például $K = 0,3$ esetén a tápfeszültség csak mintegy 20%-ot emelkedik az optimális esethez képest, viszont a táplálás hatásfoka 0,5-ről 0,77-re javul. A hatásfokon és maximális kapocsfeszültségen kívül még figyelembe kell venni az alábbiakat:

1. Reflexió — szórt kapacitás,
2. Erősítés,
3. Torzítás.

Előnyt jelent a hatásfok növelésénél az, hogy az erősítő teljesítményfokozatának optimális terhelő ellenállása lényegesen megnő a hatásfok javításával, amely viszont a végfokozat erősítésének növekedését vonja maga után. Az erősítés növekedése esetén a negatív visszacsatolást is növelni lehet, ez a torzítások csökkenését eredményezi. A választott AFY 10 tranzisztor határadatai:

$$U_{ce} = 15 \text{ V}$$

$$I_c = 70 \text{ mA}$$

Mind a feszültséget, mind az áramot egyformán csökkentve $U_{ce} = 6,7 \text{ V}$, $I_c = 30 \text{ mA}$ beállítás mellett lehetne a 200 mW disszipációs teljesítményt elérni. Az adódó optimális terhelőellenállás akkor 224 ohm. A távtáplálás hatásfoka:

- 0,7 körüli 300 csatornás esetben,
0,78 körüli 960 csatornás esetben.

Mint látható, így meglehetősen kis munkaellenállást kapunk, amely kis erősítést eredményez. Az impedancia növelésével viszont a szórt kapacitások hatása kezd érvényesülni. A transzformátor önkapacitását tekintve feltételezhetjük, hogy ezt $C = 50 \text{ pF}$ -nál kisebbre nem sikerül elkészíteni. Feltevéseinket mérések is igazolják.

Ha a transzformátor szórt indukciójától eltekinünk, a maximális terhelőellenállás:

$$R_i = \frac{2}{\omega C \sqrt{e^{2Ar} - 1}}.$$

A reflexió csillapításra engedjük meg $A_r = 2,3 \text{ N-T}$, a maximális frekvencia (300 csat. rendszer) $f = 1,3 \text{ MHz}$, ezzel:

$$R_i = \frac{2}{6,28 \cdot 1,3 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-11} \sqrt{e^{2 \cdot 2,3} - 1}} = 490 \text{ ohm}$$

960 csatornánál $f = 4 \text{ MHz}$ esetén $R_i = 160 \text{ ohm}$ adódik. A tápfeszültség például egy 22 km-es kábel ($n = 4$) elején, ha $R_1 = 490 \text{ ohm}$, a 4. táblázat szerint:

$$U_0 = 4 \cdot 27 = 108 \text{ V}$$

960 csatornás rendszernél ugyanilyen hosszú kábelnél $n = \frac{22}{3,66} = 6$ szakasz, az 5. táblázat szerint $R = 160 \text{ ohmmal}$ $U_0 = 6 \cdot 18,1 = 108 \text{ V}$, vagyis a tápfeszültség nagysága nem változik, ha 300 vagy 960 csatornás rendszert létesítünk. A tápáram azonban 1,5-ször nagyobb lesz a nagyobb csatornaszámú rendszernél.

A következő szempont az optimális terhelőellenállás megválasztásánál a végfokozatban alkalmazott tranzisztor torzítási tényezője. Adott generátorellenálláshoz tartozik egy optimális terhelőellenállás, amelynél a torzítás minimális. Minthogy jelenleg a generátor belső ellenállása szabadon választható, végeredményben az a lényeges, hogy az általunk választott terhelőellenálláshoz egyáltalán található legyen olyan generátorellenállás, amelynél a torzítási tényező elegendően csekély.

Az előzetes kísérletek azt mutatták, hogy a torzítási tényező a generátor belső ellenállásától nem függ olyan nagy mértékben, hogy ezen szempontnak túl nagy jelentőséget kellene tulajdonítani.

Végeredményben a fenti R_i értékek, amelyeket a szórt kapacitás alapján számítottunk, elfogadhatók, tehát 300 csatornás rendszernél $U_2 \approx 11 \text{ V}$, 960 csatornánál $U_2 \approx 6,5 \text{ V}$ erősítőkénti tápfeszültség szükséges. A számítás hasonló módon elvégezhető a végleges 8 és 4 km távolsági erősítőmezőkre.

5. A kifejlesztendő erősítők frekvenciasávja

Egyelőre úgy látszik, hogy a jelenlegi áramkörü igényeket figyelembe véve hazai viszonylatban nem szükséges 300-nál nagyobb csatornaszámú rendszert kifejleszteni. Az áramkörösám növelése újabb 300 csatornás rendszerek üzembehelyezésével úgyszintén lehetséges. 960 csatornás rendszerhez alkalmas erősítők kifejlesztése csak akkor lenne indokolt, ha ezek költsége nem haladná meg lényegesen a 300 csatornás rendszerét, és így később (kb. 15–20 év múlva) ki lehetne azokat használni. A kétféle rendszer erősítőit célszerű összehasonlítani. Összevetve a lényeges jellemzőket a 6. táblázatot kapjuk.

6. táblázat

	300 csatornás	960 csatornás
Frekvenciasáv MHz	0,06—1,3	0,06—4
Erősítők távolsága (km)	5,5 (8)	3,66 (4)
A kísérleti 22 km szakasz tápfeszültsége (V)	108	108
Távtápláló áram (mA)	27	46
Távtáplálás hatásfoka	0,83	0,72
Egy erősítő tápfesz. (V)	11,—	6,5
Adószint egy csatornára	—1,6 Nr	—1,72 Nr
Max. teljesítmény	+1,7 Nm	+1,95 Nm

A 6. táblázatban azt találjuk, hogy a 960 csatornás rendszer erősítői a 300 csatornához viszonyítva 1,5-szer sűrűbben helyezendők el, a tápáramszükséglet szintén kb. ilyen arányban növekszik. Ugyanakkor a nemzetközi ajánlásoknak megfelelő megoldásnál az erősítők száma kétszereződik. A nagyobb felső frekvenciahatár miatt az erősítő elkészítése is nehezebb, ezért feltehető, hogy a 960 csatornás rendszer vonalerősítőinek beruházási költsége közel kétszerese lesz a 300 csatornásénak. A költség csak 15–20 év múlva kezdene hasznos lenni, amikor az erősítők már elavulnak.

A fentiek alapján a 300 csatornás rendszer megvalósítása látszik első lépésben célszerűnek, 0,06—1,3 Mc frekvenciasávra, biztosítva a továbbfejlesztés lehetőségét.

Megjegyezzük azonban, hogy abban az esetben, ha a frekvenciasávot úgy ki lehetne bővíteni, hogy a rendszer a televízió videójelét is átvigye és ezt már most hasznosítani lehetne, akkor a fenti megállapítás is felülvizsgálatra szorul.

A televízió átviteléhez szükséges lenne 625 soros rendszernél 0,5—6 MHz átviteli sáv alkalmazása. Ilyen erősítők kifejlesztése azonban külön problémát jelent, tehát elsősorban a televízióműsor-átvitel szükségességét kellene megvizsgálni. Előreláthatólag arra nem lesz szükség, hogy minden koaxiális rendszeren televízióműsort átvigyünk, ezért az 1,3 MHz-es rendszer kifejlesztése mindenképpen indokolt. A következő lépés a televízióátvitelre alkalmas rendszer lenne 6 MHz felső átviteli frekvenciával. Utóbbi rendszerekhez még tanulmányozni kell a hazai koaxiális kábelnek a televíziós sávban jelentkező reflexiós tényezőjét és az erősítők megvalósítási lehetőségeit.

6. Az 1,3 MHz-es rendszer erősítőinek megengedhető reflexiós csillapítása

A CCITT ajánlása szerint a megengedhető reflexiós csillapításra a következő összefüggés érvényes:

$$N = 2A + a_{ki} + a_{be} \text{ néper,}$$

ahol

A = a vonal csillapítása 2 erősítő között,

$$a_{ki} = \ln \left| \frac{Z_E + Z_L}{Z_E - Z_L} \right| \text{ reflexiós csillapítás az erősítő kimenetén,}$$

$$a_{be} = \ln \left| \frac{Z_L + Z_R}{Z_L - Z_R} \right| \text{ reflexiós csillapítás az erősítő bemenetén,}$$

Z_L = a vonal átlagos hullámimpedanciája valamely f frekvencián,

Z_R = a berendezés bemenőimpedanciájának vonal felől látható legrosszabb értéke f frekvencián,

Z_E = a berendezés kimenőimpedanciájának vonal felől látható legrosszabb értéke f frekvencián.

N értéke legalább 4,6 N legyen 300 kHz alatti frekvenciákon, miáltal remélhető, hogy egy 700 km-es vonal átvitelében 0,1 N-nél kisebb szabálytalan csillapításingadozások lépnek fel a frekvencia függvényében.

A fenti képletből láthatóan megengedhető, hogy az erősítő bemenő- és kimenőimpedanciái egymástól eltérjenek, sőt az is, hogy pl. a kimenőimpedancia nulla legyen, de ekkor a bemeneti reflexiós csillapítást növelni kell.

Feltételezve, hogy a bemeneti és kimeneti reflexiós csillapítások egymással egyenlők (nevezzük ezeket a_r -nek), akkor $N = 2A + 2a_r$, amelyből a megengedhető reflexiós csillapítás $a_r = \frac{N}{2} - A$. Behelyettesítve $\frac{N}{2} = 2,3$ értéket, 300 kHz alatti frekvenciákra $a_r = 2,3 - A$.

300 kHz feletti frekvenciákra $\frac{N}{2} = 2,6$ miatt $a_r = 2,6 - A$.

kHz	60	100	200	400	600	800	1000	1300
N/km	0,15	0,21	0,28	0,385	0,465	0,535	0,60	0,685
$A(N) 1 = 5,5 \text{ km}$	0,825	1,15	1,54	2,12	2,56	2,94	3,3	3,77
a_r	1,47	1,15	0,76	0,48	—	—	—	—

A hazai kísérleti kis koaxiális kábel esetén megengedhető reflexiós csillapításokat a 7. táblázat mutatja, 5,5 km erősítőtávolságok esetén.

Ha az erősítő kimenőimpedanciája nincs illesztve a kábelhez, pl. közel nullával egyenlő, a bemeneti reflexiós csillapítás-követelmény a 7. táblázat a_r értékeinek kétszerese.

7. Az 1,3 MHz rendszer erősítőinek megengedhető nonlinearis torzítása

A 3. pont szerint a legszigorúbb eset az, ha 1 pW/km zajt engedünk meg intermoduláció kövekeztében. A 200 km-es szakasz tehát 200 pW zajt eredményez. Ebből egy részt a másod-, másik részt pedig a harmadrendű torzítás fog okozni. A magasabbrendű torzítások által keltett zajok elhanyagolhatók. A másodrendű torzítás előreláthatólag nagyobb, mint a harmadrendű, ezért a 200 pW-ot helyesnek látszik úgy felosztani, hogy 130 pW zajt a másodrendű, 70 pW-ot a harmadrendű torzítás termeljen.

A keletkező zajteljesítmény (CCITT Red Book 265. old.) a következő kifejezésekkel van megadva:

Másodrendű:

$$\frac{1}{2} \ln P_{2r} = -a_{2r}(\delta) + p_{att} + \frac{1}{2} \ln 4 \left(1 - \frac{r}{2N} \right) - \Psi_2 + \frac{1}{2} \ln \cdot n. \quad (7.1)$$

Harmadrendű:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \ln P_{3r} = & -a_{3r}(\delta) + p_{att} + \\ & + \frac{1}{2} \ln \left[18 \left(\frac{1}{2} + \frac{r}{N} - \frac{r^2}{N^2} \right) \right] - \Psi_3 + \ln \cdot n, \end{aligned} \quad (7.2)$$

ahol

N = a rendszer csatornaszáma = 300,

$a_{kr}(\delta)$ = k -ad rendű harmonikus torzításcsillapítás szinuszos hullám esetén, amelynek abszolút teljesítményszintje a relatív nulla szintű ponton $+\delta$, ahol a k -adik harmonikus az r -edik csatornába esik.

n = az erősítők száma egy homogén szakaszon,

r = a vizsgált csatorna sorszáma 1 és N között,

p_{att} = egy csatorna átlagos teljesítménye a forgalmas órában = $-1,72 \text{ N}$,

Ψ_k = psophometrikus súlyozótényező a k -adik harmonikusra,

$$\Psi_2 = \Psi_3 = 0,35 \text{ N}$$

$\delta = p_{\text{át}} + \frac{1}{2} \ln N$ = a rendszer átlagos terhelése
 $a_{kr}(\delta) = a_{kr}(0) - (K - 1)\delta$, ahol a $a_{kr}(0)$ az 1 mW teljesítményű szinuszos hullám harmonikus torzítás-csillapítása.

A másodrendű torzításcsillapítás megengedhető értéke szinuszos hullámmal mérve

A (7.1) képlet szerint, minthogy a harmadik tag miatt az $r = 1$. csatorna zavartatása a legnagyobb, a relatív nulla szintű ponton megengedhető felhangcsillapítás δ átlagos terhelésnél:

$$a_{2,r}(\delta) = -1,72 + \frac{1}{2} \ln 4 \left(1 - \frac{1}{2 \cdot 300} \right) - 0,35 + \\ + \frac{1}{2} \ln 36,4 - \frac{1}{2} \ln 130 \cdot 10^{-9} = 8,34 \text{ N}.$$

Minthogy a relatív 0 szintű helyen $N = 300$ esetén a közepes terhelési szint:

$$\delta = p_{\text{át}} + \frac{1}{2} \ln N = -1,72 + \frac{1}{2} \ln 300 = +1,13 \text{ N},$$

a fenti felhangcsillapítás is $+1,13 \text{ N}$ terhelésre vonatkozik.

Ha tehát nulla neper abszolút szintű mérőhullámra vonatkoztatjuk relatív 0 N-es helyen:

$$a_{kr}(0) = a_{kr}(\delta) + (K - 1)\delta.$$

Jelenleg $k = 2$, ezért a felhangcsillapítás egy erősítőre nulla neper abszolút szinttel mérve a nulla relatív szintű helyen:

$$a_{2,r}(0) = 8,34 - (2 - 1) \cdot 1,13 = 9,47 \text{ N}$$

A harmadrendű torzításcsillapítás megengedhető értéke szinuszos hullámmal mérve

A (7.2) képlet 3. tagjának maximális értékét kell előbb megkeresnünk, hogy a legnagyobb zajú csatorna zaját számohassuk. Legyen $f(r) = \frac{1}{2} + \frac{r}{n} - \frac{r^2}{N^2}$, differenciálva

$$f'(r) = \frac{1}{N} - \frac{2r}{N^2}.$$

Szélső érték ott van, ahol

$$f'(r) = 0, \text{ tehát } \frac{1}{N} = \frac{2r}{N^2} \text{ esetén.}$$

Ebből $r = \frac{N}{2}$. Minthogy r -t növelve $f'(r)$ értéke pozitívból negatívba megy át, a függvénynek maximuma van az $r = \frac{N}{2}$ helyen. Számításunkat tehát $r = \frac{300}{2} = 150$ -edik csatornára végezzük el. A (7.2)

képlet alapján a harmadik harmonikus távolsága a δ átlagos szinthez viszonyítva egy erősítőn nézve:

$$a_{3,r}(\delta) = -1,72 + \frac{1}{2} \ln 18 \left(\frac{1}{2} + \frac{150}{300} - \frac{150^2}{300^2} \right) - 0,35 + \\ + \ln 36,4 - \frac{1}{2} \ln 70 \cdot 10^{-9} = 11,06 \text{ N}.$$

A nulla relatív szintű pontban 1 mW teljesítményű szinttel mérve, minthogy $\delta = +1,13 \text{ N}$, $K = 3$:

$$a_{3,r}(0) = 11,06 + (3 - 1) \cdot 1,13 = 13,32 \text{ N}$$

Látható, hogy meglehetősen szigorú feltételeket kell az erősítőknek kielégíteniök torzításcsillapítás szempontjából, amelyeket nagy negatív visszacsatolással lehet elérni.

8. Az erősítők elhelyezése és fenntartása

A koaxiális erősítőket a föld alá helyezzük, mert ezáltal kedvező hőmérsékleti viszonyok közé kerülnek, továbbá védelmük is jobban biztosítva van. Két megoldás lehet:

- az erősítők földdel vannak fedve,
- aknában vannak elhelyezve.

Az $a)$ eset a legolcsóbb megoldás, és bárhol keresztülvihető. Hátránya, hogy az erősítők cserélése meglehetősen körülményes és kábelszerelési munkát jelent.

A $b)$ eset az akna ára miatt jóval költségesebb, de meghibásodás esetén az erősítők cserélése — megfelelően kinyitható erősítődoboz esetén — sokkal könnyebben végezhető. Ilyenkor például szabványos járdai aknába helyezik az erősítőket.

Az erősítők közvetlenül egy öntött rozsdamentes acélfazékba vannak betéve. A fazék fedele felnyitható, illetve vízmentesen lezárható. Normál lezárt állapotban az edényt gáznyomás alá helyezik. Ha a nyomás az előírtnál jobban lecsökken, ezt távriasztás jelzi. A két típus közti választásnál tehát a rendelkezésre álló beruházási összeg és a várható üzembiztonság alapján kell dönteni. Rövidebb és kevésbé fontos összeköttetéseknél az $a)$ megoldás látszik célszerűnek.

Hibahely behatárolásához a következő módszerek alkalmazhatók:

- Pilotszint ellenőrzése a helyszínen. Ez egyszerű, de meglehetősen lassú megoldás.
- Mindegyik felügyeletlen erősítő állomáson az $x-y$ irány vissza van fordítva az $y-x$ irányba egy sávszűrőn keresztül. E sávszűrő átviteli sávja a távbeszélő rendszer átviteli sávján kívül esik. Ha minden egyes erősítő állomáson más áteresztő tartományú szűrőt alkalmazunk, akkor a hibás erősítő a felügyeletlen állomásról megállapítható. Hátránya a megoldásnak, hogy annyiféle határfrekvenciájú szűrő szükséges, ahány felügyeletlen erősítőt tartalmaz két felügyelt állomás közötti szakasz.

Egyforma sávszűrőket is felhasználhatunk, ha impulzus-módszerrel mérjük be a hibahelyet. Ekkor a visszafordulás idejéből megállapítható, hogy mely erősítők működnek. Ezen utóbbi megoldás megfelelőbbnek látszik az előzőnél, de impulzus-hibahely-mérő berendezés szükséges hozzá.

c) Minden felügyeletlen erősítő állomáson egy-egy azonos frekvenciára hangolt oszcillátor van beépítve. Az oszcillátorok normális esetben le vannak zárva. Hibakeresésnél a felügyeletes állomás egy külön vizsgáló érpáron keresztül a kívánt állomás oszcillátorát megindítja, az illető erősítőnél elhelyezett sávszűrőn keresztül. A sávszűrők áteresztő frekvenciája a felügyeletlen állomások sorszámának megfelelően különböző, ezért az indító frekvencia dönti el, hogy melyik oszcillátor működik.

Fentihez hasonló az a megoldás, ha vizsgálatnál az összes oszcillátort egyszerre indítjuk, de az oszcillátorok frekvenciái az állomások sorszámának megfelelően különböznek. Ekkor a kapott frekvenciákból lehet a hibahelyre következtetni.

A legjobb megoldásnak a b) szerinti egyforma frekvenciájú sávszűrős rendszer látszik, mert a földbe építendő alkatrészek száma és típusa minimális.

9. Pilotszabályozás

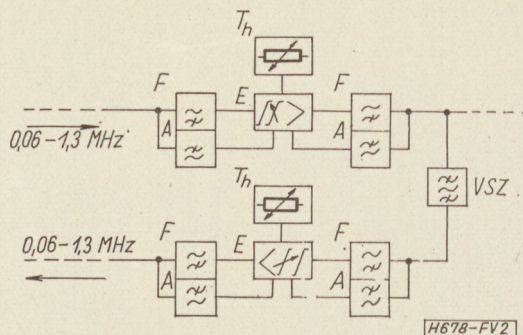
A 3. pont alatt már említettük, hogy a szintváltások értéke erősítő-mezőnként előreláthatólag $\pm 0,13$ N lesz, és hogy az erősítők kimenőkapcsain (negyedik erősítő) a szinteltérés max $\pm 0,6$ N körüli.

Ez 22 km szabályozás nélküli távolságnak felel meg. Amennyiben ennél nagyobb távolságú felügyeletlen szakaszt kell létesíteni, szükségesnek látszik közbenső pilotszabályozó alkalmazása. Ennek egyszerűsítése céljából pilotvevőt ilyen helyen nem célszerű alkalmazni, hanem korrektort egy a környezeti hőmérséklettől vezérelt beépített termisztorral. Ennek kisebb pontossága még nem jelentene lényeges hátrányt, minthogy a felügyeletes állomásokon a pilotvevők pontos szabályozást tennének lehetővé. A termisztoros korrektor legcélszerűbben minden erősítőbe beépítendő.

10. Összefoglalás

A javasolt kísérleti 300 csatornás erősítő főbb jellemzőit a 8. táblázat tartalmazza, zárójelben megadva a nemzetközi ajánlásoknak és a távlati célkitűzéseknek megfelelő értéket.

Egy közbenső állomás blokkdiagramját a 2. ábrán láthatjuk.



2. ábra. Távtáplált erősítő tömbvázlata

Jelölések:

- F = felüáteresztő szűrő
 A = aluláteresztő szűrő (távtápláláshoz)
 E = erősítő kiegyenlítővel
 T_h = termisztoros szabályozó
 V_{sz} = vizsgálószűrő a hibahely meghatározásához.

8. táblázat

A 300 csatornás erősítő főbb jellemzőinek összefoglalása

Frekvenciasáv	0,06—1,3 MHz
Max. erősítés	4,1 N (4,8 N)
Pilotszabályozás határa	$\pm 0,6$ N (+ 1,95)
Maximális kimenő teljesítmény	+1,7 Nm (—1,4 Nr)
Viszonylagos teljesítményszint egy csatornára	—1,6 Nr
Be- és kimenő impedancia névleges értéke	75 ohm
Minimális reflexiós csillapítás a be- és kimeneten	60 kHz; 1,47 N 100 kHz; 1,15 N
Minimális torzítási csillapítás	$a_2 = 9, 47$ N $a_3 = 13,32$ N
Zajtényező	0,4 N
Tápfeszültség	11 V

I R O D A L O M

1. Helliwell—Wilkinson: Small Diameter Coaxial System. ATE Journal VOL. 16. NOS. 1, 2, 3.
2. Dr. Ing. Diodato Gagliardi: Caratteristiche del cavo a piccole coppie coassiali utilizzato negli impianti a 300 canali. Alta Frequenza 1962 jan.
3. R. Béus — M. Toutan—R. Petit-Jean—L. Giraud: Le système à 6 MHz à transistors, pour paires coaxiales de 1,2/4,4 mm. Câbles Transmission, 1964 april. N° 2.
4. CCITT. Red Book Volume I. 1-st Plenary Assembly, Geneva 10—20 december, 1956.

KÖNYVISMERTETÉS

Monte-Carlo-módszerek

Szerkesztette: Srejjger. Írták: Buszlenko, Golenko, Srejjger, Szobol, Szragovics

Műszaki Könyvkiadó, Budapest 1965.

A Monte-Carlo-módszer, azaz a sztochasztikus szimuláció a híradástechnikai szakembereknek a közelmúltban szinte „mindennapi kenyérévé” vált. A telefonközpontok méretezése során terhelési állapotok utánzásánál, a hálózatelméletben toleranciaszámításra, hírhálók optimális kialakítására, rendszertechnikában zajviszonyok vizsgálatára és még sok egyéb célra lehet eredményesen ezt a módszert felhasználni. Mivel a módszer legtöbb alkalmazása gyors számítógépeket igényel, ezek egyre fokozódó elterjedésével az alkalmazási területek száma is egyre bővül.

Jelen kötet nem tankönyv, hanem inkább bevezető és alapismereteket népszerűsítő cikkgyűjtemény jellegű. Az első magyar nyelven megjelenő könyv e tárgykörben. Sajnos, a könyv színvonala nagyon változó. Helyenként elemi, sőt pongyola is a fogalmazás, máshol túl tömör. Erre példa a minket leginkább érdeklő hírközléssel foglalkozó 5. fejezetből: „A hírközlő csatornán áthaladó hasznos jelet zavarok torzítják, a vevőberendezésben pedig még az erősítő fluktuáló zajai is rárakódnak”. Ezzel a mondattal ráadásul nincs összhangban a 28. ábra. A tömörségi példa a 168—169. oldal, vagy a 182—183. oldal szövegrészében levő gondolatmenetek.

A könyv kiállítása nagyon szép, talán még „túl” jó is, így feleslegesen drágítja a könyvet. Ilyen jellegű munkát célszerűbb lett volna az Új Technika sorozat kivételében közrebocsátani.

B. Gy

Összeállította: VÁSÁRHELYI PÁL

A londoni Institute of Economic and Social Research átfogó tanulmányt készített az Egyesült Államok, Nyugat-Európa és a Szovjetunió kutatási és fejlesztési tevékenységéről. E tanulmány adatai szerint az Egyesült Államok 1962-ben 435 000 tudóst és mérnököt, valamint 723 000 főnyi egyéb személyzetet foglalkoztatott tudományos kutatással kapcsolatos munkakörben. A nyugat-európai országok ezzel szemben együttesen is csak 147 000 tudóst és mérnököt és 371 000 főnyi egyéb személyzetet foglalkoztattak a kutatásban és fejlesztésben. A Szovjetunió által foglalkoztatott tudományos és mérnöki létszámot a tanulmány csak becsült adatokra támaszkodva mérte fel, eszerint a szovjet tudományos és mérnöki létszám 416—487 ezer fő, az egyéb személyzet létszáma pedig 623—985 ezer fő lehet.

Foglalkozott a tanulmány a kutatási költségeknek a bruttó társadalmi termékhez való arányával is, mellyel kapcsolatban a következőket állapította meg:

Az Egyesült Államok tudományos kutatások céljaira a társadalmi termék 3,1%-át, Anglia 2,2%-át, a Német Szövetségi Köztársaság 1,2%-át, Hollandia 1,8%-át, Franciaország 1,5%-át, Belgium pedig 1%-át fordítja. Konkrétan az Egyesült Államokban 1962-ben 17,5 milliárd dollárt fordítottak kutatási célokra, míg Nyugat-Európában ez az összeg csak 4,36 milliárd dollárt tett ki. Ebből Anglia vette ki részét a legnagyobb arányban, ahol a kutatási célokra történt ráfordítások összege 1,77 milliárd dollár volt. Az egy főre jutó kiadás az Egyesült Államokban 93,7 dollár, míg Nyugat-Európában átlagosan 24,8 dollár volt.

A különböző adatok figyelembevételével a tanulmány írói arra a megállapításra jutottak, hogy Nyugat-Európa tudományos kutatásokra csak félakkora összeget fordít mint az Egyesült Államok. A finanszírozási források tekintetében azt mondhatjuk, hogy mind az Egyesült Államokban, mind Nyugat-Európában a kutatási eszközöknek kb. felét biztosítja az állam. Az eszközök felhasználói között az Egyesült Államokban kb. 75%-ban, Nyugat-Európában pedig 66%-ban szerepelnek magánvállalkozók. Az Egyesült Államokban a főiskolákon végzett kutatás az összes kutatásnak csupán 10%-át teszik ki, míg Nyugat-Európában az arány valamivel nagyobb: 12%.

Végül felhívja a figyelmet a tanulmány arra, hogy a kedvezőbb munkalehetőségek és a magasabb jövedelmek folytán évente mintegy 1300 tudós és mérnök keres munkát az Egyesült Államokban: a legtöbben Svájcban és Hollandiából, a legkevesebben pedig Franciaországból vándorolnak át az Egyesült Államokba. Gyakorlatilag az évente kiképzett szakemberek kerekén 5%-a hagyja el Európát. (Neue Zürcher Zeitung, 1965. XII. 19.)

*

Az NSZK-ban a 65 cm-es televízió-készülékekkel kapcsolatban nem alakult kedvezően a piaci helyzet. A szóbanforgó készülékek eladása a forgalomnak csu-

pán 12—15%-át tette ki, s azok a cégek, melyek ezt nem látták előre, készülékeiket kénytelenek kedvezőtlen feltételek mellett piacra dobni. E készülékek értékesítési kilátásai azért kedvezőtlenek, mert az 59 cm-es készülékekkel szemben az árkülönbség 120—150 márka körül van, amely árdifferencia ellenében a vevők nem túl sokat kapnak. A vevők véleménye szerint a 65 cm-es készülékek kávéja az átlagos lakásméretekhez képest már túlságosan nagyméretű.

Lassan, de biztosan szerepet kezdenek játszani viszont a piacon az egészben vagy részben tranzisztrozált (28-30, vagy 41 cm-es) kisméretű hordozható televízió-készülékek. Az ilyen „kiegészítő” készülékek a Rajna-Ruhr vidéken ma már az összes értékesített televízió-készülék 25%-át teszik ki. (Handelsblatt, 65. XII. 24.)

*

Az NDK-ban a televízió-képcsövek importja állandóan csökkenő tendenciát mutat: 1962-ben 513 000 db volt az import, 1963-ban ez 360 000-re, 1964-re pedig 240 000-re csökkent. Az importált képcsövek nagyrésze az NSZK-ból és más nyugat-európai országokból származott. Bár az NDK még ma is importál képcsöveket, egyre inkább önállóvá válik e téren. A berlini Werk für Fernmeldeelektronik gyárban évente már több mint 700 000 képcsövet gyártanak. (Handelsblatt, 1965. XI. 11.)

*

Az NDK-ban 1967/1968-ra a televízió-készülékek termelését teljes egészében Strassfurtban fogják koncentrálni, ahol a megfelelő kapacitás-bővítési munkálatok már folyamatban vannak. A jelenleg még ugyancsak televízió-készülék gyártással foglalkozó radebergi VEB Rafena Werke az adatfeldolgozó és kommerciális híradástechnikai berendezések gyártására áll át.

Változik a televízió-készülékek értékesítésének módja is. Ezideig ugyanis a készülékeket csaknem kizárólag szakmailag nem kellő felkészültségű helyeken, elsősorban áruházakban árusították. 1964-ben előzetes próbálkozások után létrehozták azt a speciális vállalatot, melynek kizárólagos feladata a rádió és tv-készülékek, lemezjátszók és magnetofonok szakszerű eladása. Az ilyen speciális szaküzletek létesítése azonban elég lassú folyamat, 1966 végéig az egész NDK területén mindössze 120 ilyen szaküzlet létrehozását tervezik. A szaküzletek az árusításon túlmenően javítással és szervizzel is foglalkoznak és saját javítóműhellyel rendelkeznek. 1965-ben a vállalat 6000 vizsgázott szakembert foglalkoztatott. (Handelsblatt, 1965. XI. 11.)

*

Az elektronikai alkatrész-termelés 1958 és 1965 között a leggyorsabb ütemben a nyugat-európai országok között Franciaországban növekedett. Az elektronikus berendezésekhez szükséges alkatrészek termelése ugyanis itt közel 160%-os növekedést ért el, míg az NSZK-ban a növekedés csak 80%-os, az

USA-ban pedig 60%-os volt. Míg tehát 1958-ban Franciaország az alkatrészgyártás tekintetében még 20%-kal elmaradt az NSZK, és még jelentősebb mértékben az USA mögött, ma ez az elmaradás már alig áll fenn.

Az USA-ban az alkatrészek exportjának az összes termeléshez viszonyított részaránya mindössze 4%-ot tett ki, bár egyes alkatrészfélések mint pl. a katód-sugárcsővek esetében ez az arány valamivel nagyobb. Az importált alkatrészeknek a belföldi összforgalomhoz viszonyított részaránya jelentéktelen, és így módon az elektronikai alkatrészek termelésének alakulását a belső piac igényei határozzák meg. Ezzel szemben Franciaország és NSZK esetében az alkatrész-külkereskedelem komoly jelentőséggel bír. Franciaországban a belföldi alkatrész-szükségletnek kb. 17%-át importálják, ami megadja az export értékét, az NSZK-ban pedig a termelt elektronikus alkatrészek kb. 25%-át exportálják és a jelentős volumenű belföldi kereslet hatására az alkatrész-import is emelkedik. Az importált elektronikus alkatrészeknek a belföldi összforgalomhoz viszonyított aránya 1964-ben az NSZK-ban megközelítette a 20%-ot.

Az elektronikus alkatrész-gyártás területén Franciaországnak az NSZK-hoz történő felzárkózása azzal magyarázható, hogy a francia elektronikus ipar nagyobb mérvű állami támogatást élvez, mint a nyugatnémet elektronikus ipar. (BIKI, 1965. XII. 2.)

*

Az elektroncsövek termelése az USA-ban 1958. év óta kb. azonos színvonalon mozog. Egyrészt a piac telítettségével és az árak csökkenésével, másrészt a félvezetők előretörésének következtében előálló keresletcsökkenéssel magyarázható. Az NSZK-ban és Franciaországban viszont az elektroncsövek termelése 1958 óta jelentősen megnövekedett. A fejlődés Franciaországban folyamatos volt, míg az NSZK-ban 1961 óta már stagnál. (BIKI, 1965. XII. 2.)

*

A japán elektronikai ipar 1965 első felében mintegy 7%-kal haladta meg az 1964. év hasonló időszakában elért termelési értékét. Az export kb. 17%-kal növekedett, az import viszont 10%-kal csökkent. A termelés növekedésének üteme az előző évhez viszonyítva csökkent, mivel az 1963-ról 1964-re elért növekedés a fentebb említett legutóbbi 7%-kal szemben 22,4% volt. A fejlődés ilyen arányú csökkenését a háztartási gépek termelésének csökkenése okozta, míg ugyanakkor az ipari elektronika területén 14%-os, az alkatrészgyártás területén 13,9%-os emelkedés volt észlelhető. — Az elektronikai iparban Japánban jelenleg mintegy 450 vállalat dolgozik, melyek főleg teljes elektronikus berendezéseket, távközlési berendezéseket, elektronikus mérőműszereket és közszükségleti elektronikus berendezéseket állítanak elő. (Markt Informationen, 1965. X. 11.)

Hollandia elektronikus cikkekből lebonyolított exportja 1964-ben 20%-kal haladta meg az előző évi értéket, s abszolút értékben 2179 millió holland forintot tett ki. Ebből a telefon- és távirókészülékek exportja 53,7 millió holland forint értékű volt. A kivétel 48%-ban az Európai Közös Piac, 22%-ban az EFTA tagországokba irányult, és pedig a következő bontásban: NSZK 17%, Belgium—Luxemburg 16%, Olaszország 8%, Franciaország 7%, Anglia 6%, Svédország és USA 4% értékben részesült az exportból. (Markt Informationen 1965. X.)

*

A Kanári-szigeteket 1965 augusztusában 160 csatorna víz alatti távbeszélő-kábellel kötötték össze Spanyolországgal. A kábel mindössze 32 mm vastag, 1200 km-es hosszúságban 45 víz alatti erősítő biztosítja a megfelelő átvitelt. A kábelt a Standard Telephone and Cables Ltd. angol cég szállította. (Elektro-Technik, 1965. X. 20.)

*

Afrikában összesen 8,7 millió rádiókészülék és 0,4 millió televízió-készülék üzemel, vagyis 1000 főre csak 32 rádió és mindössze 2 televízió esik. A helyzet még az Egyesült Arab Köztársaságban a legjobb, ahol 2,5 millió rádió és 150 000 televízió van üzemben, vagyis az 1000 főre eső rádiók száma 95, az 1000 főre eső televíziók száma pedig 5. (Összehasonlításként megemlítjük, hogy Franciaországban 1000 főre 296 rádió és 89 televízió, az Egyesült Államokban pedig 1070 rádió és 330 televízió esik.)

Algéria és Nigéria kivételével valamennyi afrikai ország 625 soros televízió-hálózatot épít ki; Afrikában a következő 10 év alatt 7000 televízió-adót állítanak fel. (Markt Informationen 1965. X. 4.)

*

A Fülöp-szigetek 27 helyi és 4 távolsági félautomata telefonközpontot rendelt meg a Standard Elektrik Lorenz cégnél. A központok kapacitása összesen 13 200 vonal lesz. A távolsági összeköttetéseket az ország földrajzi sajátosságainak megfelelően kizárólag URH adó-vevőkkel biztosítják. (Elektro-Technik 1965. X. 20.)

*

A Marconi cég MST önhangoló rövidhullámú adókat szállít Thaiföldnek. A Marconi-adók területigénye csupán 15%-a a hasonló berendezések helyigényének, és az állomás kezeléséhez szükséges személyzet száma is kisebb az átlagosnál: 5 helyett egyetlen kezelő elegendő. A Marconi az MST adókból már 114 db-t adott el, s legújabbban az angol Honvédelmi Minisztérium másfél millió font értékben adott a cégnek rendelést (Aerial 1965. X.)

EGYESÜLETI HÍREK

Technológusok tapasztalatcsere-látogatásai

A látogatásokkal kapcsolatos megkereséseket telefonon (Víg István: 316-359), vagy írásban a HTE Titkárságára (ügyintéző: Csurgayné) kérjük.

1966. július 6.	Egyesült Izzólámpa és Villamossági Rt. Vác.	PAPP GYULA főkonstruktor	Televíziós képsövegek gyártása.
1966. július 27.	GANZ EKM Árammérő Gyár, Gödöllő Erzsébet Park	SZABÓ JÁNOS techn. oszt. v.	Kötött ütemű szerelősza- lagnálógia a darabszám függvényében. Kapcsolóóra, árammérő, deprez műszer- szerelés.

ELŐZETES ÉRTESÍTÉS

A Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Tudományok Osztálya és a Híradástechnikai Tudományos Egyesület 1967. április 25—28. között rendezi meg a FÉLVEZETŐ ESZKÖZÖK VIZSGÁLATI MÓDSZEREI szimpóziumot. A kifejezetten tudományos jellegű program: Félvezető eszközök ellenőrző vizsgálatai és mérőeszközei, félvezetők megbízhatósági és élettartam kérdései, félvezető eszközök működésével kapcsolatos kutatási és vizsgálati módszerek, rokontárgyú új tudományos eredmények. A szimpózium előkészítő bizottságának elnöke: Dr. Valkó Iván Péter egyetemi tszkv. tanár, a Szervező Bizottság címe: HTE Technika Háza, Budapest, V., Szabadság tér 17., sürgőny cím: SEMIDEVICE, Budapest.

Tartalmi összefoglalások

ETO 518.43:621.372

Gonda G.:

Egy energiatárolós nemlineáris elektromos hálózatok átmeneti jelenségeinek grafikus vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 6. sz.

A szerző megállapítja, hogy a nemlineáris elemeket tartalmazó hálózatok alkalmazási területe állandóan bővül. Ezek átmeneti jelenségeinek meghatározása grafikus eljárással igen gyors és egyszerű, kielégítő pontosság mellett. Ismerteti Frank, Euler, Kosztienko és a párhuzamos metszések módszerét és mindegyik módszer elvi tárgyalása után gyakorlati példákon mutatja be a differenciálegyenletek megoldására szolgáló diagramok megszerkesztését.

ETO 654.151.22.004.17:519.217:621.395.722

Rét A.-né:

Telefonforgalom utánzás Monte Carlo-módszerrel

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 6. sz.

Telefonközpontok forgalomátteresztő képességének megállapításához a sztochasztikus utánzás (Monte Carlo-módszer) is alkalmazható. Az általános elvi alapok ismertetése után a kétfokozatú csatolóútas rendszer utánzása következik, majd néhány megállapítás különböző felépítésű kapcsolómezőkre, végül a módszer pontosságának ismertetése. A függelékben a telefonközpontokban kialakuló sztochasztikus folyamatok matematikai tárgyalása található.

ETO 621.319.4 : 621.315.616.96

Göbölös J.:

Poliszter kondenzátorok

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 6. sz.

A szerző ismerteti a fólia fegyverzetű poliszter kondenzátorokat általában és bemutatja az új hazai típust. Ez várhatóan jól ki fogja egészíteni a most fejlesztés alatt levő gőzölt fegyverzetű poliszter kondenzátort. A poliszter kondenzátorok jó tulajdonságai miatt a közeljövőben igen nagy területen kiszorítják a klasszikus és műgyanta impregnálású papírkondenzátorokat.

ETO 621.315.212:621.395.74

Farkas V.:

Kiskoaxiális kábelrendszer

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 6. sz.

A cikk ismerteti a kiskoaxiális kábeles rendszerek gazdaságosságát vizsgálatát, majd a hazai kísérleti kiskoaxiális kábel adatainak ismeretében meghatározza az alkalmazandó erősítők főbb jellemzőit. Végül közli a hibabehatolási és fenntartási lehetőségeket.

Обобщения

ДК 518.43:621.372

Г. Гонда:

Графическое испытание переходных процессов электрических цепей с нелинейными накопителями энергии

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 6.

Установлено, что области применения цепей, содержащих нелинейные элементы, постоянно расширяются. Определение переходных процессов этих цепей графическим методом производится очень быстро и просто. Описаны методы Франка, Айлера, Костенко и метод параллельных отрезков. После принципиального рассмотрения каждого метода на примерах показано построение графиков для решения дифференциальных уравнений.

ДК 654.151.22.004.17:519.217:621.395.722

А. Ретне:

Подражание телефонной нагрузки по методу Монте Карло

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 6.

К определению способности пропускания нагрузки телефонных станций можно применять стохастическое подражание (метод Монте Карло). После изложения общих принципиальных основ описано подражание двухкаскадной системы путей связи, затем следуют некоторые установления по полям соединения различного построения, и, наконец, рассмотрение точности метода. Приложение содержит математическое объяснение стохастических процессов в телефонных станциях.

ДК 621.319.4:621.315.616.96

Й. Гёблеш:

Полиэстерные конденсаторы

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 6.

Изложены полиэстерные конденсаторы с фольгой и новые венгерские типы. Они, вероятно, хорошо дополняют типы с арматурами, изготовленными испарением. Полиэстерные конденсаторы в скором будущем заменят бумажные конденсаторы классического типа и пластмассового пропитывания.

ДК 621.315.212:621.395.74

В. Фаркаш:

Система связи для малых коаксиальных кабелей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 6.

Приводится экономический анализ систем связи для малых коаксиальных кабелей. Излагаются параметры оптимального малого коаксиального кабеля изготовленного в Венгрии и определяются основные данные применяемых усилителей.

Даны возможности ограничения отказов из строя и ухода.

Zusammenfassungen

Summaires

DK 518.43: 621.372

G. Gonda:

Graphische Untersuchung der Übergangserscheinungen von nichtlinearen elektrischen Netzwerken mit Energiespeicherung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 6.

Der Verfasser setzt fest, dass das Anwendungsgebiet der nichtlinearen Elemente enthaltenden Netzwerke sich ständig verbreitet. Die Bestimmung der Übergangserscheinungen derselben ist mit graphischen Verfahren sehr einfach und schnell und gibt eine geeignete Genauigkeit. Er erörtert die Methoden von Frank, Euler, Kostenko und die Methode der parallelen Schnitte und nach der prinzipiellen Diskussion aller Methoden zeigt er mit praktischen Beispielen die Konstruktion der Diagramme, die für die Lösungen der Differenzialgleichungen dienen.

DK 654.151.22.004.17:519.217:621.395.722

Frau A. Rét:

Künstlicher Fernspreverkehr mit der Monte Carlo Methode

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966.) N° 6.

Zur Bestimmung der Verkehrsleistung kann auch die stochastische Nachbildung (Monte Carlo Methode) angewendet werden. Nach der Erörterung der allgemeinen grundsätzlichen Prinzipien folgt die Nachbildung der zweistufigen Zwischenleitungsanordnung und einige Bestätigungen bezüglich verschiedener Schaltungsfelder. Zuletzt wird die Genauigkeit der Methode bekannt gemacht. Der Anhang enthält die mathematische Behandlung der in den Telefonzentralen erzeugten stochastischen Vorgänge.

DK 621.319.4 : 621.315.616.96

J. Göblös:

Polyesterkondensatoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 6.

Der Verfasser erörtert die Polyesterkondensatoren mit Folienbelag und den neuen ungarischen Typ. Dieser Typ wird voraussichtlich den jetzt unter Entwicklung stehenden Polyesterkondensator mit verdampften Belag gut ergänzen. Die Polyesterkondensatoren werden wegen ihrer günstigen Eigenschaften in der baldigen Zukunft auf einem weiten Gebiet die klassische und mit syntetischem Harz impregnierte Papierkondensatoren ersetzen.

DK 621.315.212:621.395.74

V. Farkas:

Kleinkoaxiales Kabelsystem

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 6.

Der Artikel untersucht die Wirtschaftlichkeit der kleinkoaxialen Kabelsysteme und in Kenntnis der Angaben der heimischen kleinkoaxialen Versuchskabeln setzt er die wichtigeren Charakteristiken der anwendbaren Verstärker fest. Zum Schluss beschreibt er die Möglichkeiten der Fehlerbegrenzung und die Instandhaltung des Systems.

CDU 518.43:621.372

G. Gonda:

Examen graphique des phénomènes transitoires des circuits électriques nonlinéaires contenant des réservoirs d'énergie

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 6.

Selon les expériences de l'auteur la domaine d'utilisations des circuits comprenant des éléments nonlinéaires augmente plus en plus. La détermination de ces phénomènes transitoires par méthodes graphiques est vite et simple, donnant l'exactitude suffisante. Les méthodes de Frank, Euler, Kostienko et des sections parallèles sont exposées et après une discussion théorique de chaque méthode la construction des diagrammes pour la solution des équations différentielles est présentée par exemples pratiques.

CDU 654.151.22.004.17:519.217:621.395.722

Mme A. RÉT:

Simulation du trafic téléphonique par la méthode Monte Carlo

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966.) N° 6.

La détermination de la possibilité de transmission du trafic des centraux téléphoniques peut aussi être achevée par simulation stochastique (méthode Monte Carlo). Après l'exposition des bases principales, la simulation d'une système de voie de couplage à deux étages (link), puis quelques thèses concernant des panneaux de connexion de différents types est démontré, et enfin suit l'analyse de la précision de la méthode. L'annexe contient le traitement mathématique des procédés stochastiques dans les centraux téléphoniques.

UDC 518.43:621.372

G. Gonda:

Graphical Examination of the Transient Phenomena of Nonlinear Electrical Networks with Power Storing Elements

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 6.

It is stated by the author that the field of application of the networks containing non-linear elements is continually increasing. The determination of their transient phenomena is very quick and simple by means of graphical procedure and gives a satisfactory accuracy. The methods of Frank, Euler, Kostenko and that of the parallel sections is presented and after the discussion of the principles of all these methods the construction of the diagrams serving to solve the differential equations is shown by practical examples.

UDC 654.151.22.004.17:519.217:621.395.722

Mrs. A. Rét:

Telephone Traffic Simulation by the Monte Carlo Method

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966.) N° 6.

To determine the traffic carrying capacity of the telephone exchanges the stochastic simulation (Monte Carlo method) can also be applied. After presenting the general basic principles the simulation of the two stage link system and a discussion of the different switching fields follow. Finally the accuracy of the method is described. In the Appendix the mathematical treatment of the stochastic process is found.

UDC 621.319.4 : 621.315.616.96

J. Göblös:

Polyester Capacitors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 6.

A general account is given by the author on the polyester foil capacitors. The Hungarian-made type of capacitors is presented. It is to be expected, that this will complete well the polyester capacitors with evaporated electrodes being under development. Because of their advantageous properties the polyester capacitors will replace the classical paper capacitors impregnated with synthetic resin in a considerable field.

UDC 621.315.212:621.395.74

V. Farkas:

Small Coaxial Cable System

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 6.

The economics of a small coaxial cable system is examined. Knowing the data of the Hungarian experimental coaxial cables the main characteristics of the amplifiers to be applied are determined. Finally the possibilities of the location of the faults and the maintenance of the system is described.

Resumés

CDU 621.319.4 : 621.315.616.96

J. Göblös:

Condensateurs à polyèstre

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 6.

L'auteur décrit les condensateurs à polyèstre à feuilles en général et présente le nouveau type hongrois. Ce nouveau type complètera le condensateur à armature évaporé maintenant en développement. Les condensateurs à polyèstre par raison de ses propriétés avantageuses élimineront les condensateurs à imprégnation classique et plastique dans un grand domaine d'utilisation.

CDU 621.315.212:621.395.74

V. Farkas:

Système de câbles coaxiaux de petit diamètre

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 6.

L'article discute l'économie des systèmes de câbles coaxiaux de petit diamètre, puis en connaissance des données des câbles coaxiaux de petit diamètre expérimentaux hongrois les caractéristiques principales des amplificateurs appliqués sont déterminés. Enfin les possibilités de localisation des fautes et de l'entretien sont exposées.

PÁLYÁZATI FELHÍVÁS

A FINOMMECHANIKA Szerkesztőbizottsága pályázatot hirdet a FINOMMECHANIKA tárgykörében (mechanikus, elektromos és elektronikus műszergyártás, orvosi műszergyártás, híradástechnikai-, vákuumtechnikai-, és automatika elem-, alkatrész- és berendezésgyártás finommechanikai konstrukciós és technológiai vonatkozásai) kidolgozott

KONSTRUKCIÓS ÉS SZERKEZETI MEGOLDÁSOK

valamint

TECHNOLÓGIAI ELJÁRÁSOK, KÉSZÜLÉKEK, SZERSZÁMOK ÉS CÉLGÉPEK

ismertetésére.

A pályázók a fenti témakörökben önálló munkájukról vagy nagyobb jelentőségű, külföldről átvett megoldások hazai alkalmazásáról folyóiratcikk formájában megírt kézírataikkal vehetnek részt a pályázaton.

A két témakör legértékesebb pályaműveit mindkét kategóriában külön-külön

I. díjként	1500—1500 forinttal
II. díjként	1000—1000 forinttal
III. díjként	500— 500 forinttal

jutalmazza a Szerkesztőbizottság. E díjazás mellett valamennyi beküldött — közlésre alkalmas — pályaművet a Szerkesztőbizottság a lapban a szokásos szerzői tiszteletdíj ellenében leközli.

A pályázaton résztvenni kívánók cikkeiket legkésőbb 1966. október 1-ig küldjék be a FINOMMECHANIKA Szerkesztőségébe (Budapest, V., Szabadság tér 17., I. em. 147. Telefon: 125-529.)



MAGYAR KÁBEL MŰVEK

IGAZGATÓSÁG ÉS KÖZPONTI GYÁR,

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

ZOMÁNCBUZALGYÁR SZEGEDI KÁBELGYÁR

Budapest, XI., Hunyadi J. út 1. Szeged, Huszár út 1.

Telefon: 268-930

GYÁRTMÁNYOK:

Erősáramú szigetelt vezetékek
Jelző, mérő, működtető kábelek
Erősáramú kábelek 1—35 kV-ig
Alumíniumvezetékek
Tekercselő huzalok

Switch-kábelek
Gumitömlő-kábelek
Híradástechnikai vezetékek
Távkábelek
Távbeszélő-kábelek
Hajókábelek

Szigetelt zománchuzalok
Mikroszeparátor lemezek
Zárt-acélkötelek
Hullámosított lemez
Kábeldobozok



TRANSZFORMÁTOR KTSZ

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

Nagyfeszültségű készülékek:

anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyors szabályozók:

váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyors szabályozók

Feszültség szabályozók:

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekercses
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

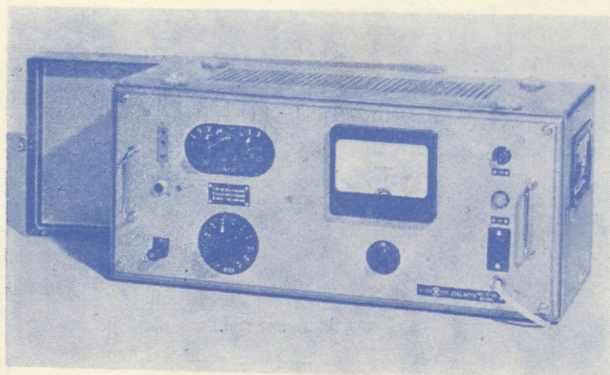
Transzformátorok:

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

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

A korszerű távbeszélőtechnika minden területén előnyösen használható. Vívőfrekvenciás berendezések, sokcsatornás láncok fejlesztésénél, üzembehelyezésénél, karbantartásánál nélkülözhetetlen eszköz.

Széles frekvenciasávban (30 Mz—1 MHz) nagy érzékenységgel rendelkezik (—10 N). Jól használható hídméréseknél, mint indikátor. Szimmetrikus illesztett és aszimmetrikus nagy impedanciájú bemenetei a műszer sokoldalú felhasználást teszik lehetővé.



Műszaki adatok:

FREKVENCIA TARTOMÁNY: 30 Hz — 1 MHz

SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY: — 10 N — +2,1 N

BEMENŐ IMPEDANCIÁK:

I. Szimmetrikus

30 Hz — 20 kHz > 20 kΩ

II. Szimmetrikus

3 kHz — 600 kHz > 3,5 kΩ

III. Aszimmetrikus

30 Hz — 1 MHz > 500 kΩ || < 50 pF

SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:

Kapcsolható lezárások

75 — 135 — 150 — 600 Ω

ALKALMAZOTT CSÖVEK:

5 db 18 042, E83F.

PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

Budapest, VII., Klauzál u. 30. Telefon: 221-646, 221-825, 220-690

