E 870

HÍRADÁS-TECHNIKA

A HÍRADÁS-TECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

5

XXII. ÉVFOLYAM, 5. SZÁM, 129—160. OLDAL, BUDAPEST, 1971. MÁJUS HÓ

1971. május, XXII. évfolyam, 5. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

Dr. BERCELI TIBOR—KONCSÁNSZKY GYULA: Alagút-diódás erősítő a 8 GHz-es sávra 129
SILLAY BÁLINT: A PCM vonali jelek átvitelénél használt regenerátor időzítő jelének kinyerésével kapcsolatos megfontolások 133
BÁLINT LAJOS: Két- és háromvezetős tápvonalak számítógépes modellezése 135
Dr. BAJOR GYÖRGY: Korszerű félvezetőtechnológiai laboratórium a műegyetemi oktatásban 147
GOSZTONY GÉZA: A valódi, visszacsatolt jellegű telefonforgalom várakozásos rendszerekre gyakorolt hatásának utánzásos vizsgálata 150
Szemle 134, 146, 157, 160
Egyesületi hírek 156
Tartalmi összefoglalások 158
Обобщения 158
Summaries 159
Zusammenfassungen 159
Résumés 160

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCH ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, II., Mártírok útja 85. I. em. 140. Telefon: 183-772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon 113-027

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest VII., Lenin körút 9—11. Telefon 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest V., József nádor tér 1.) vagy közvetlenül postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96162 pénzforgalmi jelzőszámra Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest, 62.

71.5894 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

DR. BERCELI TIBOR – KONCSÁNSZKY GYULA
Távközlési Kutató Intézet

Alagút-diódás erősítő a 8 GHz-es sávra

ETO 621.375.4.029.6: 621.382.23

Az alagút-diódás erősítő jól alkalmazható előerősítőként a mikrohullámú vevő-berendezések bemenetén. Ily módon jelentős zajtényező-javulás érhető el. Az alagút-diódás erősítő nagy előnye még, hogy felépítése egyszerű, helyfoglalása kicsi és fogyasztása csekély, ugyanakkor sávszélessége és erősítése nagy. Mindezek alapján mikrohullámú sokcsatornás berendezésekben kiválóan használható.

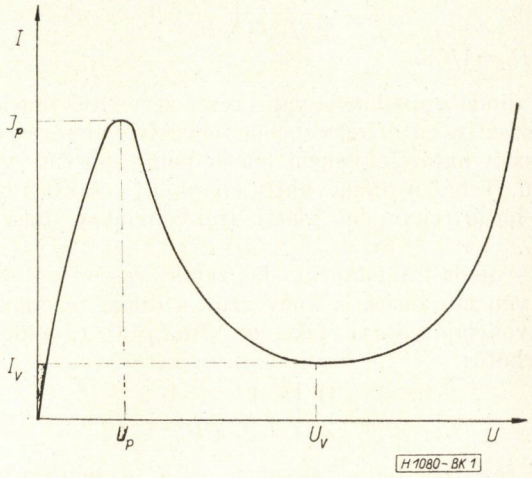
Az erősítő tárgyalásához először az alkalmazott aktív elemnek, az alagút-diódának a jellemzőivel foglalkozunk. Majd az erősítő működését ismertetjük. Ennek során az erősítést, a sávszélességet, a zajtényezőt és a rezgésmentességet vizsgáljuk. Ezután térünk rá a kidolgozott áramköri megoldásra és a kísérleti eredményekre. Az áramkör elvi vizsgálatával és tervezésével dr. Berceli Tibor, kísérleti kidolgozásával pedig Koncsánszky Gyula foglalkozott.

1. Az alagút-dióda jellemzői

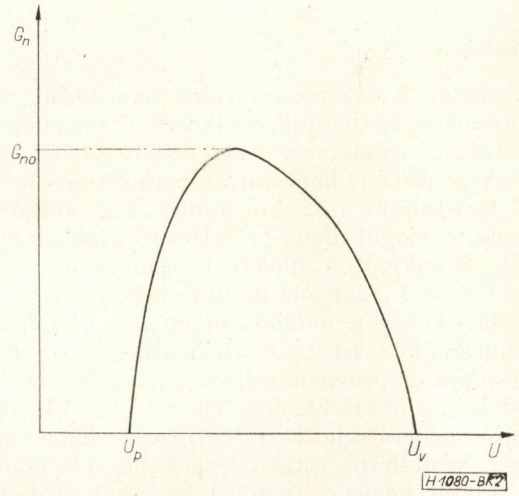
Az alagút-dióda egyenáramú karakterisztikáját az 1. ábra mutatja. Az áram a feszültség növelésével eleinte nő, majd maximális értéket ér el. Ezt a helyet csúcspontnak nevezzük, melyhez I_p csúcsponti áram és U_p csúcsponti feszültség tartozik. A csúcsponttól kezdve az áram a feszültség további növelésével csökken, míg minimális értékű nem lesz. Ezt a helyet völgypontnak nevezzük, melyhez I_v völgyponti áram és U_v völgyponti feszültség tartozik. A völgyponton túl az áram a feszültséggel ismét nő. A csúcs- és a völgypontok között negatív dinamikus konduktancia jelentkezik. Erősítő üzem esetén ezért a munkapontot a krakterisztikának a csúcs- és a völgypontjai közötti szakaszára kell beállítani.

A dinamikus konduktancia, mely az áramnak a feszültség szerinti deriváltja, a csúcs- és a völgypontok közötti tartományban a 2. ábrán látható. A dinamikus konduktancia negatívját ábrázoltuk. Ez a tartományban maximális értéket ér el, amit G_{n0}-val jelöltünk. Az egyenáramú karakterisztikának itt inflexiós pontja van.

Az alagút-dióda helyettesítő képét a 3. ábra mutatja. Ezen $-G_n$-nel jelöltük a dióda negatív dinamikus

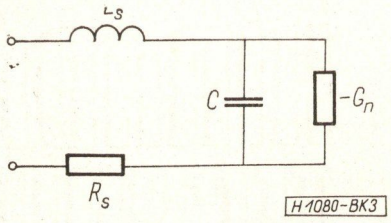


1. *ábra.* Alagút-dióda egyenáramú karakterisztikája

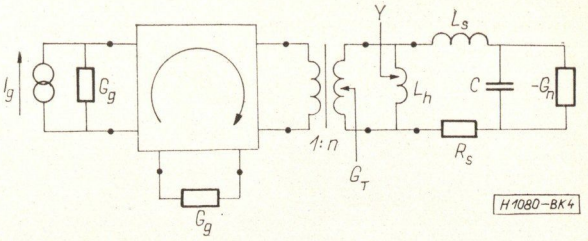


2. *ábra.* Negatív dinamikus konduktancia

Beérkezett: 1970. XII. 28.



3. ábra. Alagút-dióda helyettesítő képe



4. ábra. Alagút-diódás erősítő helyettesítő kapcsolása

konduktanciáját. Továbbá C a rétegkapacitás, R_s a soros ellenállás és L_s a soros induktivitás. Ezeket az elemeket lineárisaknak tekintjük, a foglalat kapacitását pedig elhanyagoljuk.

A dióda-impedancia a helyettesítő kép alapján a következőképpen írható fel:

$$Z_d = R_s - \frac{G_n}{G_n^2+\omega^2C^2} + j\omega L_s - j\frac{\omega C}{G_n^2+\omega^2C^2} \qquad (1)$$

Bizonyos frekvenciákon a dióda-impedancia valós része negatív a negatív ellenállás miatt. Azt a frekvenciát, amelynél a dióda-impedancia valós része zérus lesz, rezisztív határfrekvenciának nevezzük. Ez a $\mathrm{Re}Z_d=0$ egyenletből kapható meg:

$$f_{r0} = \frac{1}{2\pi R_n C}\sqrt{\frac{R_n}{R_s}-1} \qquad (2)$$

Itt $R_n = 1/G_n$.

A dióda-impedancia valós része zérus frekvenciától a rezisztív határfrekvenciáig negatív valós részű, a rezisztív határfrekvencia felett pedig pozitív valós részű. Tehát a dióda aktív elemként csak a rezisztív határfrekvencia alatti frekvenciákon használható.

A dióda-impedancia képzetes része valamely frekvencián zérus, ezt nevezzük a dióda rezonanciafrekvenciájának. Értéke az $\mathrm{Im}Z_d=0$ egyenletből nyerhető:

$$f_{x0} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_sC}-\frac{1}{R_n^2C^2}} \qquad (3)$$

A rezisztív határfrekvencia és a rezonancia-frekvencia egyaránt a munkapont függvénye, mivel R_n feszültségfüggő.

2. Erősítés

Az alagút-diódát erősítő célra rendszerint reflexiós üzemben használjuk, amikor is a bemenetet és a kimenetet cirkulátor választja szét. Az ilyen erősítő egyszerűsített, koncentrált paraméteres helyettesítő kapcsolását a 4. ábra mutatja. Az ábrán szerepelnek az alagút-dióda helyettesítő képének egyes elemei. Ezenkívül a diódával párhuzamosan van kapcsolva az L_h hangoló induktivitás, mely az erősítési sáv közepén a diódával együtt párhuzamos rezonanciát hoz létre. A cirkulátornak az egyik kapocspárja impedancia-transzformátoron keresztül a diódához, a másik kapocspárja a G_g belső konduktanciájú generátorhoz, a harmadik kapocspárja pedig a szintén G_g értékű terheléshez csatlakozik. A cirkulátor bemenetére adott jel tehát a diódára jut, melynek negatív ellenállása miatt a jel felerősödve visszaverődik, majd a felerősített jel a cirkulátor kimenetén levő terhelésre kerül.

Az erősítést ilyen kapcsolásnál a visszaverődési tényező abszolút értékének a négyzete adja meg:

$$G = \frac{|G_T - Y|^2}{|G_T + Y|^2} \qquad (4)$$

Itt Y az impedancia-transzformátor kimeneti kapcsaihoz csatlakozó kapcsolás admittanciája, mely kifejezhető a diódaimpedancia és a hangoló induktivitás révén:

$$Y = \frac{1}{Z_d} + \frac{1}{j\omega L_h} \qquad (5)$$

A (4) képletben továbbá G_T-vel jelöltük az impedanciatranszformátor kimenő konduktanciáját, mely a transzformáció következtében a következőképpen írható fel:

$$G_T = \frac{1}{n^2}G_g \qquad (6)$$

ahol n a transzformátor feszültség-áttételét adja meg.

Gyakorlati esetekben az erősítés elő van írva. Ilyenkor a rendelkezésre álló dióda és cirkulátor adatai ismeretében a (4), (5) és (6) képletek alapján a transzformátor szükséges áttétele meghatározható. Ezt a számítást az erősítési sáv közepére kell elvégezni, ahol a hangoló induktivitás a diódával párhuzamos rezonanciát hoz létre. Ekkor tehát a (4) képletben Y helyébe annak reális része kerül, mely a dióda paramétereivel az alábbi képlet szerint fejezhető ki:

$$\mathrm{Re}\,Y = \frac{-G_n(1-R_sG_n-\omega^2L_sC)+\omega C(\omega CR_s-\omega L_sG_n)}{(1-R_sG_n-\omega^2L_sC)^2+(\omega CR_s-\omega L_sG_n)^2} \qquad (7)$$

3. Sávszélesség

Az erősítés ismeretében a sávszélességre a következő egyszerű képlet nyerhető:

$$B = \frac{1}{\sqrt{G_0}}\frac{G_n}{\pi C} \qquad (8)$$

Itt a B a félteljesítményű pontok közötti sávszélesség, G_0 pedig a sávközépi erősítés.

A sávszélesség (8) képlete több közelítésen alapszik. Feltételezi, hogy az erősítés nagy; továbbá, hogy a dióda soros ellenállása és soros induktivitása elhanyagolható. Az utóbbi elhanyagolások azonban rendszerint jelentős hibát okoznak. Ez a hiba csökkenthető, ha a (8) képletben G_n helyett a dióda admittanciájának a valós része, C helyett pedig a

dióda-admittancia képzetes részének $2\pi f_0$-val osztott értéke szerepel. Ezekkel a módosításokkal a sávszélesség pontosabb képlete az alábbi lesz:

$$B=\frac{2f_0}{\sqrt{G_0}}\frac{\mathrm{Re}\,(1/Z_d)}{\mathrm{Im}\,(1/Z_d)} \tag{9}$$

Itt f_0 a sávközépi frekvencia.

A sávszélesség meghatározása tovább pontosítható, ha figyelembe vesszük az áramkör tápvonalas elemeinek a hatását is. Ezek rendszerint a reaktancia frekvenciafüggésének a meredekségét növelik, tehát egyszerű módon járulékos kapacitással vehetők figyelembe. Eredményként a sávszélesség számottevően kisebb lesz.

4. Zajtényező

Az erősítő zajtényezőjét a dióda zajforrásai és az áramköri veszteségek határozzák meg. Az alagút-diódában két zajforrás van: az egyik a dióda soros ellenállása, melynek eredménye az ellenállás-zaj; a másik pedig az áramot alkotó töltések diszkrét volta, aminek következménye a sörét-zaj. Elegendő azonban csak az utóbbi zajforrással számolni, mivel alagút-dióda esetén a sörét-zaj mellett az ellenállás-zaj rendszerint elhanyagolható.

Az alagút-diódás erősítő zajtényezőjét az előbbieknek megfelelően a következő képlet szolgáltatja:

$$F=\frac{1+N_s}{\left(1-\frac{R_s}{R_n}\right)\left[1-\left(\frac{f}{f_{r0}}\right)^2\right]} \tag{10}$$

ahol N_s a diódára jellemző zaj-állandó, mely a dióda félvezető anyagának a függvénye.

A zajtényező (10) képlete nem tartalmazza az áramköri veszteségek hatását, melyek a zajtényezőt még növelik.

5. Rezgésmentesség

Az alagút-dióda a kapcsain igen széles frekvenciatartományban negatív ellenállást mutat, ezért vizsgálni kell az erősítő gerjedésmentességét vagy stabilitását. Erősítő üzem esetén ugyanis rezgésnek semmilyen frekvencián sem szabad létrejönnie. Rezgés alakul ki az áramkörben, ha az a negatív dinamikus konduktancia kapcsain a rezonanciát adó frekvenciákon a negatív dinamikus konduktancia abszolút értékének a változási tartományába eső terhelést mutat. A negatív dinamikus konduktancia abszolút értéke zérus és G_{n0} között bármely értéket felvehet, mint ez a 2. ábrából látható. Az áramkör tehát akkor lesz rezgésmentes, ha a negatív dinamikus konduktancia kapcsain jelentkező terhelés a rezonáns frekvenciákon G_{n0}-nál nagyobb.

A rezgésmentes állapot feltételének teljesülnie kell a frekvencia teljes változási tartományában. Mivel a cirkulátor sávszélessége korlátozott, a negatív dinamikus konduktancia kapcsain előre meg nem határozható frekvenciákon rezonancia lehet és egyidejűleg a terhelés a megengedett alsó határ (G_{n0}) alá csökkenhet, aminek eredményeként rezgés jöhet létre. Ennek elkerülése céljából az áramkörbe rezgésmentesítő ellenállást kell iktatni oly módon, hogy hatása az erősítési sávban ne érvényesüljön, azonkívül azonban biztosítsa a rezgésmentesség feltételének a teljesülését. A rezgésmentesítő ellenállásnak induktivitás- és kapacitás-szegénynek kell lennie és ellenállásának az értéke a következő határok között lehet:

$$\frac{L}{R_{n0}C}<R<R_{n0} \tag{11}$$

ahol L a soros induktivitásnak és a diódát a rezgésmentesítő ellenállással összekötő tápvonalrészek induktivitásának az összege.

Az erősítési sávban a rezgésmentesség eléréséhez az alábbi feltétel betartása szükséges:

$$G_T>\mathrm{Re}\,Y \tag{12}$$

A (4) képlet G_T-re adott erősítés esetén két értéket szolgáltat. Ezek közül az használható, amelyik a (12) feltételt is kielégíti.

A rezgésmentesség biztosítását lényegesen befolyásolja az alkalmazott dióda. Mivel az alagút-dióda negatív ellenállást csak a rezisztív határfrekvencia alatti frekvenciákon mutat, a rezgésmentesség feltételének a teljesülését is csak ebben a frekvenciatartományban kell vizsgálni. A rezgés kialakulásának az egyik tényezője, mégpedig rezonancia kialakulása a negatív dinamikus konduktancia kapcsain nehezebben kerülhető el, ha a dióda-rezonancia a vizsgált tartományban, vagyis a rezisztív határfrekvencia alatt van. Ezért célszerű az erősítőben olyan diódát alkalmazni, melynek rezonancia-frekvenciája a rezisztív határfrekvencia felett van.

Az áramkör stabilitásának a részletesebb vizsgálata a Nyquist- vagy a Hurwitz-féle stabilitás-kritériumok alapján lehetséges. Ehhez azonban meg kell határozni az erősítő áramkör helyettesítő kapcsolását olyan részletességgel, hogy a rezisztív határfrekvencia alatti teljes frekvencia-tartományban jó közelítéssel használható legyen. Mivel ez rendszerint komoly nehézségekbe ütközik, szükség van a stabilitás kísérleti vizsgálatára is.

6. Kísérleti eredmények

A kísérleti alagút-diódás erősítő felépítését az 5. ábra mutatja. Az áramkör csőtápvonalas elrendezésű. Az ábrán a cirkulátor elhelyezését csak jelöltük, egyébként a cirkulátor is csőtápvonalas kivitelű. Az ábra az erősítő áramkörnek a csőtápvonal középvonalában vett vázlatos hosszmetszetét mutatja a keskeny oldalakkal párhuzamos síkban.

A kívánt erősítés eléréséhez szükséges G_T konduktanciát lépcsős transzformátorral állítottuk be. A lépcsős transzformátor három illesztő tápvonalszakaszt tartalmaz, s ily módon igen széles sávú. A lépcsős transzformátor egyik végéhez cirkulátor kapcsolódik, mely a bemenetet és a kimenetet szétválasztja. A lépcsős transzformátor másik végéhez a dióda-szerelvény csatlakozik. Ez állítható rövidzárral hangolható.

Az alagút-dióda rezgésmentességét az üzemi frekvenciasávon kívül induktivitás- és kapacitás-szegény

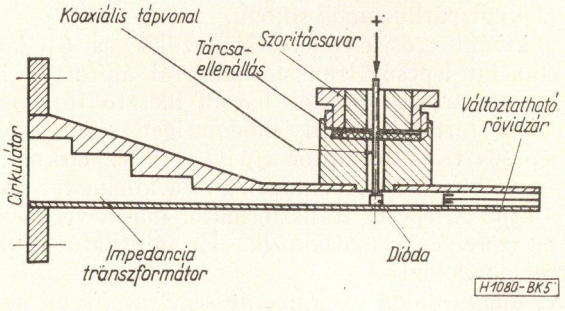
síktárcsa-elrendezésű ellenállásból és kis hullámellenállású koaxiális tápvonalból álló rezgésmentesítő áramkör biztosítja. Az üzemi frekvenciasávban a rezgésmentességet a transzformátor áttételének megfelelő megválasztásával értük el. A dióda munkapontjának a beállításához az előfeszültséget nagystabilitású tápegységből a rezgésmentesítő áramkörön keresztül juttattuk a diódára.

Az alkalmazott alagút-diódát kereskedelmi úton szereztük meg és adatai a következőek voltak: csúcsponti áram 1,6 mA, völgyponti áram 0,18 mA, minimális negatív ellenállás 79 ohm, soros ellenállás 5,4 ohm, rétegkapacitás 0,22 pF, soros induktivitás 0,15 nHy. Ezek alapján a dióda rezisztív határfrekvenciája 34,0 GHz és rezonancia-frekvenciája 26,2 GHz. A rezonancia-frekvencia a rezisztív határfrekvencia alatt van, ami az áramkör rezgésmentesítését nagymértékben megnehezítette.

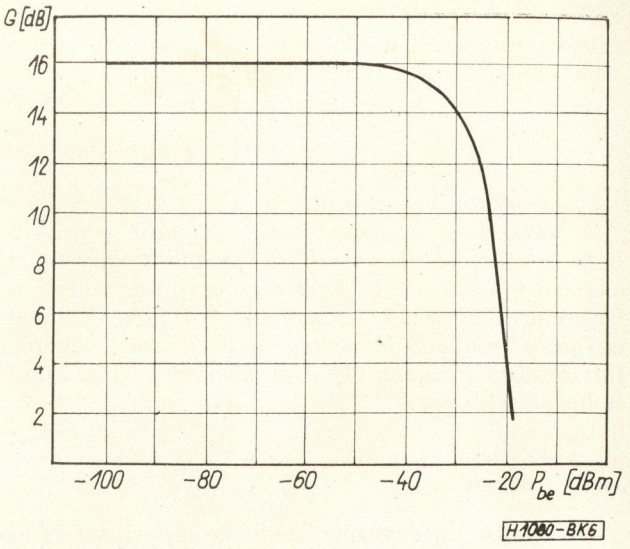
Az erősítő rezgésmentességének gyors kísérleti ellenőrzését a dióda egyenáramú karakterisztikájának vizsgálatával végeztük. Ha ugyanis gerjedés jön létre valamely frekvencián az áramkörben, akkor az egyenáramú karakterisztikán valamilyen szabálytalanság (törés, szakadás vagy több inflexiós pont) található. Az egyenáramú karakterisztikának az üzemi körülmények között való ellenőrzésére hídkapcsolású 50 Hz-es vizsgáló áramkört dolgoztunk ki, mely a karakterisztikát oszcilloszkóp ernyőjére rajzolta fel. Ily módon a rezgésmentesség egyszerűen és gyorsan megállapítható volt.

Az áramkör kísérleti kidolgozása során a legkedvezőbb beállítás biztosítása céljából igen sok vizsgálatot kellett elvégezni. Ezek közül az egyik legfontosabb feladat olyan áramkörkialakítás elérése volt, amely minimális veszteséget ad az üzemi sávban. A nehézséget az okozza, hogy a rezgésmentesítő ellenállás hatását az üzemi sávban sem lehet teljesen kiküszöbölni. A rezgésmentesítő részáramkör méreteinek az optimális megválasztásával azonban sikerült a teljes áramkör csillapítását egyszeri áthaladás esetén 0,45 dB-re csökkenteni, ami a zajtényező szempontjából volt fontos eredmény. A zajtényezőt természetesen befolyásolja még a cirkulátor áteresztő csillapítása is, ami esetünkben 0,2 dB volt.

A kifejlesztett alagút-diódás erősítő jellemző adatai a következőek: sávközépi frekvencia 8150 MHz, zajtényező 6 dB, erősítés 16 dB, sávszélesség a félteljesítményű pontok között 350 MHz, az erősítés-sávszélesség szorzatnak a sávközépi frekvenciához viszonyított értéke tehát 27%, a hangolási tartomány 7900—8500 MHz.



5. ábra. Kísérleti alagút-diódás erősítő felépítése



6. ábra. Erősítés a bemenő szint függvényében

Az erősítés a bemenő szint függvénye. Ezt mutatja a 6. ábra. Eszerint —30 dBm bemenő teljesítménynél már számottevő erősítéscsökkenés tapasztalható. Ezt az alagút-diódás erősítő alkalmazásánál figyelembe kell venni.

Az ismertetett adatok alapján végeredményként megállapíthatjuk, hogy a kifejlesztett alagút-diódás erősítő előnyösen használható mikrohullámú vevőberendezések zajtényezőjének a javítására.

IRODALOM

[1] *Hines, M. E.:* High Frequency Negative Resistance Circuit Principles for Esaki Diode Applications, Bell System T. J. 1960. máj. 477—513 old.

[2] *Tarnay K:* Tunneldiódák, Magyar Híradástechnika, 1961. dec. 229—237 old.

[3] *Scanlan, J. O :* Properties of the Tunnel Diode in C. W. Circuits, Electronic Technology, 1962. júl. 269—276 old.

[4] *Henoch, B.—Kvaerna, Y.:* Stability Criteria for Tunnel Diode Amplifiers. IRE Trans. MTT. 1962. szept. 397—398 old.

[5] *Gentile, S. P.:* Tunneldiódák, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1965.

[6] *Havens, R. C.:* An X-Band Strip Transmission Line Tunnel Diode Amplifier, The Microwave Journal. 1966. máj. 49—54 old.

[7] *Yunoki, H.—Ito, Y.—Kudo, T.—Komizo, H:* 2 Gc-Band Esaki-Diode Amplifier, Fujitsu Scientific and Technical Journal, 1966. máj. 1—30 old.

[8] *Bravetti, A.:* Amplificatori RF a diodo tunnel per ricevitori di ponti radio a microonde, Telecommunicazione 1966. jún. 26—37 old.

[9] *Scanlan, J. O:* Analysis and Synthesis of Tunnel Diode Circuits. John Wiley & Sons, London—New York—Sydney, 1966.

[10] *Okean, H. C.:* Synthesis of Negative Resistance Reflection Amplifiers Employing Band—Limited Circulators, IEEE Trans. MTT. 1966. júl. 323—337 old.

[11] *Sterzer, F.:* Tunnel Diode Devices, Advances in Microwaves, Academic Press, New York—London, 1967. 1—41 old.

[12] *Berceli T.:* Mikrohullámú aktív áramkörök III. Tankönyvkiadó, Budapest, 1969.

[13] *Berceli T:* Stability Investigations on Tunnel Diode Amplifiers, Proceedings of the Fourth Colloquium on Microwave Communication, Vol. IV. Akadémiai Kiadó, Budapest, MT—8, 1—9 old.

SILLAY BÁLINT
Távközlési Kutató Intézet

A PCM vonali jelek átvitelénél használt regenerátor időzítő jelének kinyerésével kapcsolatos megfontolások

ETO: 621.376.56:621.395.387

A PCM jelek átvitele során rendkívül fontos szerep jut a regenerátoroknak. A regenerátor megbízható és helyes működése a vonali jelátvitel alapvető meghatározója. A regenerátorok tervezésénél az időzítő jel kinyerésének módja rendkívül fontos kérdés, ezért a továbbiakban ezt részletesen megvizsgáljuk.

Az időzítő jel kinyerési helyének meghatározása

Azt kell eldöntenünk, hogy az elölről vagy hátulról végzett időzítőjel-kinyerést alkalmazzuk-e a megépítendő ismétlőben.

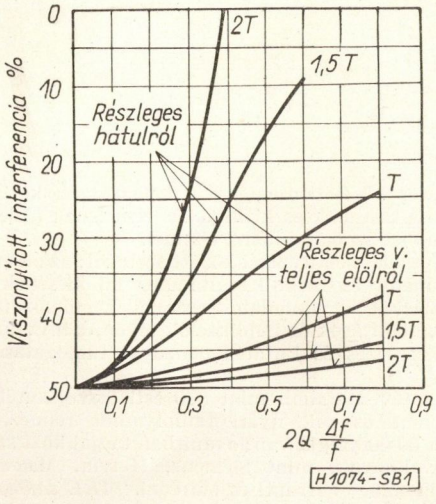
A következő feltételezéseket tehetjük:

a) Az információt hordozó impulzusok T, $1{,}5T$, ill. $2T$ alapszélességű növekvő koszinusz alakú impulzusok.

b) A hangolt kör kimenetén színuszhullám van, melynek csúcstól csúcsig mért amplitúdója megegyezik az előző magasságával. Részleges időzítésnél a pozitív csúcs van a földhöz rögzítve.

Ezek között a körülmények között összehasonlítható az elölről és hátulról gerjesztett részleges és a teljes időzítés. Az utóbbi esetben feltételezhető, hogy a zérusmetszés fázistolása az átlagos értékével adott (közelítőleg $\frac{2Q}{\frac{\Delta f}{f}}$, ahol $\frac{\Delta f}{f}$ az elhangolódás).

Beérkezett: 1970. XII. 30.



1. ábra

Az 1. ábrán látható a megengedhető interferencia az elhangolódás függvényében a fenti három esetben. Különösen figyelemre méltó az az eset, ahol az impulzusszélesség $1{,}5T$ és $2T$ között változik. Kimutatható ugyanis, hogy ez az impulzus alak szükséges az áthallási interferencia csökkentésére az impulzus „igen-nem" döntésénél. Általában az öregedést is figyelembe véve a maximális fáziseltérést $\pm 30°$-on belül lehet tartani egy hangolt körrel, 100-as Q mellett. Az 1. ábrából és abból a következményből, hogy az áthallás miatt az impulzusszélességnek $1{,}5T$ és $2T$ közé kell esnie a hátulról történő időzítés-kinyerés módszere nem alkalmazható.

Kimutatható, hogy a fenti növekvő koszinusz alakú jelalak használata a vizsgálat általánossága szempontjából semmiféle korlátozást nem jelent, mert az eredmények más, hasonló típusú időben akár korlátozott, akár nem korlátozott jelalaknál is érvényesek maradnak.

Az időzítési módok összehasonlítása

Továbbiakban a részleges (elölről történő) és teljes újra időzítést kell összehasonlítanunk. Ezt legegyszerűbben a mintahatás és a véges impulzusszélesség hatása alapján végezhetjük el.

Először a részleges újraidőzítést vizsgálva az alábbi feltételezéseket tehetjük: *a)* a hangolt kört gerjesztő impulzusok nagyon keskeny tűimpulzusok (az elhangolódástól eltekintünk); *b)* az időzítő jel amplitúdója függ az impulzusmintától.

Megjegyzendő, hogy *a)* feltételezés a részleges időzítés egy ideális esetét adja, azonban mint kiderül, még így is alárendelt szerepet játszik a teljes időzítéssel szemben. Ha ezek alapján az időzítő jel amplitúdója (pozitív csúcsa a nullához, mint alapszinthez van rögzítve):

$$U(t) = -\frac{An}{2}\left(1 - \cos\frac{2Tt}{T}\right)$$

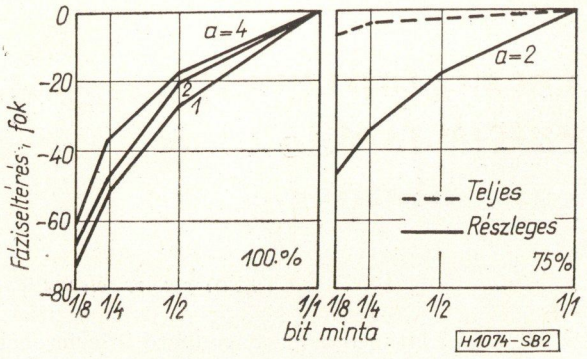
ahol A a csúcstól csúcsig mért amplitúdó, n az M bitből álló kódszóban előforduló impulzusok száma.

Az impulzusalak pedig:

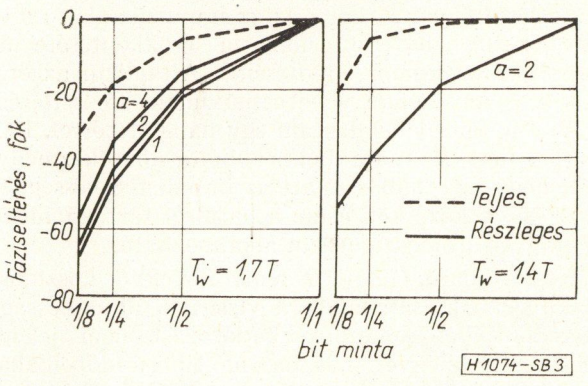
$$P(t) = \frac{1}{2}\left(1 + \cos 2\pi \frac{s}{T} t\right), \quad \text{ha } |t| < \frac{T}{2s}$$

$$P(t) = 0, \text{ ha } |t| \geqq \frac{T}{2s}$$

A képletben $\frac{T}{S}$ az impulzusszélesség.



2. ábra



3. ábra. $P(t) = e^{-4 \ln 10 \left(\frac{t}{T_w}\right)^2}$

A 2. ábrán látható eredményeket kapjuk, ahol az egyes mintáknál előálló fáziseltolódást ábrázoltuk különböző nagyságú átlagos időzítőjel amplitúdó mint paraméter mellett, alapul véve azt az esetet, mikor minden impulzus jelen van a kódszóban.

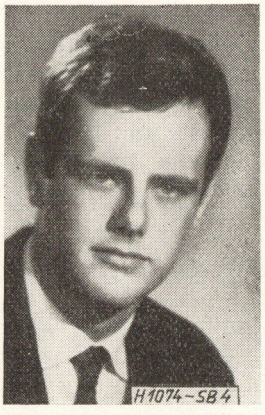
Ugyanezt a vizsgálatot elvégezve teljes újraidőzítésnél szintén a 2. ábrán látható eredmény adódik.

Más impulzusalak, például Gauss jellegű impulzust feltételezve teljesen hasonló eredményre vezet (3. ábra). Ugyancsak hasonló eredményre vezet a nem periodikus minta feltételezésével végzett vizsgálat is.

A 2. és 3. ábra alapján kiderül, hogy a teljes újraidőzítés feltétlen előnnyel rendelkezik a másik információt kinyerő módszerrel szemben.

* * *

SILLAY BÁLINT



Sillay Bálint tudományos munkatárs, okl. villamosmérnök a Budapesti Műszaki Egyetemen, 1964-ben nyerte el a villamosmérnöki címet. Az egyetem elvégzésétől egészen korai és tragikus, 29 éves korában bekövetkezett haláláig, 1970. december 9-ig, mint a Távközlési Kutató Intézet tudományos munkatársa dolgozott.

A rövid tudományos pályafutás, amelyet a korai halál megszakított rendkívül tartalmas volt. A digitális technika különböző kérdéseivel foglalkozott. Egy nemzetközi KGST témában 1000 címes félpermanens tároló tervezésével és építésével vett részt. A fenti témához kapcsolódva az 1,5 Mb/s vonalsebességű PCM vonali átvitel kérdéseit tanulmányozta és ezen belül többfajta regenerátort valósított meg. Nevéhez fűződik egy PCM regenerátorvizsgáló berendezés, amelynek segítségével automatikus méréshatár-választás mellett tudunk hibaarányt és jósági tényezőt mérni. Foglalkozott továbbá a digitális híradástechnika egyéb kérdéseivel is, így például értékes tanulmányban ismertette a primer és szekunder szintű PCM vonali jelek átviteli kérdéseit. A most közreadott rövid tanulmányrészlet rendkívül tömören elemzi a PCM regenerátor időzítési módszereit.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

Az Institution of Electrical Engineers ez év május 17-ével kezdődően egyhetes ünnepséggel emlékezik meg alapításának százéves évfordulójáról. A Londonban tartott központi ünnepség mellett az Egyesült Királyságban és külföldön is sok helyi szervezet rendez ünnepségeket az év folyamán.

Az IEE tevékenysége — a királyi alapító levéllel összhangban — világméretű. Az Egyesületnek csaknem 11 000 külföldi tagja van, akik közül sokan megjelennek az ünnepségeken. A brit és külföldi rokon műszaki egyesültek vezető személyiségei is jelen lesznek.

Az IEE-t 1871-ben alapították „Távírómérnökök Társasága" néven, és mivel abban az időben a távíró volt a nagy eredmény az elektrotechnikában, ezért a Társaság főleg ezzel foglalkozott. Az évek során tevékenységi köre bővült és 1888-ban vette fel jelenlegi nevét.

A jelentős közéleti események mellett széleskörű előadássorozatot is tartanak és kiállítást is rendeznek „Elektrotechnika az ember szolgálatában" címmel.

Az Egyesület célkitűzései között szerepel: az elektrotechnikai tudomány és technika általános fejlődésének segítése, az információk és gondolatok cseréjének előmozdítása konferenciák, kiállítások és publikációk révén, könyvtárak alapítása, a felfedezés és kutatás pénzügyi támogatásának elősegítése.

Az IEE évente több mint 800 esti összejövetelt, kb. 40 kollokviumot és sok nyári tanfolyamot rendez. Jelenleg több mint 60 000 tagja van; a múltban tagjai közt szerepeltek olyan kiválóságok, mint Siemens, Kelvin, Maxwell, Bell, Edison, Fleming, Ferranti és Marconi. *(IEE sajtóközlemény)*

(Folytatás a 146. oldalon)

BÁLINT LAJOS
Távközlési Kutató Intézet

Két- és háromvezetős tápvonalak számítógépes modellezése

ETO: 621.372.82.001.5:681.3

Az áramkörtervezőnek a kívánt specifikációt a megengedett elemkészletbe tartozó elemeket felhasználó áramkörrel kell kielégítenie. Ezeknek az elemeknek a tulajdonságait természetesen jól kell ismernie feladatának mind a tervezés, mind az azt követő analízis fázisában. Az egyes építőelemek viselkedését az illető elemek modellezése során nyert helyettesítőképek írják le. A modell lehetőleg minél egyszerűbb és a tervezés, ill. analízismódszereknek célszerűen kialakított kell, hogy legyen, de ugyanakkor az elem valódi viselkedését — melyet egzaktul leíró véges bonyolultságú modell természetesen nem található — minél jobb közelítéssel kell, hogy leírja.

A modellezés két, egymástól alapvetően különböző úton történhet.

Az egyik esetben mért adatok alapján készítünk egy előre meghatározott topológiájú helyettesítőképet optimalizálással úgy, hogy a mért adatok és a helyettesítőkép segítségével számított adatok vektorai különbségének normáját minimalizáljuk [5].

A második eset az, amikor közvetlenül az elem fizikai jellemzői alapján végezzük a modellezést.

Az első esetben a fő problémát a helyettesítőkép topológiájának megválasztása jelenti, a második esetben a fizikai paraméterek és az elektromos viselkedés közötti kapcsolat felírása és a modellalkotáskor végzett elhanyagolások, ill. közelítések helyénvalóságának eldöntése a feladat megoldásának kritikus része.

Fontos szempont, hogy a modern számítógépes tervezési és analízismódszerekhez jól idomuló modelleket alkossunk, felhasználva a modellezés során is a számítógép nyújtotta lehetőségeket.

A következőkben a mikrohullámú integrált áramkörök alapvető építőeleme, a microstrip tápvonal modellezésének problémája kapcsán a terjedés irányában homogén két, ill. háromvezetős („kétszeresen, ill. háromszorosan összefüggő keresztmetszetű") tápvonalak modellezésével foglalkozunk.

A modellezést a fizikai paraméterek alapján (geometria és anyagjellemzők) végezzük, figyelembe véve a számítógép nyújtotta lehetőségeket. A vizsgált tápvonalak a terjedés irányában homogén, egyébként (a keresztmetszetben) tetszőleges geometriájúak lehetnek. A keresztmetszetet nem mágneses ($\mu=\mu_0$) kisveszteségű anyag (ill. anyagok) töltheti ki teljesen vagy részben (ill. keresztmetszeti felületdarabonként). A fizikai paraméterek és az elektromos viselkedés között a Maxwell-egyenletek segítségével teremtünk kapcsolatot. A modellezés során a sztatikus közelítéssel élünk: azzal a feltételezéssel, hogy a tápvonalra vonatkozó határfeltételek és a Maxwell-egyenletek alapján kiadódó sajátérték-probléma megoldásai (a terjedő módusok) közül csak a legkisebb sajátértékhez tartozó sajátfüggvényt (alapmódus) vesszük figyelembe a modellünkben. Az alapmódus sajátértéke többszörösen összefüggő keresztmetszetű, homogén kitöltő közeggel rendelkező tápvonalak esetén 0, ez a jól ismert TEM-módus [1]. Ha a kitöltő közeg nem homogén, akkor az alapmódus eltér a TEM-től („kvázi-TEM módus"). Ilyen esetekben a modell jóságának eldöntéséhez meg kell vizsgálni az eltérés mértékét, ez a valódi alapmódus meghatározása, vagy esetleg mérések segítségével történhet. A modellben elhanyagolt magasabb módusok hatása is így vizsgálható. TEM módú hullámterjedés esetén a helyettesítőkép kétvezetős esetben egy veszteséges távvezeték, három vezető esetén pedig veszteséges csatolt távvezetékpár. A helyettesítőkép leíró mátrixai a helyettesítőkép paraméterei segítségével felírhatók.

A paraméterek meghatározására elterjedt különböző módszerek (pl. konform leképzéses módszer [6]: célszerű leképzések sorozatán keresztül a — természetesen nem teljesen általános — geometriáról az alkalmas koordinátarendszerben már jól számolható geometriára térünk át; variációs módszer [7]: a helyettesítőkép-paraméterekre variációs kifejezéseket írunk fel, amelyeket célszerűen választott közelítő próbafüggvény-sorokkal értékelünk ki minimalizálás útján stb.) közül mi a keresztmetszeti potenciáleloszlás meghatározásán alapuló numerikus eljárást (véges differenciák módszere [2]) választottuk, gondolva az elvi hibahatár éppen ezzel elérhető legkisebb értékére, és a módszernek a keresztmetszeti geometriára vonatkozó általánosságára. Ezt a módszert alkalmazva a csillapítási tényezők egyszerű számítását is sikerült megoldanunk.

A veszteséges távvezeték és csatolt távvezetékpár leíró mátrixai

Adott (l) hosszúságú veszteséges távvezeték mátrixai felírhatók a távvezeték hullámellenállása (Z_0) és komplex frekvenciája segítségével [1]. Pl. az ellenállásmátrix:

$$\mathbf{Z}=\frac{Z_0}{s}\begin{bmatrix} 1 & \sqrt{1-s^2} \\ \sqrt{1-s^2} & 1 \end{bmatrix},$$

ahol a komplex frekvencia

$$s=\mathrm{th}\left[\left(\alpha_r+\alpha_d+j\frac{\omega}{v_f}\right)l\right],$$

(α_r, ill. α_d az ohmos, ill. a dielektromos veszteségből eredő csillapítási tényezők, ω a frekvencia, v_f a terjedés fázissebessége). A sztatikus közelítésű modellezéskor tehát a Z_0, v_f, α_r és α_d helyettesítőkép-paraméterek értékét kell meghatároznunk.

Beérkezett: 1970. IX. 23.

Csatolt távvezetékpár esetén a helyettesítőkép paramétereit a vezetők általános jellegű gerjesztéskor mutatott tulajdonságai alapján írhatjuk fel. Az általános gerjesztésnek megfelelő megoldás két speciális gerjesztés lineáris kombinációjának megfelelően, azok megoldásából felírható [1]. A keresztmetszet (legalább egyszeres) geometriai szimmetriája esetén (a továbbiakban csak ilyen esetekkel foglalkozunk) ez a két gerjesztés célszerűen a szimmetrikus („even", az egymásra szimmetrikus vezetőkön azonos — φ_e — a harmadikon 0 a potenciál) és az aszimmetrikus („odd", a geometriailag szimmetrikus vezetők egyikén φ_0, másikán $-\varphi_0$, a harmadik vezetőn pedig 0 a potenciál) gerjesztés. Az ilyen szimmetria esetén — mint látni fogjuk — a modell jellemző mátrixai felírhatók a két különböző gerjesztésre külön-külön számított even és odd hullámellenállások, fázissebességek és csillapítási tényezők (Z_{0e} és Z_{00}, v_{fe} és v_{f0}, ill. α_{re} és α_{r0} valamint α_{de} és α_{d0}) alapján.

Az előbb említett nyolc paraméter, valamint a frekvencia és a vizsgált tápvonalszakasz hossza alapján a helyettesítőkép jellemző mátrixai a veszteséges és — dielektrikummal részben kitöltött tápvonal-keresztmetszet esetén — eltérő értékű even és odd fázissebességekkel rendelkező esetre felírhatók [1]. Megadja a veszteségmentes, levegővel kitöltött tápvonal-keresztmetszetű esetre (ilyenkor $\alpha_{re}=\alpha_{r0}=\alpha_{de}=\alpha_{d0}=0$ és $v'_{fe}=v_{f0}=c$, a fénysebesség) a csatolt távvezetékpár ellenállásmátrixát. A modell alapján (a páros és a páratlan gerjesztéshez tartozó hullámok két vezetéken egymástól függetlenül terjednek) a matrix (mely a négy kapun mérhető, vonalintegrálokkal képezhető feszültségek és áramok közötti kapcsolatot írja le) három matrix szorzataként írható: az első és a harmadik tényezőmatrix a vonalintegrállal értelmezett feszültségek, ill. áramok és a módusfeszültségek, ill. áramok közötti kapcsolatot adja meg, és csak a vonalmenti integrálok geometriától függő tényezőit tartalmazza, a második tényezőmatrixban pedig az egymástól függetlenül (csatolatlan távvezetékeken) terjedő even, ill. odd módus terjedési viszonya szerepel, és két — a két azonos terjedési viszonyokkal bíró egyszerű távvezetékre vonatkozó ellenállásmatrix — blokkot tartalmaz a diagonáljában:

$$\mathbf{M}_1=\begin{bmatrix} \xi & 0 & \varkappa & 0 \\ \xi & 0 & -\varkappa & 0 \\ 0 & \xi & 0 & -\varkappa \\ 0 & \xi & 0 & \varkappa \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{M}_2=\frac{\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}}{s}\begin{bmatrix} 1 & \sqrt{1-s^2} & 0 & 0 \\ \sqrt{1-s^2} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \sqrt{1-s^2} \\ 0 & 0 & \sqrt{1-s^2} & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{M}_3=\begin{bmatrix} 1/2\eta & 1/2\eta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2\eta & 1/2\eta \\ 1/2\nu & -1/2\nu & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/2\nu & 1/2\nu \end{bmatrix},$$

ahol ξ, $\varkappa$, η, ν a vonalintegrálok geometriától függő tényezői [1], és amelyekre

$$\varepsilon_0\frac{\eta}{\xi}=C_e,$$

illetve

$$\varepsilon_0\frac{\nu}{\varkappa}=C_0$$

a páros, ill. páratlan gerjesztés esetén egy vezetőre vonatkozó teljes kapacitás.

A leíró matrixok gyakorlatban használt alakját a hármas szorzat elvégzésével és a

$$\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}\frac{\xi}{\eta}=\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}\frac{1}{C_e}=Z_{0e}$$

illetve (1)

$$\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}\frac{\varkappa}{\nu}=\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}\frac{1}{C_0}=Z_{00}$$

(hullámellenállások) bevezetésével kapjuk.

Annak felismerése után, hogy a veszteségesség és a fázissebességek eltérése csak a második tényező matrixot változtatja meg, az ellennállásmatrix dielektrikummal részben kitöltött veszteséges esetre történő felírásakor [1] levezetéséhez hasonlóan kell eljárnunk, de a két kétdimenziós blokk a hármas matrixszorzat középső tényezőjében most különböző, és ez a matrix a következő:

$$\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}\begin{bmatrix} \frac{1}{s_1\sqrt{\varepsilon_{re}}}\begin{bmatrix} 1 & \sqrt{1-s_1^2} \\ \sqrt{1-s_1^2} & 1 \end{bmatrix} & 0 \\ 0 & \frac{1}{s_2\sqrt{\varepsilon_{r0}}}\begin{bmatrix} 1 & \sqrt{1-s_2^2} \\ \sqrt{1-s_2^2} & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

ahol

$$s_1=\mathrm{th}\left[\left(\alpha_{re}+\alpha_{de}+j\frac{\omega}{v_{fe}}\right)l\right]$$

$$s_2=\mathrm{th}\left[\left(\alpha_{r0}+\alpha_{d0}+j\frac{\omega}{v_{f0}}\right)l\right]$$

és ε_{re}, ill. ε_{r0} a teljes keresztmetszetre vonatkozó even, ill. odd módú — mint később látni fogjuk, nem feltétlenül egyenlő — relatív dielektromos állandók.

Végül is, elvégezve a matrixok összeszorzását, az ellenállásmatrix a következő alakú lesz:

$$\mathbf{Z}=\frac{1}{2}\begin{bmatrix} \alpha & \beta & \gamma & \delta \\ \beta & \alpha & \delta & \gamma \\ \gamma & \delta & \alpha & \beta \\ \delta & \gamma & \beta & \alpha \end{bmatrix},$$

ahol

$$\alpha=\frac{1}{s_1}Z_{0e}+\frac{1}{s_2}Z_{00},$$

$$\beta=\frac{1}{s_1}Z_{0e}-\frac{1}{s_2}Z_{00},$$

$$\gamma=\frac{\sqrt{1-s_1^2}}{s_1}Z_{0e}-\frac{\sqrt{1-s_2^2}}{s_2}Z_{00},$$

$$\delta=\frac{\sqrt{1-s_1^2}}{s_1}Z_{0e}+\frac{\sqrt{1-s_2^2}}{s_2}Z_{00}$$

és (1) helyett most

$$Z_{0e}=\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0\varepsilon_{re}}}\,\frac{\xi}{\eta}=\sqrt{\varepsilon_{re}\varepsilon_0\mu_0}\,\frac{1}{C_e}\,,$$

$$Z_{00}=\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0\varepsilon_{r0}}}\,\frac{\varkappa}{\nu}=\sqrt{\varepsilon_{r0}\varepsilon_0\mu_0}\,\frac{1}{C_0}\,.$$

Az előbbiekhez hasonlóan (vagy akár az ellenállásmatrixból kiindulva) bármelyik leírómatrixot felírhatjuk. Meg kell tehát határoznunk a modellezés során a kétféle hullámellenállást, fázissebességet, és ohmos, ill. dielektromos csillapítási tényezőket, valamint (ha nem azonosak) a kétféle használandó relatív dielektromos állandót.

A távvezeték paramétereinek meghatározása

A helyettesítőkép paramétereit a tápvonal-keresztmetszet sztatikus potenciáleloszlásából határozzuk meg.

A TEM módus hullámellenállása és fázissebessége a vezetők között mérhető sztatikus kapacitásból, ill. a kitöltő (nem mágneses) közeg relatív dielektromos állandójából meghatározhatók [1]:

$$Z_0=\frac{\sqrt{\varepsilon_r\varepsilon_0\mu_0}}{C} \tag{2}$$

ill.

$$v_f=\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r\varepsilon_0\mu_0}}\,. \tag{3}$$

A hosszegységre eső sztatikus kapacitás a vezetőkön tárolt Q töltésből és a vezetők sztatikus potenciálkülönbségéből (V_0) számítható:

$$C=\frac{Q}{V_0}\,.$$

A töltést D_n (az eltolásvektor normális komponense) egy az egyik vezetőt körülvevő egységnyi hosszú felületdarab (lényegében tehát egy az illető vezető kontúrját a keresztmetszetben körülvevő zárt görbe) mentén vett integrálja adja:

$$Q_{\Delta z}=\int_L D_n\,dl$$

ahol

$$D_n=\varepsilon E_n=\varepsilon\,\frac{\partial V}{\partial n}\,,$$

vagyis Q a potenciáleloszlásból számítható.

Abban az esetben, ha a kitöltő dielektromos közeg nem homogén, probléma, hogy milyen ε_r értéket kell a (2) és (3)-ban használni. Ilyenkor azzal a megoldással élünk, hogy a kitöltő közeg jelenlétében és az anélkül számolt C, ill. C_0 kapacitásokból (ezeket a kapacitás definíciója alapján számoltuk) az

$$\varepsilon_{\text{eff}}=C/C_0$$

összefüggéssel egy „effektív" relatív dielektromos állandót vezetünk be [2] (mintha egy ε_{eff} dielektromos állandójú fiktív homogén közeg töltené ki a tápvonal-keresztmetszetet). Ezzel a (2) és (3) összefüggések a

$$Z_0=\sqrt{\frac{\varepsilon_0\mu_0}{CC_0}} \tag{4}$$

és

$$v_f=\sqrt{\frac{C_0}{\varepsilon_0\mu_0 C}} \tag{5}$$

kifejezésekre módosulnak.

A csillapítási tényezők számítását a potenciáltérből az A_1 és A_2 — terjedésirányra merőleges — síkokkal kihasított Δz tápvonalhosszon elvesző

$$\Delta P=\mathrm{Re}\left[\int_{A_1}\overline{E}\times\overline{H}^*\,\overline{\mathrm{d}A}-\int_{A_2}\overline{E}\times\overline{H}^*\,\overline{dA}\right]=$$

$$=\mathrm{Re}\int_F\overline{E}\times\overline{H}^*\,\overline{dF}+\int_V\frac{\overline{J}\overline{J}^*}{\sigma_d}\,\mathrm{d}V \tag{6}$$

(első tagja a falba áramló ohmos veszteségi teljesítmény: F a Δz hosszú szakaszhoz tartozó össz-fémfelület; második tagja a Δz szakasz V térfogatában disszipált, a $\overline{J}$ áramsűrűségből és a kitöltő közeg σ_d vezetőképességéből számítható dielektromos veszteségi teljesítmény) teljesítményből, a

$$P(z)=P(0)e^{-2\alpha z}$$

összefüggésből adódó definíciós jellegű

$$\alpha=\frac{1}{2}\,\frac{1}{P}\,\frac{\Delta P}{\Delta z} \tag{7}$$

(P a tápvonalon haladó — itt állandónak tekintett — teljesítmény, értéke $V_0I_0^*=V_0V_0^*/Z_0$ és V_0-t egységnyire vettük fel) összefüggés alapján számoljuk (végig feltételezve, hogy a kitöltő közeg nem mágneses anyag); (6)-ból [1] alapján az ohmos veszteségi teljesítmény

$$\Delta P_r=\Delta z\,\mathrm{Re}\oint_C\overline{n}(\overline{E}\times\overline{H}^*)\,ds$$

($\overline{n}$ a normál egységvektor), amit az ([1], 50. old.),

$$\overline{n}(\overline{E}\times\overline{H}^*)=(\overline{n}\times\overline{E})\,\overline{H}^*=\frac{1}{2}\,\omega\mu_0\,\delta_s(1+j)\overline{H}\overline{H}^*$$

(itt $\delta_s=\sqrt{2/\omega\mu_0\sigma_f}$, a skin-mélység) és a

$$\overline{H}\overline{H}^*=|\overline{H}|^2=\frac{\varepsilon_{\text{eff}}\varepsilon_0}{\mu_0}\,|\overline{E}|^2,$$

valamint a síkbeli)

$$|\overline{E}|^2=\left(\frac{\partial V}{\partial x}\right)^2+\left(\frac{\partial V}{\partial y}\right)^2$$

összefüggések figyelembevételével beírva (7)-be, végül is az ohmos veszteségből eredő csillapítási tényezőre

$$\alpha_r = \frac{1}{4}\,\varepsilon_{\text{eff}}\varepsilon_0 \sqrt{\frac{2\omega}{\mu_0\sigma_f}}\, Z_0 \oint_C \left[\left(\frac{\partial V}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial y}\right)^2\right] ds \qquad (8)$$

adódik, ahol ω a frekvencia, σ_f a fémrészek fajlagos vezetőképessége és a $C = C_1 + C_2$ (a keresztmetszetben a vezetők zárt kontúrgörbéi) mentén kell integrálnunk. A dielektromos közegben bekövetkező veszteségből eredő csillapítási tényező felírásánál (6) utolsó tagját kell (7)-be írni, ekkor a

$$\bar{J} = \sigma_d \bar{E}$$

összefüggéssel (σ_d a dielektrikum fajlagos vezetőképessége) az előbbihez hasonlóan homogén dielektrikummal részben kitöltött tápvonal-keresztmetszet esetén az

$$\alpha_d = \frac{1}{2} Z_0 \sigma_d \int_A \left[\left(\frac{\partial V}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial y}\right)^2\right] dA \qquad (9)$$

összefüggést kapjuk (A a tápvonal-keresztmetszet dielektrikummal kitöltött része), amit — felismerve, hogy itt

$$\left(\frac{\partial V}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial y}\right)^2 = -\operatorname{div}_T (V\bar{E})$$

hiszen $\bar{E} = -\operatorname{grad} V$-vel

$$\operatorname{div}(V\bar{E}) = V \operatorname{div} \bar{E} + \bar{E} \operatorname{grad} V =$$

$$= -V \operatorname{divgrad} V - (\operatorname{grad} V)^2$$

és a Laplace-egyenlet kielégítése miatt $\operatorname{divgrad} V = \Delta V$ zérus — a

$$\int_A \operatorname{div}_T \bar{v}\, dA = \oint_L (-v_y\, dx + v_x\, dy)$$

síkbeli Gauss—Osztrogradszkij-tétel alkalmazásával (itt $\bar{v} = V\bar{E}$) tovább egyszerűsíthetünk:

$$\alpha_d = \frac{1}{2} Z_0 \sigma_d \oint_L \left[-\left(V\frac{\partial V}{\partial y}\right) dx + \left(V\frac{\partial V}{\partial x}\right) dy\right] \qquad (10)$$

itt L az A határgörbéje.

α_d meghatározására (10)-et akkor célszerű használni, ha σ_d a vizsgált frekvenciasávban közel állandó. Ha ez a feltevés inkább tg δ-ra (a dielektrikum veszteségi szögének tangensére) teljesül — és a gyakorlatban ez általában így van —, akkor a

$$\sigma_d = \omega\varepsilon \operatorname{tg} \delta$$

helyettesítéssel kell (10)-et alkalmazni. Így α_d a frekvenciával lineárisan nő.

A csatolt távvezetékpár paraméterei

A (legalább) egyszeres geometriai szimmetriájú esetet vizsgáljuk. A páros és páratlan gerjesztés esetének megfelelően két különböző határfeltételű esetben kell ismernünk a keresztmetszeti potenciáleloszlást, sőt, ha a dielektrikum nem homogén, az előző szakaszban mondottakhoz hasonlóan a kitöltő közeg jelenlétében és a levegővel kitöltött keresztmetszet esetén kialakuló potenciáltérre is szükségünk van. Mindkét esetben elég a fél keresztmetszetet tekinteni a potenciáltér meghatározásakor. Szimmetrikus gerjesztésnél a geometriai szimmetria tengelyén elektromos falat, aszimmetrikus gerjesztés esetén mágneses falat kell felvennünk. A potenciálterek és az even és odd paraméterek (Z_{0e}, Z_{00}, v_{fe}, v_{f0}, α_{re}, α_{r0}, α_{de}, α_{d0}) meghatározása a korábbiakhoz teljesen hasonló módon történik. Mindkét gerjesztés esetén a vezetőkön tárolt töltés meghatározásával rögtön azt a (C_e, C_{0e}, C_0, ill. C_{00}) kapacitást számíthatjuk, amely a hullámellenállások, ill. a fázissebességek (2), ill. (3) képletében (most külön even és külön odd esetre is) szerepelnek.

A keresztmetszeti potenciálterek meghatározása

Láthatjuk, hogy a helyettesítőkép-paraméterek meghatározásához a keresztmetszeti sztatikus potenciálteret (tereket) kell ismernünk. A potenciál a síkbeli Laplace-egyenletnek tesz eleget, és kielégíti a tápvonalra vonatkozó határfeltételeket. A Laplace-egyenlet az elliptikus típusú parciális differenciál egyenletek egy speciális esete. Megoldására a — bonyolultabb vezérgörbéjű geometriákból adódó peremfeltételek esetén is alkalmas — véges differenciák módszerét ([2], [3]) alkalmazzuk. A módszert az 1. Függelékben általánosan és részletesen ismertetjük, különös figyelmet fordítva azonban a Laplace-egyenlet esetére.

Kétszeresen összefüggő keresztmetszetű esetben peremfeltételként célszerűen az egyik vezetőre 0, a másikra egységnyi potenciálértéket írunk elő.

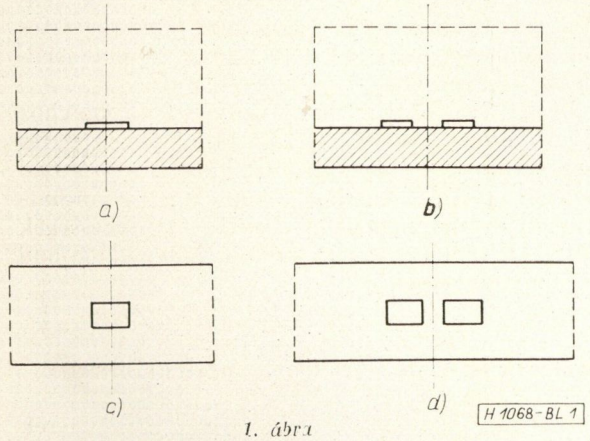
Igen hasznos konkrét feladatoknál az előre ismert esetleges szimmetriákat kihasználni, és az elektromos falaknál a normális irányú potenciálderiváltra, mágneses fal esetén a potenciálértékre írva elő 0 peremfeltételt, a hálópontok számát felezni, esetleg többszörösen lecsökkenteni.

Háromszorosan összefüggő keresztmetszetű (szimmetrikus) esetben a peremfeltételek célszerű felvétele és a szimmetria kihasználása (célszerűen itt φ_e és φ_0 értékét is egységnyire választjuk) a már korábban említett módon történik. Itt is kihasználhatjuk az esetleges egyéb szimmetriákat.

A véges differenciák módszere — mint az 1. Függelékből látható — a keresztmetszeti potenciáleloszlást a tartomány diszkrét pontjaiban szolgáltatja. Az anyagjellemzők ugrásszerű változása esetén új peremfeltételeket kell előírni. A véges differenciák módszerében ezt a 2. Függelékben leírt módon vehetjük figyelembe. Az elektromos térerősség és a csillapítási tényezők számításakor szükséges deriválásokat, valamint a tárolt töltés és a csillapítási tényezők meghatározásakor elvégzendő integrálásokat numerikusan hajtjuk végre. A szimmetriák kihasználásával az integrálási utaknak is esetleg csak egy részét kell végigjárnunk.

Számítógépprogramok a szalagtápvonalak és microstrip tápvonalak modellezésére

Az előbbiekben leírt módszer alapján számítógépprogramokat dolgoztunk ki az 1. ábrán látható szalagtápvonalak *(c)* és szigetelő alapú microstrip tápvonalak *(a)*, ill. az ezeknek megfelelő szimmetrikus csatolt tápvonalak *(d)*, ill. *(b)* modellezésére.

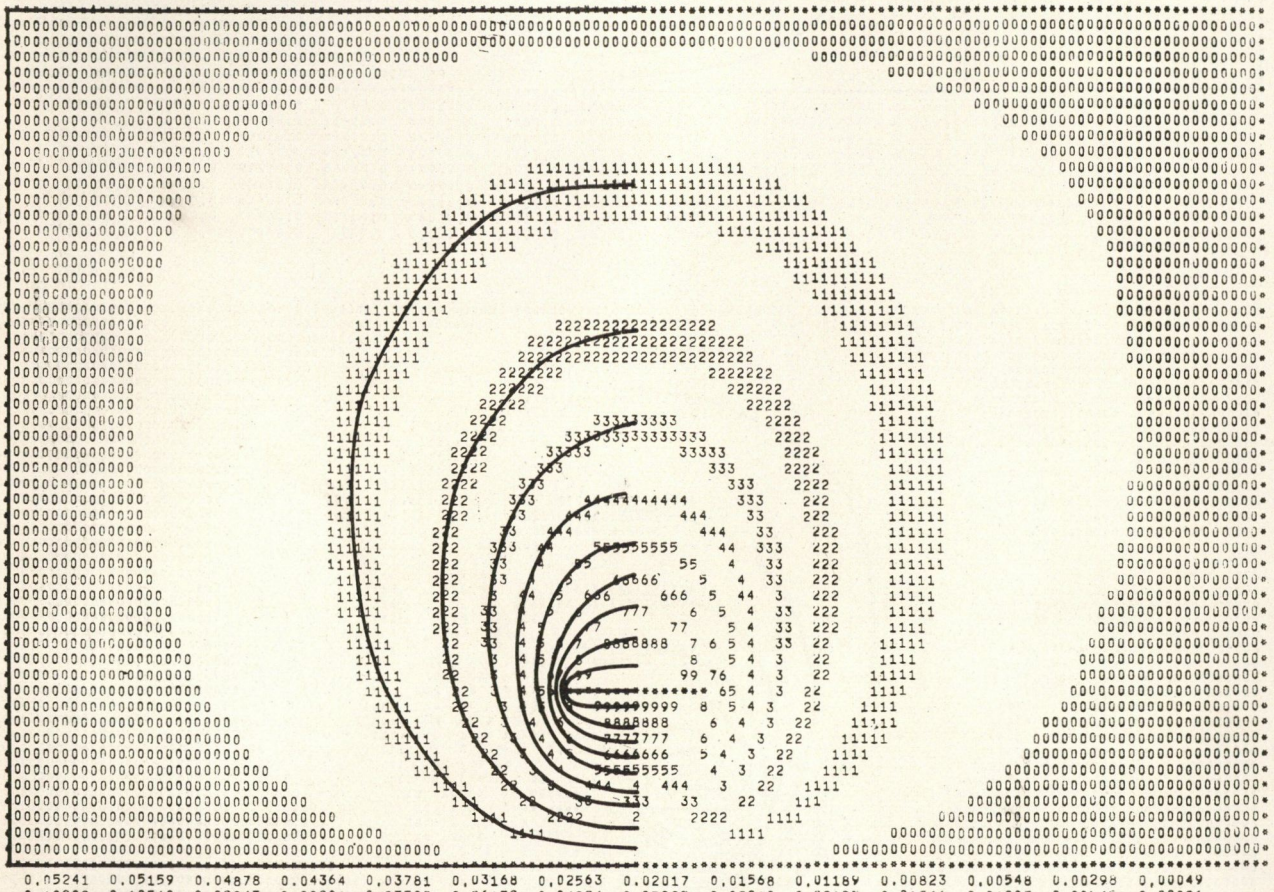


1. ábra

A programok bemenő adatai (adatlap kitöltésével igen egyszerűen adhatók meg): a tápvonal-keresztmetszet geometriai adatai, az anyagállandók, a frekvencia és a kívánt számítási pontosság. Kimenetként a program a helyettesítőkép-paraméterek értékét szolgáltatja, és kívánságra a keresztmetszeti sztatikus potenciáleloszlás ábráját (példaként ld. a 2—5. ábrákat: 2. microstrip a szigetelő nélkül; 3. microstrip a szigetelő jelenlétében; 4. csatolt microstrip szigetelővel, szimmetrikus gerjesztésnél; 5. csatolt microstrip szigetelővel, aszimmetrikus gerjesztés esetén, az utóbbinál az ábra bal oldalán a potenciálértékek negatív előjellel értendők) is kirajzolja.

A programok illeszkednek a Távközlési Kutató Intézetben részben már kidolgozott, részben még fejlesztés alatt álló számítógépes tervezési programrendszerbe, kimenő adataik közvetlenül bemenő adatai az áramkör-analízisprogramoknak [8].

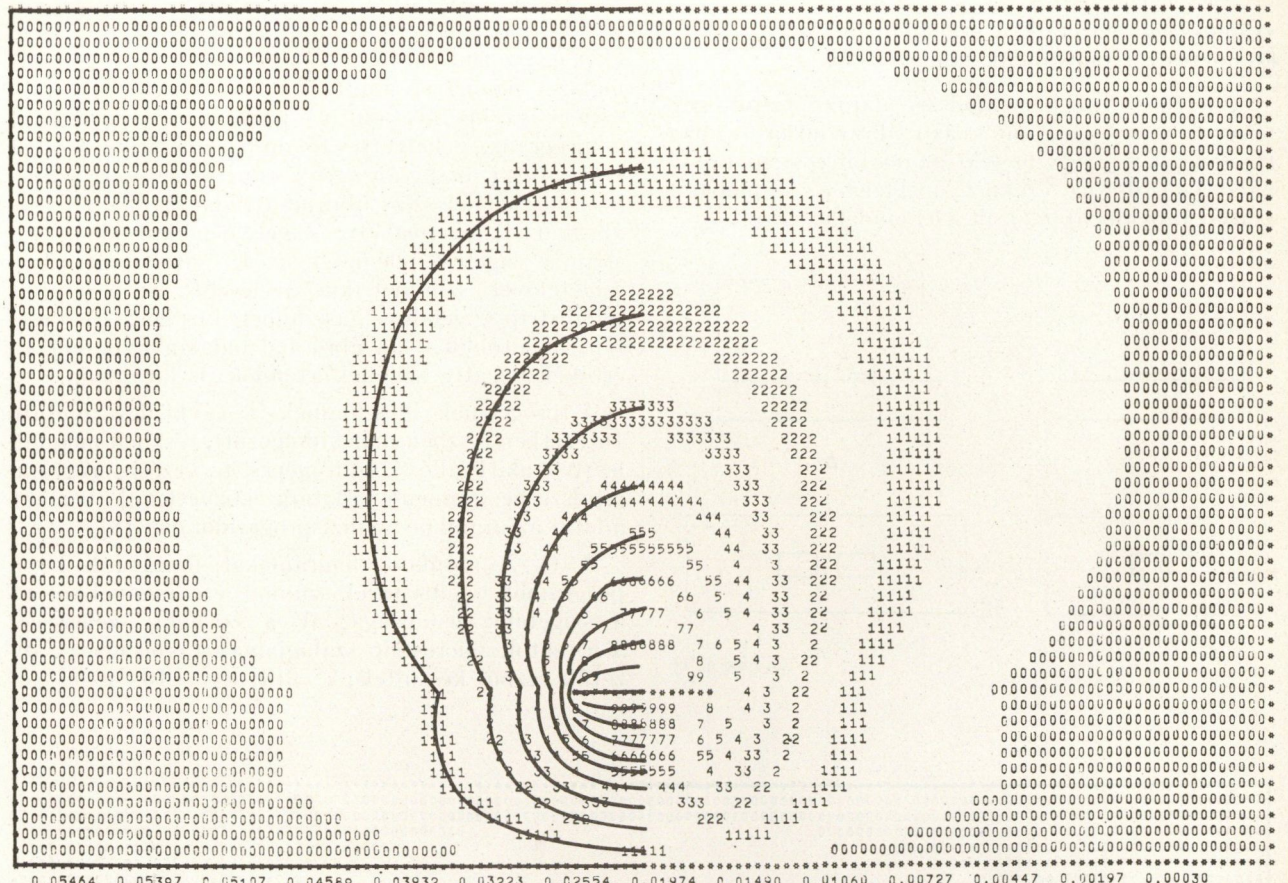
A 6—7. ábrákon diagramokat mutatunk be a programok segítségével számolt eredményekből (S a szigetelő vastagsága; W a szalagok szélessége; T a csatolt microstrip szalagjainak távolsága. A vezetők rézből készültek; $\varepsilon_r = 10$; $\operatorname{tg} \delta = 10^{-3}$).



0,05241	0,05159	0,04878	0,04364	0,03781	0,03168	0,02563	0,02017	0,01568	0,01189	0,00823	0,00548	0,00298	0,00049
0,10909	0,10560	0,09847	0,08806	0,07509	0,06179	0,04924	0,03825	0,02918	0,02185	0,01546	0,01003	0,00545	0,00096
0,16516	0,16552	0,15473	0,13623	0,11362	0,09019	0,07000	0,05373	0,04014	0,02960	0,02116	0,01374	0,00714	0,00125
0,24696	0,24314	0,21949	0,18485	0,14773	0,11433	0,08635	0,06405	0,04698	0,03415	0,02439	0,01574	0,00862	0,00151
0,37562	0,36021	0,30794	0,24168	0,18094	0,13165	0,09454	0,06734	0,04760	0,03348	0,02350	0,01476	0,00807	0,00143
0,58714	0,54658	0,42397	0,29635	0,20106	0,13656	0,09276	0,06319	0,04332	0,02942	0,02014	0,01266	0,00673	0,00118
0,93563	0,90920	0,52185	0,30041	0,18593	0,11745	0,07584	0,04995	0,03285	0,02182	0,01445	0,00941	0,00481	0,00083
0,51074	0,47432	0,32275	0,19218	0,11309	0,06891	0,04332	0,02763	0,01711	0,01117	0,00691	0,00462	0,00192	0,00056
0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000

H 1068-BL 2

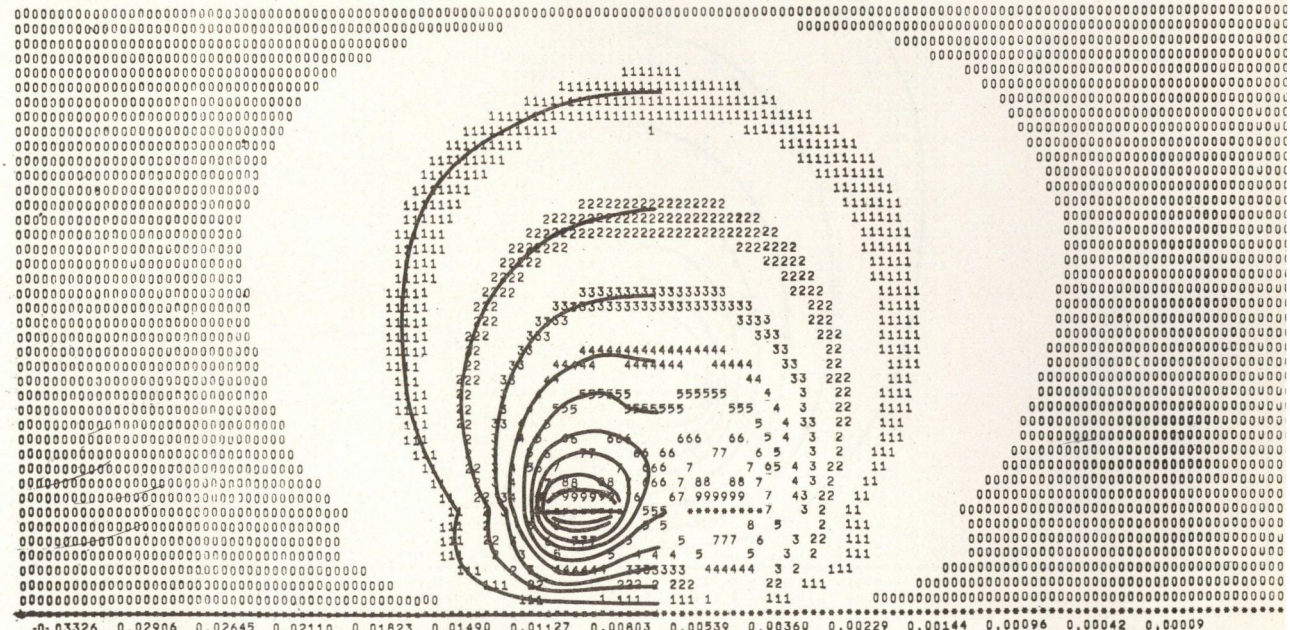
2. ábra



0,05464	0,05397	0,05107	0,04589	0,03932	0,03223	0,02554	0,01974	0,01490	0,01060	0,00727	0,00447	0,00197	0,00030
0,11174	0,11128	0,10412	0,09214	0,07753	0,06278	0,04949	0,03794	0,02852	0,02058	0,01417	0,00889	0,00419	0,00065
0,18032	0,17802	0,16256	0,14052	0,11494	0,09081	0,06967	0,05231	0,03853	0,02772	0,01898	0,01184	0,00560	0,00093
0,26376	0,25829	0,23141	0,19194	0,15086	0,11408	0,08382	0,06077	0,04397	0,03124	0,02105	0,01317	0,00599	0,00086
0,39107	0,37359	0,31548	0,24185	0,17626	0,12488	0,08739	0,06094	0,04253	0,02971	0,01966	0,01239	0,00584	0,00084
0,59847	0,55454	0,41972	0,28030	0,18110	0,11691	0,07583	0,05003	0,03326	0,02245	0,01474	0,00903	0,00415	0,00053
0,93743	0,91023	0,48616	0,25063	0,13826	0,07905	0,04652	0,02842	0,01811	0,01182	0,00796	0,00465	0,00190	0,00013
0,51721	0,45911	0,31227	0,17868	0,10377	0,06220	0,03902	0,02510	0,01651	0,01085	0,00733	0,00427	0,00231	0,00025
0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000

3. ábra

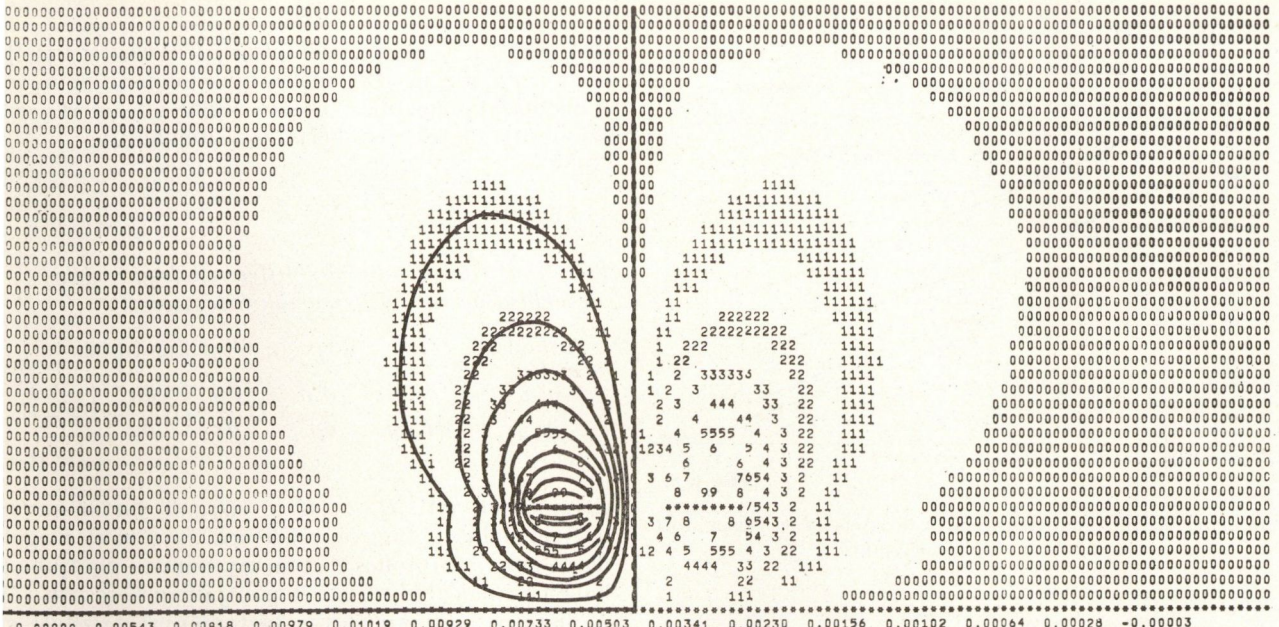
H 1068-BL 3



-0,03326	0,02906	0,02645	0,02110	0,01823	0,01490	0,01127	0,00803	0,00539	0,00360	0,00229	0,00144	0,00096	0,00042	0,00009
0,09009	0,09295	0,08018	0,06750	0,05694	0,04403	0,03270	0,02380	0,01650	0,01104	0,00714	0,00468	0,00312	0,00149	0,00055
0,13100	0,13649	0,12999	0,11719	0,09583	0,07259	0,05315	0,03767	0,02523	0,01701	0,01114	0,00725	0,00482	0,00264	0,00076
0,18368	0,18496	0,17440	0,15666	0,12776	0,09746	0,07079	0,04890	0,03302	0,02133	0,01362	0,00865	0,00563	0,00345	0,00117
0,25392	0,25025	0,23541	0,20279	0,15829	0,11452	0,07854	0,05250	0,03415	0,02245	0,01463	0,00957	0,00614	0,00388	0,00143
0,34127	0,33626	0,31723	0,26051	0,19092	0,12854	0,08251	0,05168	0,03290	0,02086	0,01341	0,00848	0,00544	0,00339	0,00099
0,44190	0,45784	0,42622	0,33284	0,21876	0,13299	0,07863	0,04708	0,02881	0,01795	0,01114	0,00712	0,00430	0,00245	0,00061
0,54641	0,61482	0,59730	0,41205	0,22880	0,12049	0,06445	0,03743	0,02219	0,01334	0,00855	0,00479	0,00272	0,00174	0,00032
0,57115	0,88768	0,89799	0,45529	0,18283	0,07998	0,04148	0,02293	0,01272	0,00827	0,00389	0,00243	0,00139	0,00048	0,00034
0,38943	0,51988	0,54037	0,31500	0,14377	0,07129	0,03935	0,02053	0,01186	0,00571	0,00380	0,00176	0,00110	0,00089	0,00048
0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000

4. ábra

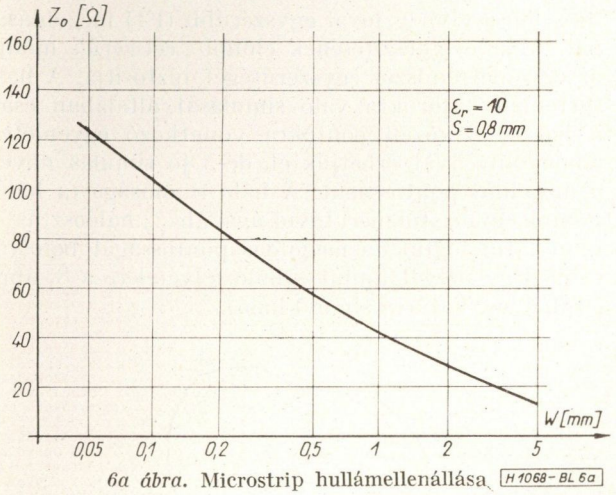
H 1068-BL4



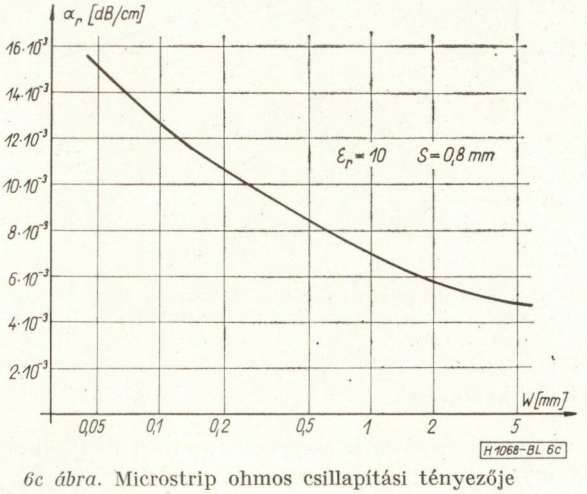
0,00000	0,00543	0,00818	0,00979	0,01019	0,00929	0,00733	0,00503	0,00341	0,00230	0,00156	0,00102	0,00064	0,00028	-0,00003
0,00000	0,01494	0,02453	0,03119	0,03089	0,02733	0,02198	0,01615	0,01133	0,00788	0,00537	0,00354	0,00233	0,00111	0,00017
0,00000	0,02941	0,04881	0,05625	0,05435	0,04652	0,03577	0,02590	0,01814	0,01251	0,00855	0,00577	0,00399	0,00200	0,00061
0,00000	0,04509	0,07630	0,08859	0,08363	0,06807	0,04960	0,03435	0,02369	0,01638	0,01104	0,00726	0,00485	0,00266	0,00075
0,00000	0,07165	0,11805	0,12869	0,11164	0,08407	0,05997	0,04156	0,02814	0,01884	0,01268	0,00854	0,00574	0,00342	0,00118
0,00000	0,11890	0,18541	0,18572	0,14415	0,09889	0,06541	0,04254	0,02731	0,01781	0,01177	0,00778	0,00525	0,00326	0,00112
0,00000	0,20891	0,30053	0,26336	0,17493	0,10738	0,06518	0,03895	0,02417	0,01555	0,00998	0,00675	0,00435	0,00284	0,00087
0,00000	0,39012	0,50498	0,36138	0,19235	0,10180	0,05354	0,03080	0,01886	0,01155	0,00789	0,00496	0,00329	0,00180	0,00035
0,00000	0,81727	0,87775	0,41714	0,15975	0,06691	0,03322	0,01847	0,01027	0,00736	0,00443	0,00287	0,00141	0,00099	0,00011
0,00000	0,46381	0,50869	0,29116	0,13080	0,06470	0,03500	0,01982	0,01197	0,00710	0,00381	0,00223	0,00137	0,00066	0,00039
0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000

H 1068-BL5

5. ábra

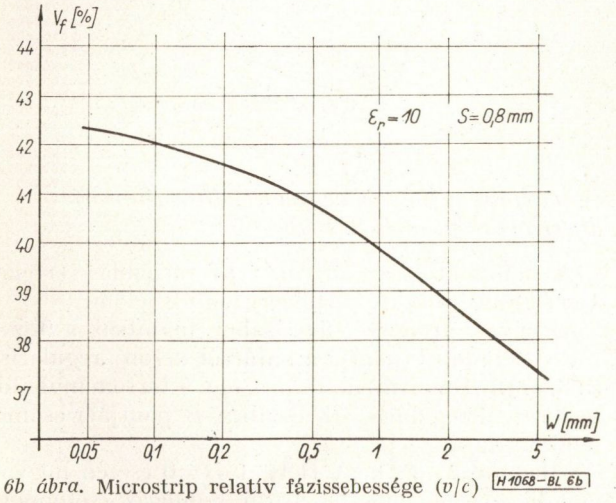


6a ábra. Microstrip hullámellenállása H 1068-BL 6a

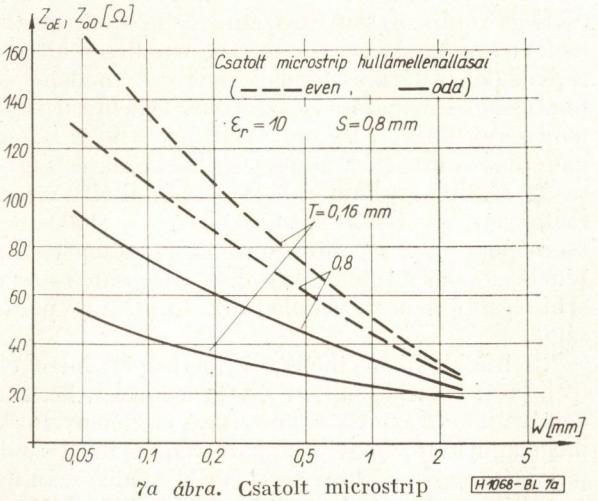


H 1068-BL 6c

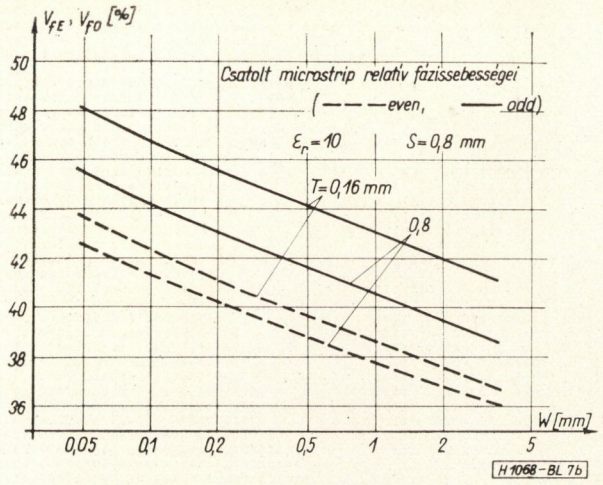
6c ábra. Microstrip ohmos csillapítási tényezője



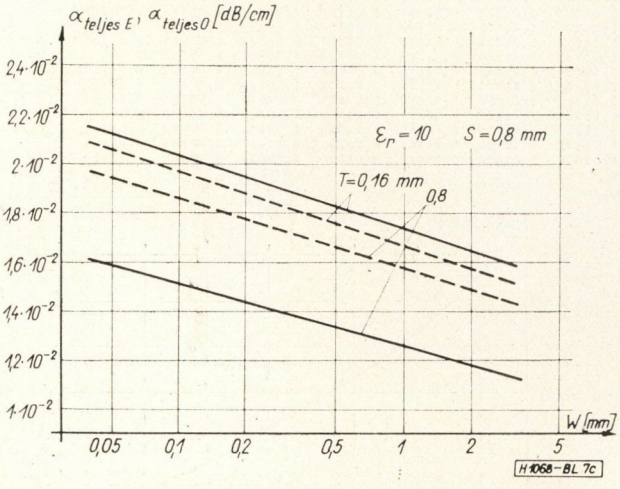
6b ábra. Microstrip relatív fázissebessége (v/c) H 1068-BL 6b



7a ábra. Csatolt microstrip hullámellenállásai (szaggatott: even, folytonos: odd) H 1068-BL 7a



7b ábra. Csatolt microstrip relatív fázissebességei (szaggatott: even, folytonos: odd)



7c ábra. Csatolt microstrip teljes csillapítási tényezői (szaggatott: even, folytonos: odd)

Következtetések

Az előbbiekben ismertetett módszer igen alkalmas bonyolultabb keresztmetszetű kétszeresen, ill. háromszorosan (megfelelő szimmetriaviszonyok esetén esetleg többszörösen) összefüggő keresztmetszetű, dielektrikummal akár részben, akár teljesen kitöltött tápvonalak sztatikus modellezésére. A módszer elvi pontossági hibahatára a sztatikus közelítésű ismert módszerek közül a legjobb. Hátránya, hogy közepes méretű számítógépek esetén is a memória és a gyorsaság szabta korlátok miatt (az általunk vizsgált esetekben — GIER-számítógépen — 4000 belső csomópont és 2% pontossági előírás esetén egy potenciáleloszlás meghatározásához átlagosan 5—8 perc szükséges!) nem követelhetünk igen nagy pontosságot.

Az irodalomban található mérési eredményeket ([9], [10]) összehasonlítva a véges differenciák módszerével nyert sztatikus közelítésű eredményeinkkel, megállapítható, hogy a valódi alapmódus terjedési paraméterei és a feltételezett TEM módus számított paraméterei között a különbség — nem túl nagy frekvenciák esetén — maximálisan néhány százalék. A csatolt microstrip csillapítási tényezőire kapott eredményeink jóságát igazoló irodalomra nem tudunk hivatkozni, mert ezekre eddig sem mért, sem számított adatok nem kerültek publikálásra.

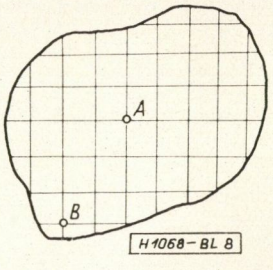
1. Függelék

Elliptikus típusú parciális differenciálegyenletek megoldása a véges differenciák módszerével

A módszer elve az, hogy az elliptikus típusú

$$A\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}+2B\frac{\partial^2 u}{\partial x\,\partial y}+C\frac{\partial^2 u}{\partial y^2}+D\frac{\partial u}{\partial x}+E\frac{\partial u}{\partial y}+Fu=G \tag{F1}$$

egyenletnek (A, B, ...G a vizsgált tartományon differenciálható függvényei x-nek és y-nak) megoldását nem a folytonos tartomány minden pontjában, hanem annak csak diszkrét pontjaiban keressük [3]. A diszkrét pontokat egy a tartományra feszített és célszerűen lehetőleg szabályos, egymással párhuzamos, ill. merőleges, esetleg egyéb speciális irányú vonalakból, mint osztóvonalakból alkotott, a tartományhatárokra jól simuló és elegendően finom háló csomópontjai jelölik ki. Az egyes pontok keresett $u(x;\,y)$ értékeire — mint látni fogjuk — lineáris differencia-egyenletrendszert írhatunk fel, ennek megoldása elvileg jóval egyszerűbb (F1) megoldásánál. A háló elkészítésének előbbi „célszerű" módja az egyenletrendszer egyszerűségét biztosítja. A háló tartományhatárokra való simulását általában csak a határhoz közeli pontokra vonatkozó egyenletek elbonyolításával érhetjük el, de a jó simulás növeli a megoldás pontosságát. A háló finomsága (a hálópontok egymástól mért távolsága, „h": „hálóosztás"), mint látni fogjuk, a megoldás pontosságát befolyásolja. Egy példát mutat a háló felvételére a 8. ábra (szabályos, határra simuló háló).



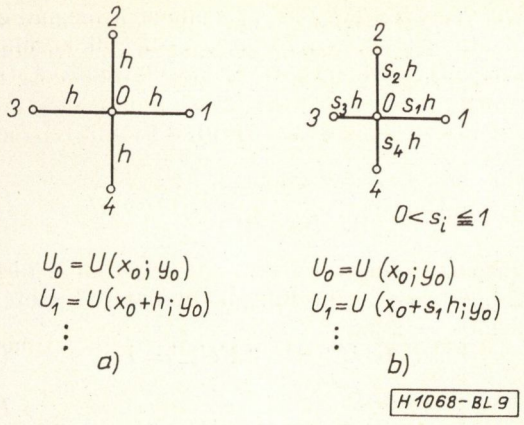
8. ábra

A parciális differenciálegyenlet átírása lineáris differencia-egyenletrendszerbe

A hálópontokban az $u(x;\,y)$ megoldás értékét $U(x;\,y)$-nal (diszkrét értékek) fogjuk jelölni.

Az egyenletrendszer felírásához tekintsük a 9. ábrát. A 9*a* ábra 0 pontja a határtól távoli „reguláris" (l. 8. ábra A pontja), a 9*b* ábra egy a tartományhatár melletti „irreguláris" (l. 8. ábra B pontját) csomópontot mutat.

Megmutatjuk, hogy (F1)-et $B\equiv 0$ esetén hogyan kell lineáris egyenletbe átírni reguláris csomópont



9. ábra

esetén és megadjuk a differenciaegyenletek alakját irreguláris csomópontra. A 9*a* ábra szerinti $0(x_0;\ y_0)$ pont körül U-ra a következő Taylor-kifejezéseket írhatjuk (a negyedrendűen kicsiny maradéktagokkal): x irányban:

$$U_1 = U_0 + h \left.\frac{\partial u}{\partial x}\right|_0 + \frac{h^2}{2!} \left.\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}\right|_0 + \frac{h^3}{3!} \left.\frac{\partial^3 u}{\partial x^3}\right|_0 + \frac{h^4}{4!} \left.\frac{\partial^4 u}{\partial x^4}\right|_{0,1} \tag{F2}$$

és

$$U_3 = U_0 - h \left.\frac{\partial u}{\partial x}\right|_0 + \frac{h^2}{2!} \left.\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}\right|_0 - \frac{h^3}{3!} \left.\frac{\partial^3 u}{\partial x^3}\right|_0 + \frac{h^4}{4!} \left.\frac{\partial^4 u}{\partial x^4}\right|_{0,3} \tag{F3}$$

ezek összeadásával

$$\left.\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}\right|_0 \cong \frac{U_1 + U_3 - 2U_0}{h^2} \tag{F4}$$

írható (h^2-tel arányos hibával).

Ugyanígy felírva az y irányú Taylor kifejezéseket U_2 és U_3-ra, összeadásuk után

$$\left.\frac{\partial^2 u}{\partial y^2}\right|_0 \cong \frac{U_2 + U_4 - 2U_0}{h^2} \tag{F5}$$

adódik. (F2) és (F3)-hoz hasonlóan a kifejezéseket most a harmadrendűen kicsiny maradéktagig írjuk fel, kivonva ezeket egymásból

$$\left.\frac{\partial u}{\partial x}\right|_0 \cong \frac{U_1 - U_3}{2h} \tag{F6}$$

ill.

$$\left.\frac{\partial u}{\partial y}\right|_0 \cong \frac{U_2 - U_4}{2h} \tag{F7}$$

adódik, a hiba itt is h^2-tel arányos.

Beírva (F4), (F5), (F6) és (F7)-et (F1)-be, végül is

$$\alpha_1 U(x_0 + h;\ y_0) + \alpha_3 U(x_0 - h;\ y_0) + \alpha_2 U(x_0;\ y_0 + h) + \\ + \alpha_4 U(x_0;\ y_0 - h) - \alpha_0 U(x_0;\ y_0) = t(x_0;\ y_0) \tag{F8}$$

adódik, ahol

$$\begin{aligned} &\alpha_1 = A + Dh/2 \qquad \alpha_3 = A - Dh/2 \\ &\alpha_2 = C + Eh/2 \qquad \alpha_4 = C - Eh/2 \\ &\alpha_0 = 2(A + C - Fh^2/2) \\ &t = Gh^2, \end{aligned} \tag{F9}$$

Minden reguláris csomópontra (F8) típusú egyenlet vonatkozik. Az átírást a vizsgált pont és négy környező pont figyelembevételével hajtottuk végre: „ötpont-differenciaegyenletekhez" jutottunk. Használhatunk több (szimmetrikusan elhelyezkedő) környező pontot is (pl. kilencpont-módszer), az elhanyagolásokkal behozott hiba nagyságrendje ekkor kisebb, de az egyenletek alakja bonyolultabb lesz.

A $B \not\equiv 0$ esetben (a vegyes másodrendű deriváltat is ki kell fejeznünk) legalább 8 környező pontot figyelembe kell venni.

Irreguláris csomópontok esetén (9*b* ábra) pl.

$$\left.\frac{\partial u}{\partial x}\right|_0 \cong h^{-1} \left[\frac{s_3}{s_1(s_1 + s_3)} U_1 - \frac{s_1}{s_3(s_1 + s_3)} U_3 - \frac{s_3 - s_1}{s_1 s_3} U_0 \right]$$

és

$$\left.\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}\right|_0 \cong 2h^{-2} \left[\frac{1}{s_1(s_1 + s_3)} U_1 + \frac{1}{s_3(s_1 + s_3)} U_3 - \frac{1}{s_1 s_3} U_0 \right]$$

írható, és a

$$\sum_{i=0}^{4} \alpha_i U_i = t \tag{F10}$$

egyenletben

$$\begin{aligned} &\alpha_1 = \frac{2A}{s_1(s_1 + s_3)} + \frac{h s_3 D}{s_1(s_1 + s_3)} \qquad \alpha_3 = \frac{2A}{s_3(s_1 + s_3)} - \frac{h s_1 D}{s_3(s_1 + s_3)} \\ &\alpha_2 = \frac{2C}{s_2(s_2 + s_4)} + \frac{4 s_4 E}{s_2(s_2 + s_4)} \qquad \alpha_4 = \frac{2C}{s_4(s_2 + s_4)} - \frac{h s_2 E}{s_4(s_2 + s_4)} \\ &\alpha_0 = -(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4) + F h^2 \\ &t = G h^2. \end{aligned} \tag{F11}$$

Végül is a csomópontok számával (ennyi az ismeretlenek száma) egyenlő számú (pl. $B \equiv 0$ esetén (F8) és (F10) alakú) egyenletből álló lineáris egyenletrendszert kell megoldanunk. Megjegyezzük, hogy tetszőleges — célszerűen a feladathoz simuló — koordináta-rendszerben elvégezhetők a fenti átírások (l. pl. [2]-t), természetesen az egyenletek jóval bonyolultabbakká válhatnak.

A differencia-egyenletrendszer iteratív megoldása
Konvergencia

A megoldandó egyenletrendszer

$$\mathbf{A}\underline{U} = \underline{B} \tag{F12}$$

alakú, ahol $\underline{U}$ az ismeretlenek vektora, a hálópontok számával egyenlő dimenziójú. A hálópontok száma általában igen nagy (gyakorlatilag több ezer pont!), a megoldás direkt úton való keresése még számítógép alkalmazása esetén is reménytelen. A járható út (figyelembe véve, hogy az egyenletrendszer matrixa igen ritkás, az elemek túlnyomó része 0 értékű, mint ahogy pl. (F8) és (F10)-ből látható) az iteratív úton történő megoldás. Ennek során egy-egy iterációs ciklusban a hálópontokon adott sorrendben végighaladva az egyes pontokhoz tartozó megoldásértékeket (F8), ill. (F10) szerint — figyelembe véve a peremfeltételeket — korrigáljuk. Egy az iteráció kezdetekor „hasból" felvett $\underline{U}_0$ kezdeti vektorból kiindulva iterációs ciklusokat hajtunk végre. Ha az

eljárás konvergens, és a rendszer megoldásához tart, akkor véges számú iterációs ciklus után tetszőlegesen előírt pontossággal közelíthetjük meg a tényleges megoldást. (F12) egzakt megoldása

$$\underline{U}=\mathbf{A}^{-1}\underline{B} \tag{F13}$$

Az iterációs stratégiát a k-adik ciklusra

$$\underline{U}_k=\underline{F}_k(\mathbf{A};\ \underline{B};\ \underline{U}_{k-1}) \tag{F14}$$

alakban írjuk fel.

Foglalkozzunk (a megoldás egyszerűsége érdekében) lineáris „stacionárius" iterációval. Ilyenkor (F14) helyett

$$\underline{U}_k=\mathbf{H}\underline{U}_{k-1}+\underline{V} \tag{F15}$$

írható, ahol $\mathbf{H}=\mathbf{H}(\mathbf{A};\ \underline{B})$.

A k-adik ciklusban a hibavektor:

$$\underline{D}_k=\underline{U}_k-\mathbf{A}^{-1}\underline{B}. \tag{F16}$$

Ha (F15)-be beírjuk az őt természetesen kielégítő (F13)-at, ezzel és az (F16)-hoz hasonlóan felírt $\underline{D}_{k-1}$ hibával (F16)-ból

$$\underline{D}_k=\mathbf{H}\underline{D}_{k-1}$$

következik, amiből

$$\underline{D}_k=\mathbf{H}^k\underline{D}_0 \tag{F17}$$

ahol $\underline{D}_0$ a kezdeti hiba, amelyről nem tudunk semmit.

Az iteráció konvergens tehát, ha

$$\lim_{k\to\infty}\mathbf{H}^k\underline{X}=\underline{O} \tag{F18}$$

tetszőleges $\underline{X}$-re.

A konvergencia feltétele ebből bizonyíthatóan az, hogy $\mathbf{H}$ összes sajátértékének abszolút értéke 1-nél kisebb legyen. A részletes bizonyításból az is kiderül, hogy a konvergencia gyorsaságát az egymást követő hibavektorok normáira vonatkozó

$$\lim_{k\to\infty}\frac{||\underline{D}_k||}{||\underline{D}_{k-1}||}=\bar{\lambda}=\max_i|\lambda_i| \tag{F19}$$

jellemzi (λ_i a $\mathbf{H}$ sajátértékeit jelöli), tehát a konvergencia annál gyorsabb, minél kisebb a sajátértékek abszolút értékei közül a legnagyobb.

A továbbiakban megvizsgáljuk az alapvető iterációs módszerek konvergenciáját, konvergenciagyorsaságát, valamint a leggyorsabb konvergencia feltételét.

Legyen az egyenletrendszerben az egyenletek sorrendje olyan, hogy a pontok egy-egy iterációs ciklusban belüli végigjárási sorrendjének ($r=1,2\ldots N$) megfelelően következzenek egymás után az illető pontok korrekciós egyenletei. Egy-egy egyenletben a változók sorrendje is ezt a sorrendet kövesse.

Bontsuk fel az ilyen felíráshoz tartozó $\mathbf{A}$ matrixot (az egyenletrendszer matrixa)

$$\mathbf{A}=\mathbf{G}+\mathbf{D}+\mathbf{F} \tag{F20}$$

alakban ($\mathbf{G}$ alsó, $\mathbf{F}$ felső háromszögmatrix, $\mathbf{D}$ diagonálmatrix). „Szimultán"-nak nevezzük az iterációt, ha azt

$$\mathbf{G}\underline{U}_{k-1}+\mathbf{D}\underline{U}_k+\mathbf{F}\underline{U}_{k-1}=\underline{B} \tag{F21}$$

szerint végezzük (vagyis U_k elemeinek meghatározásánál mindig a környező pontok $k-1$-edik közelítéseit használjuk). Kifejezve U_k-t, összehasonlítva (F15)-tel

$$\mathbf{H}=-\mathbf{D}^{-1}(\mathbf{G}+\mathbf{F}) \tag{F22}$$

adódik, ennek sajátértékeit a

$$\det\,[\mathbf{G}+\lambda\mathbf{D}+\mathbf{F}]=0 \tag{F23}$$

egyenlet megoldásai adják.

A „szukcesszív korrekciók módszere" esetén az iterációt

$$\mathbf{G}\underline{U}_k+\mathbf{D}\underline{U}_k+\mathbf{F}\underline{U}_{k-1}=\underline{B} \tag{F24}$$

alapján végezzük.

(F24) gyorsabb konvergenciát biztosít, mint (F21) (l. majd (27) az $\omega=1$ értékénél). A gyorsítást az okozza, hogy az éppen vizsgált iterációs ciklus során a már elhagyott pontok már korrigált függvényértékeit vesszük figyelembe egy-egy pont függvényértékének korrigálásakor (keverjük a $k-1$-edik és a k-adik közelítésű értékeket). További gyorsítást eredményezhet az, hogy az éppen korrigálandó pont előző ($k-1$-edik közelítésű) függvényértékét is figyelembe vesszük — megfelelő súlyozással — a k-adik iterációs ciklusban („SOR": Successive OverRelaxation módszer). Ekkor a korrekciós egyenlet

$$\omega\mathbf{G}\underline{U}_k+\mathbf{D}\underline{U}_k+(\omega-1)\mathbf{D}\underline{U}_{k-1}+\omega\mathbf{F}\underline{U}_{k-1}=\omega\underline{B} \tag{F25}$$

alakú ($\omega=1$ esetén (F24)-be megy át). Sajátértékeinek egyenlete pedig (a korábbiakhoz hasonlóan felírva):

$$\det\,[(\omega^{-1}\mathbf{D}+\mathbf{G})\eta^{(\omega)}+(1-\omega^{-1})\mathbf{D}+\mathbf{F}]=0. \tag{F26}$$

A leggyorsabb konvergenciát az összes $\eta^{(\omega)}$ megoldások közül a legnagyobb abszolút értékűnek az ω szerinti minimalizálásával érhetjük el.

Az $\eta_i^{(\omega)}$ sajátértékek egyes esetekben meghatározhatók az ugyanahhoz a feladathoz tartozó λ_i sajátértékekből. Ha ugyanis található olyan $\mathbf{PAP}^T$ ($\mathbf{P}$ permutáló matrix) transzformáció (ilyen transzformáció esetén a keresett sajátértékek nem változnak), mely diagonálisan (főblokkonként diagonálmatrixokat tartalmazó) blokk-tridiagonális alakra vezet és az így kapott $\mathbf{A}'$ matrixnak megfelelő pontvégigjárási sorrend olyan, hogy az $\mathbf{A}'$ minden egyes sorára az illető sorhoz tartozó pontok közül a diagonálelemektől balra levők függvényértékeit előbb, az attól jobbra levőket később korrigáljuk, mint a diagonálelemhez tartozó pont függvényértékét, akkor λ_i és $\eta_i^{(\omega)}$ között az

$$\frac{(\eta_i^{(\omega)}+\omega-1)^2}{\eta_i^{(\omega)}}=\omega^2\lambda_i^2 \tag{F27}$$

összefüggés áll fenn.

Kifejezve $\eta_i^{(\omega)}$-t és meghatározva az ω szerinti szélsőértéket, megkapjuk a minimális $\eta_i^{(\omega)}$ értékekhez tartozó ω faktort. A legnagyobb abszolút értékű λ_i sajátértéket írva be a kapott ω kifejezésbe (így minimalizálhatjuk a legnagyobb abszolútértékű sajátérték abszolút értékét) az optimális gyorsítófaktor értékére

$$\omega_{\text{opt}}=\frac{2}{1+\sqrt{1-\bar{\lambda}^2}} \tag{F28}$$

adódik. (F27)-ből látható, hogy:

1. ha $\bar{\lambda} \geq 1$, akkor ugyanarra a feladatra a SOR-módszer sem lehet konvergens;
2. az ω_{opt} értékére mindig $1 < \omega_{opt} < 2$ (N növekedésével nő);
3. $\omega \leqq 0$ és $\omega \geqq 2$ esetén a SOR-módszer divergenssé válik;
4. $\omega = 1$ éppen a szukcesszív korrekciók esete.

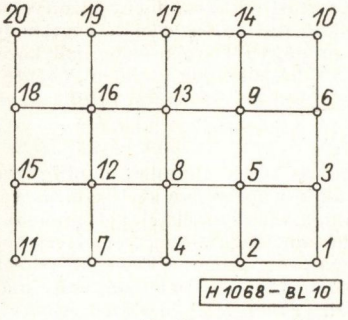
Megjegyezzük még, hogy $0 < \omega < \omega_{opt}$ esetén lassúbb, $\omega_{opt} < \omega < 2$ esetén ingadozó konvergenciához jutunk. ω_{opt} „maximálisan lapos" konvergenciát biztosít.

A síkbeli Laplace-egyenlet esetén a megoldandó parciális differenciaegyenlet

$$\Delta u = \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} = 0 \qquad \text{(F29)}$$

alakú, vagyis (F1)-ben $A \equiv C \equiv 1$ és $B \equiv D \equiv E \equiv F \equiv G \equiv 0$ szerepel.

Téglalap alakú tartományon keresve az ehhez tartozó egyenletrendszer megoldását, válasszuk az iterációban a pontokon történő végighaladás útját úgy, hogy pl. a sorokon haladunk végig lentről fölfelé, egy-egy sorban jobbról balra haladva végig az illető sorban levő pontokon. Ilyen út választásával (bonyolultabb tartományalak esetén is általában található megfelelő hasonló végigjárási sorrend), és az **A** matrix olyan $\mathbf{PAP}^T$ transzformációjával, amelynek eredményéhez tartozó pontsorrend (a diagonálelemek sorrendje a diagonálelemekhez tartozó pontok alapján egy pontsorrendet jelent) pl. egy 4×5-ös téglalap alakú tartományra a 10. ábrán látható, a kapott **A**,



10. ábra

matrix már diagonálisan blokk-tridiagonális, tehát a szimultán módszer sajátértékeiből a SOR-módszer optimális gyorsítófaktora meghatározható. A szimultán korrekciók módszeréhez a Laplace-egyenlet téglalap alakú tartományon történő megoldása esetén tartozó sajátértékeket jó közelítéssel meghatározhatjuk [2].

A maximális abszolútértékű sajátérték abszolút értéke

$$\bar{\lambda} = \frac{1}{2}\left(\cos\frac{\pi}{n} + \cos\frac{\pi}{m}\right). \qquad \text{(F30)}$$

Ebből számíthatjuk az optimális gyorsítófaktort, amely a valóságos értéktől az irreguláris csomópontok (és a tartomány téglalap-jellegétől való eltérése) miatt kismértékben eltér.

Bonyolultabb alakú tartomány, a Laplace-től különböző egyenlet, viszonylag nagyszámú irreguláris csomópont stb. esetén mindig külön meg kell vizsgálni, hogy — ha ilyen van — milyen pontvégigjárási sorrend esetén adódik egynél kisebb $\bar{\lambda}$, és hogy hogyan lehet az ω_{opt} értékét meghatározni.

Eddig a konvergenciával és a konvergenciasebességgel foglalkoztunk. Az iterációs ciklusok véges száma hibát jelent az eredményben (bár ez tetszőlegesen kicsiny lehet). Emellett a differenciaegyenletrendszer pontos megoldása is eltér a parc. diff. egyenlet tényleges megoldásától (diszkrétizációs hiba) a véges differenciás kifejezések felírásakor tett elhanyagolások miatt. Ez az eltérés is — megfelelően differenciálható peremfeltételek esetén — tetszőlegesen kicsiny lehet, éspedig a hálóosztás (h) 0-hoz tartásával 0-hoz tart.

A vázolt módszer a műszaki és tudományos problémák igen széles területén alkalmazható és sok esetben egyedüli járható út. Természetesen számítógép alkalmazása szükséges és a nagysebességű és nagy memóriakapacitású gépek alkalmazása esetén is a probléma előzetes tanulmányozása kell, hogy eldöntse, hogy ez-e a célszerű módszer.

2. Függelék

A közegjellemzők ugrásának figyelembevétele

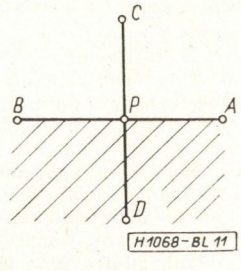
Dielektromos közeggel részben kitöltött keresztmetszet esetén, ha a határfelület párhuzamos pl. az x-tengellyel (l. 11. ábra), E_t és D_n folytonosságát figyelembe véve a differenciagyenleteket az AB irányban E_t-re, a CD irányban D_n-re írjuk fel:

$$hE_{AP} = V_A - V_P = h\left.\frac{\partial V}{\partial x}\right|_P + \frac{h^2}{2!}\left.\frac{\partial^2 V}{\partial x^2}\right|_P + \ldots \qquad \text{(F31)}$$

$$hE_{BP} = V_B - V_P = -h\left.\frac{\partial V}{\partial x}\right|_P + \frac{h^2}{2!}\left.\frac{\partial^2 V}{\partial x^2}\right|_P - + \ldots \qquad \text{(F32)}$$

$$hD_{CP} = \varepsilon_0(V_C - V_P) = \varepsilon_0\left(h\left.\frac{\partial V}{\partial y}\right|_P + \frac{h^2}{2!}\left.\frac{\partial^2 V}{\partial y^2}\right|_P + \ldots\right) \qquad \text{(F33)}$$

$$hD_{DP} = \varepsilon_r\varepsilon_0(V_D - V_P) = \varepsilon_r\varepsilon_0\left(-h\left.\frac{\partial V}{\partial y}\right|_P + \frac{h^2}{2!}\left.\frac{\partial^2 V}{\partial y^2}\right|_P - + \ldots\right) \qquad \text{(F34)}$$



11. ábra

Most (F31)-ből és (F32)-ből kifejezve $\frac{1}{2}\frac{\partial^2 V}{\partial x^2}$-et, (F33)-ből és (F34)-ből pedig $\frac{1}{2}\frac{\partial^2 V}{\partial y^2}$-et, az így kapott négy kifejezést összeadva P-re $\Delta V=0$-val a következő differenciaegyenletet kapjuk:

$$2V_C+2\varepsilon_r V_D+(1+\varepsilon_r)(V_A+V_B)-4V_P(1+\varepsilon_r)=0.$$

Köszönetnyilvánítás

Köszönetet mondok *dr. Csurgay Árpádnak*, számos igen értékes konzultációért és nagyon hasznos tanácsaiért, és *Abos Imrének*, aki főleg a számítógépprogramok elkészítésében és eredményeink kiértékelésében nyújtott komoly segítséget és működött aktívan is közre.

IRODALOM

[1] *Csurgay Á.—Markó Sz.:* Mikrohullámú passzív hálózatok; Mérnöki Továbbképző Intézet jegyzete, Tankönyvkiadó, Bp., 1965.

[2] *Green, H. E.:* The Numerical Solution of Some Important Transmission Line Problems; IEEE Trans. on MTT, Vol. 13. No. 9. pp. 676—692., Sept. 1965.

[3] *Forsythe, G. E.—Wasow, W. R.:* Finite-Difference Methods for Solving Partial Differential Equations; John Wiley, New-York, 1964.

[4] *Bálint L.:* A microstrip tápvonal számítógépes modellezése; Diplomaterv a Budapesti Műszaki Egyetem Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén, 1969.

[5] Távközlési Kutató Intézet Évkönyve, Budapest, 1970.

[6] *Wheeler, H.:* Transmission-Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet; IEEE Trans. on MTT, Vol. 13. No. 3. pp. 172—185., March 1965.

[7] *Vander Vorst, A.—Laloux, A.—Govaerts, R.:* A Computer Optimization of the Rayleigh-Ritz Method; IEEE Trans. on MTT, Vol. 17. No. 8. pp. 454—460., Aug. 1969.

[8] *Abos I.—Baranyi A.—Bálint L.—Csurgay Á.—Radványi A.:* Számítógépek alkalmazása az elektronikus és mikrohullámú áramkörök tervezésében; COMPCONTROL'70 konferencia, V. kötet, 79—88. old., Miskolc, 1970.

[9] *Pucel, R. A.—Massé, D. J.—Hartwig, C. P.:* Losses in Microstrip; IEEE Trans. on MTT, Vol. 16. No. 6. pp. 342—350., June, 1968.

[10] The Microwave Engineers Handbook and Buyers Guide; Horizon House, 1969. pp. 65—71.

SZEMLE

(Folytatás a 134. oldalról)

Ismeretes, hogy öt évvel ezelőtt Botevgradban francia licenc alapján felépítették Bulgária első félvezető gyárát, ahol korszerű germániumtranzisztorokat állítanak elő. Minthogy a gyár termelése az ország gyorsan növekvő szükségleteit közelről sem tudja kielégíteni, közvetlenül a botevgradi üzem mellett további négy üzem létesítésére kerül sor, ahol szilíciumdiódákat, epitaxiális és planártranzisztorokat és integrált áramköröket fognak előállítani. A kis balkáni városban félvezető kutatóintézet működik és néhány hónapja alkatrészegyesülést hoztak létre, mely utóbbi mintegy húsz üzemet és intézetet foglal magában. Az egyesülést azzal a céllal hozták létre, hogy a Bulgáriában viharosan fejlődő elektronikus számító- és szervezés-technikához szükséges alkatrészeket biztosítsa.

Szakemberek arra számítanak, hogy Botevgradban a szilícium-tranzisztorok és integrált áramkörök termelése 1975-ben az 1970. évi ötszörösére emelkedik. 1969-ben a botevgradi kutatóintézet mérnökei három új szilíciumtranzisztor családot fejlesztettek ki, melyeket széleskörűen tudnak felhasználni. *(Informationen über den West-Ost Handel, 1970. aug.)*

*

A düsseldorfi „Híradástechnika 1970" kiállításon, a Német Szövetségi Posta által rendezett „Rend az Éterben" különbemutató keretében mutatták be először a Rohde—Schwarz-cég teljesen új koncepció szerint felépített időjárás-műbolygó vevőrendszerét.

A szekrény-elven felépített rendszer (NU 4413. tip.) tartalmazza az időjárási fényképek teljesen automatikus vételéhez szükséges egységeket, így digitális órát, lyukszalagvezérlésű kijelző és kiszolgáló egységeket, program-adót, digitális idő-nyomtatót és vevő-fiókokat. A kiállítási csarnok tetején elhelyezett négyrészes Yagi-antenna segítségével vették az ESSA 8, Nimbus 3 és az ez év január 23-án felbocsájtott ITOS 1 időjárás-műbolygók kép-adásait. Az éjszakai órákban az automatikus rendszer rögzíti a Nimbus 3 és az ITOS 1 által adott éjszakai infravörös felvételeket. *(Presse Inf. Rohde Schwarz.)*

A nyugatnémet gyártó cégek és a kereskedelem képviselői közt nemrégiben komoly sajtóhadjárat folyt a színes TV-készülékek nagyarányú meghibásodása tárgyában. Sok esetben már a kicsomagolt készülék is hibás és a kerekedelemnek meglehetősen sok bosszúságot okoz a gyakori meghibásodás. Ezzel kapcsolatban a Funkschau cikk írója megjegyzi, hogy nem szabad elfelejteni, miszerint a színes TV az egyik legkomplikáltabb műszaki fogyasztási cikk, ezért egy bizonyos fokú meghibásodási százalék óhatatlan. Figyelembe véve, hogy az NSZK-ban 1970-ben 1,5 millió, 1971 végén pedig már közel három millió darab színes TV-készülék fog üzemelni, évente négy-öt millió színes TV javítással kell számolni. *(Funkschau 1970. 18. sz.)*

*

Az angliai Grouzet cég kifejlesztett egy fűrészgépet szilícium-, kvarc vagy akár wolfram szeletelésére. A vágási veszteség csupán 0,2 mm, a vékony szeletek két lapjának, azaz a vágási felületek párhuzamossága ±5 mikrométeren belül van, a felületek finomsága pedig azonos a köszörült felületekével. A forgácsolást rozsdamentes acélból készült és gyémánt éllel ellátott fűrészlap végzi. *(Financial Times 1970. szept.)*

*

1970 a csoportos integrálás, az LSI áramkörök sorozatgyártásának éve volt. A Motorola már kialakította 250 000 elemet tartalmazó integrált áramkörét és kijelentette, hogy a jelenlegi felkészültségével a legtöbb félvezető-gyár képes LSI áramkörök gyártására. Alig 3 évvel ezelőtt, az LSI-vel kapcsolatos kutatási-fejlesztési viták során, a kihozatalt 0,5%-nál kisebbre becsülték. Úgy vélték ugyanis, hogy az akkor már elterjedt integrált áramköri technika méreteinek egyszerű csökkentésével jutnak el a csoportos integrációhoz, és ez magán fogja hordani az integrált áramköri technika minden betegségét, nehézségét, így pl. a vizsgálat problémáit. Az LSI megvalósítása azonban új áramköri koncepciók megvalósítását tette lehetővé, új áramkörtervezési, -gyártási és -vizsgálati módszerek alakultak ki. Az elért eredmények bizonyítják, hogy a kétkedők tévedtek és ma már különösebb gondok nélkül, megfelelő kihozatallal gyárthatók az LSI áramkörök. *(Elektronics World. 82. k. 6. sz. 1969.)*

(Folytatás a 157. oldalon)

DR. BAJOR GYÖRGY
BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszéke

Korszerű félvezetőtechnológiai laboratórium a műegyetemi oktatásban

ETO 378.162.33:621.317.2:621.382.002.2

A félvezető-technika rohamos fejlődése és az integrált áramkörök egyre nagyobb mérvű alkalmazása szükségessé tette a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán a Híradástechnikai szak Vákuum- és Félvezetőtechnikai, valamint a Híradás és Műszeripari Technológia szak Alkatrészgyártó ágazatok hallgatói számára előírt „Félvezetők technológiája" tantárgy laboratóriumi gyakorlatainak korszerűsítését. Az előző években a félvezetőtechnológiai laboratóriumban a hallgatók (az ipar akkori szinvonalának megfelelően) elsősorban a germánium technológiájával ismerkedtek meg, és elsajátították a félvezető eszközök gyártása során alkalmazott legfontosabb félvezetőfizikai paraméterek mérési módszereit [1]. A félvezetőtechnika fejlődéséhez alkalmazkodva a laboratórium korszerűsítésének céljául azt tűztük ki, hogy a fenti ágazatos hallgatók egyrészt betekintést kapjanak a germánium technológiába, másrészt alkalmuk legyen saját kezűleg is elvégezni a szilícium planáris technológia minden fázisát. Ezt a célt az idei tanév őszi félévében sikerült megvalósítani oly módon, hogy a hallgatók planáris technológiával szilíciumdiódát készítettek, és a gyártás minden fázisát — az oxidációtól a fémezésig — maguk végezték.

A félvezetőtechnológiai berendezések rendkívül magas ára miatt egyelőre nem tudtuk laboratóriumunkat úgy felszerelni, hogy tranzisztort is elő lehessen állítani. Példaképpen megemlítjük, hogy az M. I. T.-n több, mint 40 000 dollárt költöttek egy olyan oktatási célokat szolgáló laboratórium felszerelésére, amelyben tranzisztort is elő lehet állítani [2]. Laboratóriumunk felszerelése ennél lényegesen szerényebb összegből történt úgy, hogy a felszerelés nagy részét saját erőből építettük meg, és jelentős segítséget kaptunk az Egyesült Izzólámpa és Villamossági Rt. Félvezetőfejlesztési Főosztálytól. A felszerelés további kiegészítésével lehetővé kívánjuk tenni, hogy a hallgatók már a következő tanévben laboratóriumunkban tanulmányozhassák a tranzisztor és integrált áramkör előállításának technológiai folyamatát.

Az alábbiakban bemutatjuk azokat a technológiai lépéseket, amelyeket a hallgatók a két-, ill. négyórás laboratóriumi foglalkozások során végeznek:

Oxidáció

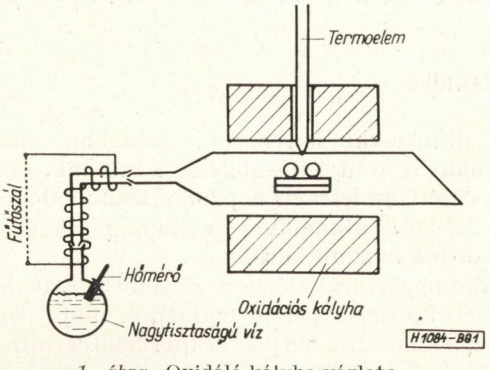
A planáris technológiai gyakorlatok kiinduló anyagául 1—2 ohm cm fajlagos ellenállású, *n*-típusú, egyik oldalán tükörfényesre polírozott szilícium lemezt alkalmazunk. A kétórás oxidációs gyakorlat során a hallgatók először a szelet felületének kémiai előkészítését végzik a következő recept szerint [3]:

1. Forralás triklóretilénben.
2. 10 perces mosás 95 °C hőmérsékletű H_2O_2 (6%), NH_4OH és deionizált víz 1:1 arányú elegyében.
3. Öblítés deionizált vízben.
4. 1 perces áztatás királyvízben.
5. Öblítés deionizált vízben.
6. 30 másodperces áztatás HF-ban.
7. Öblítés deionizált vízben.
8. A 4.—7. lépések megismétlése még kétszer. A harmadik királyvizes áztatás után deionizált vízben alapos mosással befejezzük a kémiai tisztítást.
9. Szárítás pormentes nitrogénben.

A fenti előkészítésben a szerves felületi szennyezéseket mint olaj, zsír, gyanta stb. a triklóretilénes forralás, majd az azt követő forró hidrogénperoxidos mosás során távolítjuk el. A királyvíz — HF — deionizált víz eljárás a felületet a fémszennyezésektől tisztítja meg.

A megtisztított szeletet kvarc csónakba állítjuk és az oxidáló kemencébe helyezzük. Az oxidációt atmoszferikus vízgőzáramban (steam oxidation), 1100 °C hőmérsékleten, 30 percig végezzük. Az oxidációs kályha elrendezését az 1. ábrán mutatjuk be. A kisméretű, crusilite fűtésű kályhát magunk építettük. A kályha hőmérséklete tirisztoros szabályozással állítható be a kívánt értékre. Egyelőre nem szereltünk föl hőmérsékletszabályozó automatikát a kályhára.

Az oxidációs gyakorlat során egy mérőcsoport (3—4 fő) egy szelet oxidációját végzi. A fenti technológiával 0,47 μm vastag oxidréteget állítanak elő. Az előállított oxidréteg vastagságának ellenőrzésére az oxidálandó szelettel együtt egy, azzal azonosan előkészített „kísérőszeletet" is oxidálnak és azon végzik el a vastagságmérést. Az oxidréteg vastagságát a réteg interferencia-színe alapján a közismert HF-cseppentéses módszerrel határozzák meg.



1. ábra. Oxidáló kályha vázlata

Beérkezett: 1971. I. 28.

Diffúzió

Az oxidált lapkán a későbbiekben ismertetésre kerülő fotoreziszt technikával ablakot nyitunk, majd az így előkészített szelet kerül a diffúziós gyakorlathoz. A diffúziós gyakorlat meglehetősen bonyolult és időigényes, ezért 4 órás időtartamú. A gyakorlat során a hallgatók a diffúzióhoz előkészítenek egy oxidált és diffúziós ablakkal ellátott szeletet, valamint egy oxidálatlan *n*-típusú kísérőszeletet, és elvégzik a kétlépéses diffúziót. A kísérőszeleten az első és második diffúziós lépés után négytűs módszerrel rétegellenállást mérnek (R_s), ferde csiszolást hajtanak végre és a *p-n* átmenet kémiai előhívása után interferencia-mikroszkóppal megmérik a diffúzió behatolási mélységét. A mért adatokból tantermi gyakorlat során kiszámítják az elődiffúzió (predeposition) és a behajtás (drive in) során létrejött felületi adalékkoncentrációt, megvizsgálják a felületi koncentráció és a hőmérséklet hatását a diffúziós mélységre és kiértékelik az elvégzett diffúziós folyamatot.

A háromzónás diffúziós kályhát magunk készítettük. A hőmérséklet szabályozására az Egyesült Izzólámpa és Vill. Rt. Félvezetőfejlesztési Főosztálya által kifejlesztett elektronikát alkalmazzuk. A hőmérsékleteloszlás olyan, hogy a kályha középső szakaszán 15 cm hosszú, egyenletes hőzóna alakul ki, amelyben a maximális és minimális hőmérsékletű helyek között 1 °C a hőfokkülönbség. Méréseink azt mutatták, hogy a kályha hosszú idejű hőmérséklet stabilitása ± 1 °C.

Közvetlenül diffúzió előtt a szeleteket 1:20 hígítású HF-ban 30 másodpercig maratjuk, majd deionizált vízzel gondosan öblítjük. A szárítás pormentes nitrogénben történik.

A feladatul kitűzött *p-n* átmenetet bór-diffúzióval valósítjuk meg. Az elődiffúziót ún. félig-zárt rendszerű boxban nitrogén-atmoszférában végezzük. Bórforrásként B_2O_3-at alkalmazunk. Az elődiffúziót 950 °C hőmérsékleten 15 percig végezzük. A boxmódszer lehetővé teszi, hogy az elődiffúziót és a behajtást ugyanabban a kályhában lehessen végezni. A behajtás hőmérséklete 1150 °C, ideje 30 perc. A behajtást 30 °C hőmérsékletű telített vízgőzzel nedvesített oxigén atmoszférában végezzük, ily módon a diffúzió alatt a szilícium felületén 1500 Å vastag oxidréteg alakul ki.

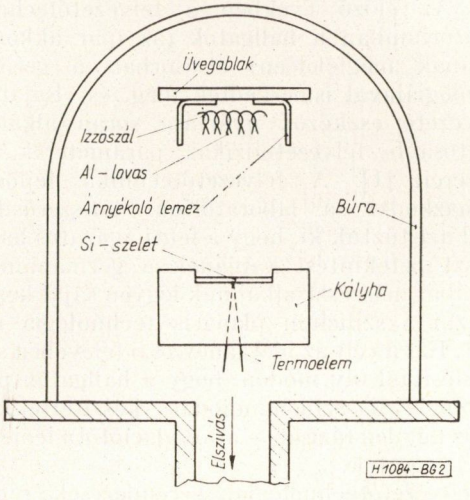
Méréseink azt mutatták, hogy a fent leírt diffúziós technikával $N_s = 8 \cdot 10^{18}$ cm^{-3} felületi bórkoncentráció érhető el, a behatolási mélység: $x_j = 1$ μm.

Kontaktálás

A diffúzióval létrehozott diódákon fotoreziszt technikával kontaktus-ablakot készítünk, és az így előkészített szeleteken a planár technikában szokásos módon, alumínium vákuumgőzölésével fém kontaktust hozunk létre.

Vákuumgőzölés előtt a szeletet 1:20 hígítású HF-ban 30 másodpercig maratjuk, majd deionizált vízzel gondosan öblítjük és pormentes nitrogénnel szárítjuk. Közvetlenül szárítás után behelyezzük a szeletet a vákuumgőzölőbe és megkezdjük a vákuumtér leszívását.

A vákuumgőzölést Zeiss HBA 120/2 típusú vákuumgőzölővel végezzük. A vákuumtérbe molibdénspirál fűtésű vákuumkályhát építettünk be, amellyel a szeletet 800 °C-ig fel lehet hevíteni. A kályha hőmérsékletét vas-konstantán termoelemmel mérjük. Gőzforrásként wolfram spirált alkalmazunk, amelyre meghatározott mennyiségű, nagytisztaságú alumínium drótból készített lovast akasztunk fel. Az alumínium mennyiségét kísérleti úton határoztuk meg úgy, hogy a Si szeleten keletkező réteg vastagsága 0,2 μm legyen. A gőzölést $5 \cdot 10^{-5}$ torr vákuumban végezzük. A gőzölés során a szeletet 150 °C hőmérsékleten tartjuk. A vákuumtér elrendezése olyan, hogy a gőzölés felülről lefelé történik (2. ábra). A gőzforrás körül



2. ábra. Vákuumtér elrendezése aluminizálásnál

elhelyezett árnyékoló lemez megakadályozza, hogy a burára is rakódjon alumíniumréteg. Az árnyékoló lemezen levő ablak és az azt lefedő cserélhető üveglemez biztosítja, hogy gőzölés alatt a gőzforrást vízuálisan is lehessen ellenőrizni.

A hallgatók kétórás gyakorlat során végzik el a fémezést, beleértve a felület előkészítését is.

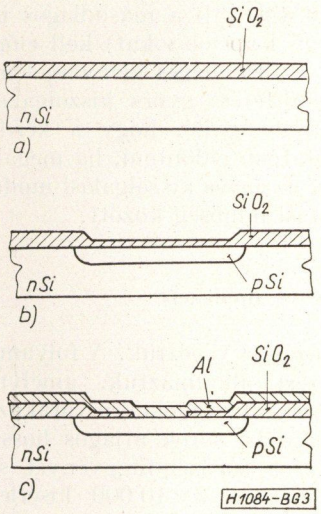
Fotoreziszt technika

A négyórás gyakorlat keretében a hallgatók megismerkednek a fotoreziszt technika különböző variációival: ablaknyitás diffúzióhoz, kontaktus-ablak előállítása és az alumínium kontaktus formájának kialakítása.

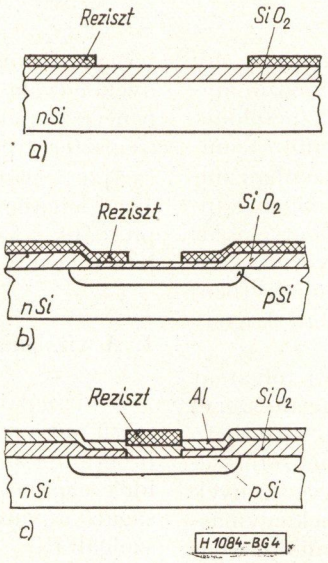
A fotoreziszt technikához szükséges pozícionáló asztal és centrifuga, valamint a szárító és beégető kályhák házi készítmények, a megvilágításhoz Zeiss HBO-50 típusú higanygőzlámpát alkalmazunk. Pozitív fotoreziszt lakkot használunk (Shipley, AZ-1350), mivel ez a lakktípus nagy felbontóképességű és viszonylag kevéssé érzékeny a nedvességre. A fenti berendezéseket egy zárt boxba építettük be. A boxba pormentes száraz nitrogént fújunk, hogy megakadályozzuk a nedvesség és a por bejutását.

A gyakorlat során a hallgatók három szeletre: olyanra, amelyik oxidálva van (3*a* ábra), olyanra,

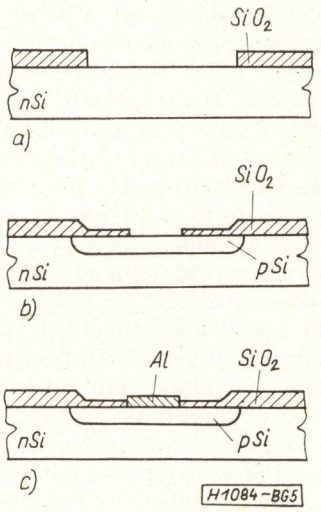
amelyiken már létrehoztunk diffúziós *p-n* átmenetet (3*b* ábra) és olyanra, amelyre már felpárologtattunk alumíniumot (3*c* ábra) a centrifuga segítségével felviszik a fotoreziszt lakkot, majd a lakkréteget kiszárítják. A megfelelő maszkokat a pozicionálóval illesztik a szeleten már meglevő ábrákhoz és az ultraibolya lámpával átvilágítják. Ezután következik az előhívás a gyár által javasolt előhívóban, majd a lakk beégetése. A lakk szárítását 90 °C-on 5 percig, a beégetést 140 °C-on 30 percig végezzük. Beégetés



3. *ábra.* Pozicionálásra kerülő szeletek



4. *ábra.* Előhívott fotoreziszt lakk a szeleteken



5. *ábra.* Szeletek a fotoreziszt technika után

után a szeletek felületén olyan ábrák találhatók a lakkon (4*a*, *b*, *c*, ábrák), amelyek segítségével megfelelő oxidmaróval (1000 g NH_4F, 300 ml HF (40%), 2000 ml H_2O) az oxidrétegen az ablakok, az alumíniummaróval (50%-os H_3PO_4) 60–80 °C hőmérsékleten pedig a kontaktusok kimarhatók. A lakkréteg eltávolítása triklóretilénnel történik. A fotoreziszt technikával előállított alakzatok keresztmetszetét az 5. ábrán mutatjuk be.

Elektromos mérés

A kész diódákat tartalmazó szeletek közül néhányat a tranzisztorok és integrált áramkörök ellenőrzésére alkalmazott mérőberendezéssel minősítünk. A minősítés során a hallgatók diódakarakterisztikát vesznek fel, amelyből a technológia minőségét kiértékelik.

Terveink a laboratórium és a félvezetőtechnológiai gyakorlatok továbbfejlesztésére

Laboratóriumunkat úgy kívánjuk továbbfejleszteni, hogy egyrészt a hallgatók a laboratóriumi foglalkozások során ne csak diódákat, hanem tranzisztort, sőt integrált áramkört is elő tudjanak állítani, másrészt pedig össze tudjuk kapcsolni a technológiai gyakorlatokat előzetes tervezési és utólagos mérési gyakorlatokkal. Ily módon kívánjuk megvalósítani a komplex „tervezz-építs-mérj" elvet, amelynek igen fontos szerepe van a korszerű egyetemi oktatásban.

A továbbfejlesztéshez beszereztünk még egy diffúziós kályhát foszfor diffúziójának végrehajtására, egy gyémántvágót a szeletek feldarabolására és egy termokompressziós berendezést az elkészült eszközök tokozásához.

Úgy tervezzük, hogy a Híradás és Műszeripari Technológia Tanszékkel szorosan együttműködve már a következő félévben meg tudjuk valósítani a Híradás és Műszeripari Technológia szak Alkatrészgyártó ágazatos V. évf. hallgatói számára, hogy szigetelő alapú hibrid integrált áramköröket készítsenek, és az áramköröknek mind passzív vékonyréteg, mind aktív félvezető elemeit maguk készítsék. Elképzeléseink szerint a legközelebbi jövőben sor fog kerülni arra, hogy a Híradástechnika szak Vákuum és Félvezetőtechnikai ágazatos V. évf. hallgatói a laboratóriumi gyakorlatok keretében félvezető alapú monolitikus integrált áramköröket készítsenek.

Ezúton is köszönetünket fejezzük ki az Egyesült Izzó Félvezetőfejlesztési Főosztálya mérnökeinek, akik jelentős támogatást nyújtottak a laboratóriumi gyakorlatok kifejlesztéséhez.

IRODALOM

[1] *Dr. Bajor Gy.—Nagy A.:* Híradástechnika. XX. 3. 90. (1969)
[2] *Navon D. H.—Smythe D. L. Jr.:* IEEE. Trans. on Education. E—12. 2. 89. (1969)
[3] *Burger, R. M.—Donovan, R. P.:* Fundamentals of Silicon Integrated Device Technology. Vol I. p. 174.

GOSZTONY GÉZA
Beloiannisz Híradástechnikai Gyár

A valódi, visszacsatolt jellegű telefonforgalom várakozásos rendszerekre gyakorolt hatásának utánzásos vizsgálata*

ETO: 621.395.66:654.15.027.001.5

Telefonközpontokban a közös vezérlőrendszer egy bizonyos hívás lebonyolítása során különböző műveleteket végez és eközben többször felkapcsolódik a híváshoz. Ez azt jelenti, hogy a fent említett műveleteket különálló igények váltják ki, azonban mivel ugyanahhoz a híváshoz tartoznak, időbeli kapcsolat van köztük. Ha pl. a vezérlőrendszer először egy regisztert, majd ezt követően a hívottat kapcsolja a hívóhoz, akkor (várakozás nélküli esetben) a tárcsázási idő telik el a két összeköttetési igény megjelenése között.

Ha egy ilyen igényekből álló bemeneti folyamat jelenik meg a vezérlőrendszer (mint kiszolgáló szerv) bemenetén, akkor elméletileg ez nem tekinthető Poisson-folyamatnak (ill. véges számú előfizető esetén Engset-folyamatnak), mivel az egyes igények érkezési időpontjai nem teljesen függetlenek egymástól. A teljes bemeneti folyamat általában Poisson-folyamatból (Engset-folyamatból) áll — ez felel meg a hívások első érkezésének (elsődleges folyamat) — és ehhez egy vagy több (másodlagos stb.) folyamat járul, amelyekben az igények megjelenését az elsődleges folyamat befolyásolja. A másodlagos (harmadlagos stb.) folyamatok ugyanahhoz a kiszolgáló szervhez térnek vissza és ezért a teljes bemeneti folyamat visszacsatolt jellegűnek tekinthető.

A részfolyamatok közötti időkapcsolatok fennállása befolyásolja a várakozásos rendszer jellemzőit és a fent említett okok miatt az ilyen összetett bemeneti folyamat igénypárokból (hármasokból stb.) áll.

Vizsgálataink arra irányultak, hogy az említett típusú bemeneti folyamatnak a kiszolgálási jellemzőkre gyakorolt hatását megállapítsuk.

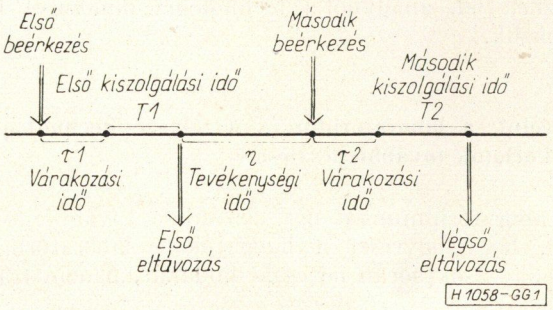
A kérdés vizsgálatát az indokolja, hogy a telefonforgalom említett visszacsatolásos jellegét közös vezérlőrendszerek méretezésében rendszerint nem veszik figyelembe, noha az egyszerűsítést alátámasztó eredményekről nincs tudomásunk. Visszacsatolt várakozásos rendszereket elméletileg többen vizsgáltak [1, 2]. A tárgyalt esetek azonban a jelenleg vizsgált rendszer határesetének tekinthetők, amennyiben az elsődleges igény kiszolgálásának befejezése és az újrajelentkezés közötti időt zérusnak tekintik.

Ugyancsak indokolja a vizsgálatot az is, hogy a telefonközpontban jelentkező hívásigények optimális kiszolgálási rendjével kapcsolatos vélemények eltérnek. Egyesek szerint (pl. [3]) a másodlagos igényeket (választás jellegű kapcsolásokat) kell előnyben részesíteni, mások az elsődleges igénybejelentés (regiszter típusú összeköttetés) gyors kiszolgálását tartják célszerűnek. Nyilvánvaló, hogy a kérdést azzal lehetne megnyugtatóan eldönteni, ha megállapítanánk a különbséget az egyes kiszolgálási módokban nyújtott szolgáltatási minőség között.

1. A vizsgálat alapelve és módszere

A vizsgálatokat utánzással végeztük. A folyamatszerű utánzási módszert alkalmaztuk, amelynek programja az átlagos várakozási időket, a várakozási idők eloszlását, a várakozási sorok átlagos hosszúságát, a várakozási sorok sűrűség-függvényét stb. szolgáltatja. Minden esetben $3 \times 10\,000$ kísérletet végeztünk és a kapott eredmények pontossága 95%-os konfidencia intervallumra vonatkozik.

A jellemző tulajdonságok egyszerű kimutatása érdekében a bemeneti folyamat a vizsgált esetben két részből állt. Feltételeztük, hogy az elsődleges folyamat Poisson-folyamat és a rendszer egyetlen kiszolgáló szervből állt. A T_1 és T_2 kiszolgálási idők (lásd az 1. ábrát) állandóak és az η tevékenységi idő (egy igénypár első igényének kiszolgálása és második igényének érkezése közti idő) normális eloszlású valószínűségi változó volt. Minden hívás $(\tau_1 + T_1)$ időt tölt a rendszerben az első érkezés után, majd elhagyja azt az első távozás időpontjában. η idő eltelte után a hívás új igénnyel jelentkezik a második érkezés időpontjában és miután $(\tau_2 + T_2)$ időt töltött a rendszerben, elhagyja azt az utolsó távozás időpontjában. A τ_1 és a τ_2 valószínűségi változók az elsődleges és másodlagos igények várakozási időit jelölik. A kiszolgálási sorrend FCFS (előbb jött — előbb szolgálják



1. ábra. Igénypár kiszolgálási folyamata; példa a visszacsatolt bemeneti folyamatra

* A szerzőnek a 6. Nemzetközi Forgalomelméleti Kongresszuson (6. ITC, München 1970. szept. 8—15.) elhangzott előadása.

Beérkezett: 1970. XI. 4-én.

ki), ill. nem megszakításos jellegű prioritásos volt. Az utánzással kapott eredményeket az $M|G|1$ rendszer (Poisson-bemenet, tetszőleges kiszolgálási idő eloszlásfüggvény, egyetlen kiszolgáló szerv) megfelelő számított adataival hasonlítottuk össze. Meg kívántuk állípatani, hogy az $M|G|1$ rendszer elméleti értékeitől való eltérés mértéke indokolja-e a szokásos méretezési módszer bármilyen megváltoztatását.

2. Vonatkoztatási összefüggések

2.1 Az FCFS kiszolgálási sorrend

Az átlagos várakozási idő meghatározására a Pollaczek—Hincsin-képletet alkalmaztuk

$$W=\frac{\lambda}{2}\frac{\int_0^\infty t^2\,\mathrm{d}F(t)}{1-\varrho},$$

ahol λ a bemeneti folyamat intenzitása,
ϱ a kiszolgáló szerv forgalma,
$F(t)$ a kiszolgálási idő eloszlásfüggvénye.

$$\lambda=\sum_{i=1}^{2}\lambda_i,$$

ahol λ_i az elsődleges, illetve a másodlagos bemeneti folyamat intenzitása. A vizsgált esetben $\lambda_1=\lambda_2$.

A kiszolgálási idő eloszlásfüggvényének alakja esetünkben

$$F(t)=\sum_{i=1}^{2}\frac{\lambda_i}{\lambda}1(t-T_i)$$

ahol $1(t-T_i)$ a T_i-vel eltolt egységugrás függvényt jelöli.
Végeredményben

$$W=\frac{1}{2(1-\varrho)}\sum_{i=1}^{2}\lambda_i T_i^2. \tag{1}$$

A várakozási idő eloszlásfüggvény Laplace—Stieltjes transzformáltjának általános alakja

$$\psi(p)=\frac{(1-\varrho)}{1-\frac{\lambda}{p}[1-\varphi(p)]},$$

ahol a jelölések az eddigiek és
$\varphi(p)$ a kiszolgálási idő eloszlásfüggvényének Laplace—Stieltjes transzformáltja.
Esetünkben

$$\varphi(p)=\sum_{i=1}^{2}\frac{\lambda_i}{\lambda}e^{-pT_i}$$

és inverz transzformálás után a várakozási idő eloszlásfüggvényének alakja:

$$W(t)=(1-\varrho)\left[\sum_{j=0}^{k}\frac{1}{j!}\sum_{v=0}^{v_1}\binom{j}{v}\lambda_1^{j-v}\lambda_2^{v}[(j-v)T_1+vT_2-t]^j\cdot e^{\lambda(t-[(j-v)T_1+vT_2])}\right]$$

és feltételezve, hogy $T_1\leq T_2$,

$$kT_1\leq t\leq(k+1)T_1$$

továbbá

$$(j-v_1)T_1+v_1T_2\leq t\leq(j-v_1-1)T_1+(v_1+1)T_2$$

és

$$j\geq v_1.$$

2.2 A nem megszakításos elsőbbségi kiszolgálási sorrend (non preemptive priority)

Az átlagos várakozási idő az egyes prioritási osztályokban Cobham képlete szerint (cf [5] p. 232—234)

$$W_k=\frac{\frac{\lambda}{2}\int_0^\infty t^2\,\mathrm{d}F(t)}{\left(1-\sum_{i=1}^{k-1}\varrho_i\right)\left(1-\sum_{i=1}^{k}\varrho_i\right)},$$

ahol ϱ_i az egyes prioritási osztályokhoz tartozó forgalom,
k a vizsgált prioritási osztály,
$\lambda=\sum_{k=1}^{r}\lambda_k$, ahol λ_k az egyes prioritási osztályokban kiszolgált Poisson bemeneti folyamatok intenzitása és összesen r prioritási osztály van.
$F(t)=\frac{1}{\lambda}\sum_{k=1}^{r}\lambda_k F_k(t)$, ahol $F_k(t)$ a kiszolgálási idő eloszlásfüggvénye az egyes prioritási osztályokban.

Esetünkben ha az elsődleges folyamatnak van elsőbbsége

$$\left.\begin{aligned}W_1&=\frac{\sum_{i=1}^{2}T_i^2\lambda_i}{2(1-\lambda_1T_1)}\\ W_2&=\frac{\sum_{i=1}^{2}T_i^2\lambda_i}{2(1-\lambda_1T_1)\left(1-\sum_{i=1}^{2}\lambda_iT_i\right)}.\end{aligned}\right\} \tag{2}$$

Ha a másodlagos folyamatnak van elsőbbsége, akkor λ_1T_1 helyett λ_2T_2 írandó.

A várakozási idő eloszlásfüggvényét non preemptív prioritáshoz általános esetben Kesten és Runnenburg [6] adták meg. A $k=1$ prioritású hívások várakozási idő eloszlásfüggvényének Laplace—Stieltjes transzformáltja általános alakban:

$$\psi_1(p)=-\frac{\left(1-\sum_{i=1}^{r}\frac{\lambda_i}{\mu_i}\right)p+\sum_{i=2}^{r}\lambda_i(1-\varphi_i(p))}{\lambda_1-p-\lambda_1\varphi_1(p)},$$

ahol $\frac{1}{\mu_i}$ a kiszolgálási idő várható értéke az i-edik prioritási osztályban,
$\varphi_i(p)$ a kiszolgálási idő eloszlásfüggvényének Laplace—Stieltjes transzformáltja az i-edik prioritási osztályban,
r a prioritási osztályok száma.

A vizsgált esetben $F_i(t)=1(t-T_i)$,

$$\varphi_i(p)=e^{-pT_i},$$

$$r=2$$

és ha az elsődleges folyamatnak van elsőbbsége

$$\psi_1(p)=-\frac{(1-\varrho)p+\lambda_2(1-e^{-pT_2})}{\lambda_1(1-e^{-pT_1})-p}.$$

A λ_1 és λ_2, valamint T_1 és T_2 értékek felcserélésével kapjuk a másodlagos folyamat elsőbbsége esetén érvényes összefüggést.

Inverz transzformációval megállapítható a várakozási idő eloszlásfüggvényének alakja:

$$W_1(t)=\begin{cases} W_{11}(t) & \text{ha} \quad t<T_2 \\ W_{11}(t)+W_{12}(t) & \text{ha} \quad t>T_2 \end{cases}, \tag{3}$$

ahol ismét az elsődleges folyamat prioritása esetében

$$W_{11}(t)=e^{\lambda_1 t}\left\{\sum_{j=0}^{k} e^{-j\lambda_1 T_1}\left[(1-\varrho)\frac{(j\lambda_1 T_1-\lambda_1 t)^j}{j!}+\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\sum_{s=0}^{j}\frac{(j\lambda_1 T_1-\lambda_1 t)^{j-s}}{(j-s)!}\right]\right\}-\frac{\lambda_2}{\lambda_1}(k+1),$$

$$W_{12}(t)=-e^{\lambda_1 t}\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\sum_{u=0}^{m} e^{-\lambda_1(uT_1+T_2)}\sum_{v=0}^{u}\frac{[\lambda_1(uT_1+T_2)-\lambda_1 t]^{u-v}}{(u-v)!}+\frac{\lambda_2}{\lambda_1}(m+1),$$

továbbá $kT_1 \leq t \leq (k+1)T_1$,

$$(mT_1+T_2) \leq t \leq (m+1)T_1+T_2$$

3. Vizsgálati eredmények

3.1 Általánosságok

Az FCFS kiszolgálási sorrend esetében a kiszolgáló szerv előtt egyetlen várakozási sor van, az elsődleges és másodlagos igények egyaránt ehhez csatlakoznak. Prioritásos kiszolgálással két esetet vizsgáltunk meg: vagy az elsődleges igényeknek volt elsőbbségük (primary first=PF), vagy a másodlagos igényeknek (secondary first=SF). Ilyenkor az elsődleges és másodlagos igények külön várakozási sorban helyezkedtek el a kiszolgáló szerv előtt, a sorokon belül az FCFS elv érvényesült.

Az előzetes vizsgálatok kapcsán kiderült, hogy elméleti vonatkoztatási értékekhez képest számottevő eltérés csak $\varrho>0{,}8$ erl esetében tapasztalható. Emiatt a vizsgálatokat általában $\varrho=0{,}9$ erl-ra végeztük el és a helyzet áttekintéséhez megadtuk néhány jellemző érték változását a kiszolgáló szerv forgalmának függvényében.

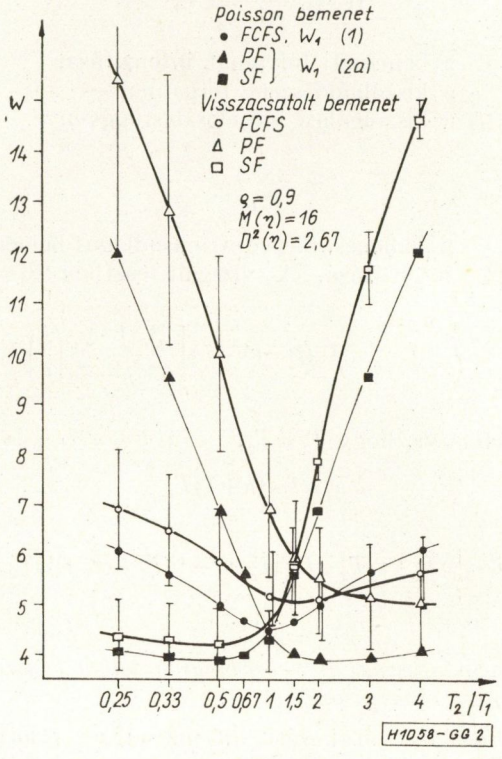
A tevékenységi idő eloszlásának várható értéke, $M(\eta)$ a vizsgálatok során tizenhat időegység volt, a szórás értéke $D^2(\eta)$ pedig 2,67 időegység. Időegységnek a $\frac{T_1+T_2}{2}$ értéket választottuk. Az $M(\eta)$ és $D^2(\eta)$ paraméterek hatását szintén megvizsgáltuk.

Az ábrákon a vonatkoztatási értékeket vékony, a mért értékeket vastag vonal köti össze. A mért értékekkel együtt feltüntettük a 95%-os konfidenciahatárokat is.

3.2 Átlagos várakozási idők

A 2. ábrán az átlagos várakozási idők láthatóak FCFS, ill. a kétféle prioritásos kiszolgálási rend esetében. A vízszintes tengelyen a T_2/T_1 értékeket tüntettük fel, a szimmetria kiemelése érdekében a $T_2/T_1=1$ értéktől balra a beosztás nem léptékhelyes.

Az (1) és (2) összefüggések alapján számított átlagos várakozási időket a vékony vonalak jelölik. Az FCFS-re vonatkozó értékek a $T_2/T_1=1$ pontra szimmetrikusak, a PF és SF esetekre megállapítható átlagérték-görbék a $T_2/T_1=1$ pontra vonatkoztatott tükörképei egymásnak. A kiszolgáló szerv forgalma $\varrho=0{,}9$ erl.



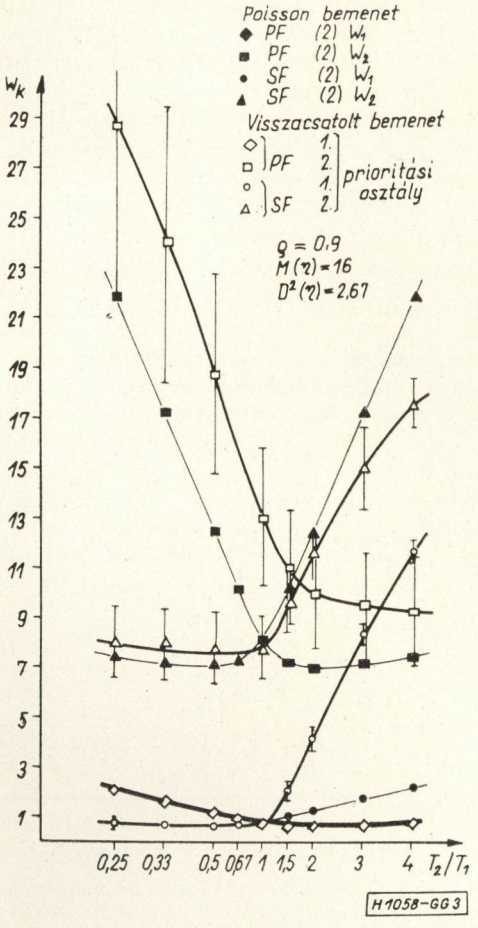
2. ábra. A számított és az utánzással kapott átlagos várakozási idők összehasonlítása

Az FCFS esetben a mért átlagos várakozási idő görbéje nem tér el lényegesen a számítottól, a PF-görbe átlagosan 30%-kal halad feljebb, az SF-görbe $T_2/T_1=1$-ig gyakorlatilag azonos, majd fokozatosan a számított érték fölé kerül.

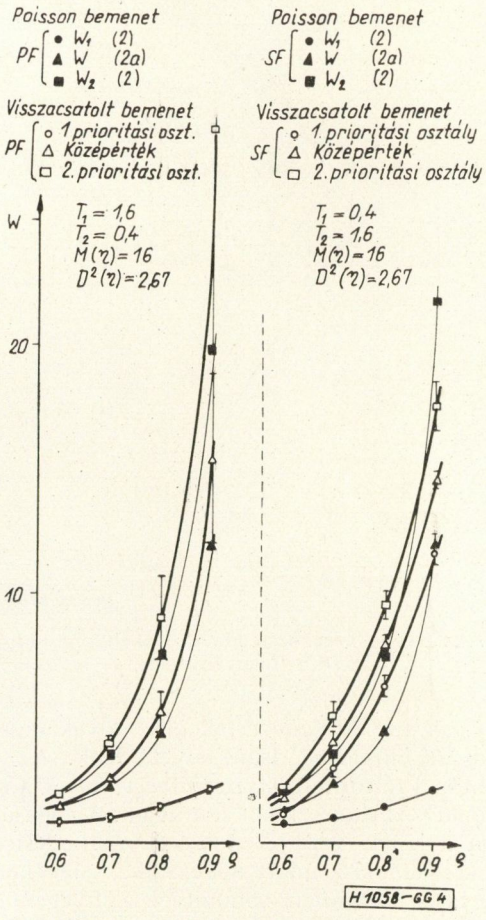
3.3 Átlagos várakozási idők a prioritási osztályokban

A 3. ábra a PF és SF esetre megállapított átlagos várakozási időket tünteti fel prioritási osztályonként. Vonatkoztatási érték a (2) összefüggés W_1, illetve W_2 kifejezése, $\varrho=0{,}9$ erl.

PF esetben az elsőbbségi igények mért várakozási ideje teljesen megegyezik a számítottal — ami indo-



3. ábra. Átlagos várakozási idők az egyes prioritási osztályokban PF és SF kiszolgálási rend esetében



4. ábra. Az utánzással kapott átlagos várakozási idők eltérése a számított értékektől a kiszolgálószerv forgalmának függvényében

kolt, mert ekkor a Poisson-bemeneti folyamat szerint érkező igények kerülnek előbb kiszolgálásra. A 2. ábrán, az átlagos várakozási időben tapasztalható eltérést tehát kizárólag a második osztályban kiszolgált, másodlagos igények nagyobb várakozási idői okozzák.

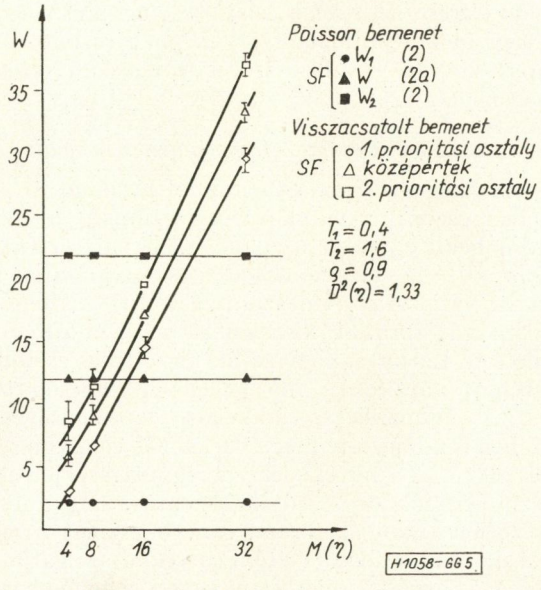
SF esetben $T_2/T_1=1{,}5$-ig nincs eltérés a számított görbéhez képest, ettől jobbra azonban érdekes jelenség tapasztalható. A jelenleg elsőbbséget élvező másodlagos igények átlagos várakozási ideje rohamosan növekszik, a másodsorban kiszolgált elsődleges igények átlagos várakozási ideje pedig kedvezőbb a vártnál. Végeredményben az átlagos várakozási idő kismértékű növekedése mellett szinte megszűnik a prioritás előnye, mert az első helyen kiszolgált másodlagos igények is feltűnően sokat várakoznak.

3.4 A kiszolgáló szerv forgalmának hatása

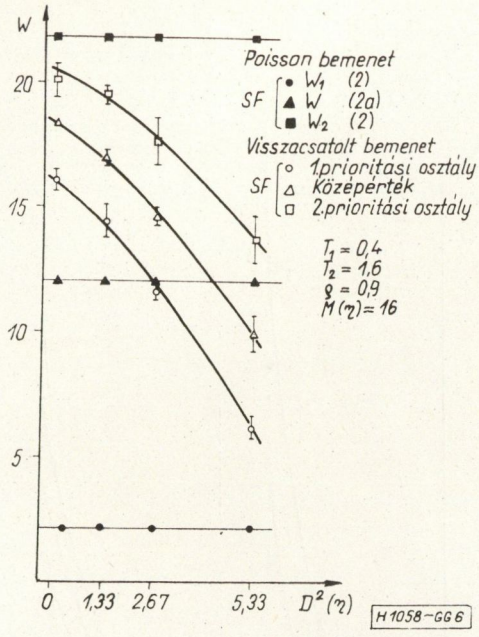
A 4. ábrán a PF rendszerű, $T_1=1{,}6$ és $T_2=0{,}4$, valamint az SF rendszerű, $T_1=0{,}4$ és $T_2=1{,}6$ esetek átlagos várakozási idő adatait tüntettük fel a forgalom függvényében. Összehasonlításhoz a (2) összefüggés W_1 és W_2 értékeit, valamint ezek átlagát használtuk fel. Látható, hogy a számított értékekhez képest tapasztalt eltérések a forgalom növekedésével egyre szembetűnőbbek.

3.5 $M(\eta)$ és $D^2(\eta)$ hatása

Az 5. ábrán a tevékenységi idő várható értékváltozásának hatása látható SF kiszolgáló rendszer esetében. $T_1=0{,}4$; $T_2=1{,}6$; $\varrho=0{,}9$; $D^2(\eta)=1{,}33$. A te-



5. ábra. Az átlagos várakozási idő a tevékenységi idő középértéke, $M(\eta)$ függvényében



6. ábra. Az átlagos várakozási idő a tevékenységi idő szórása, $D^2(\eta)$ függvényében

vékenységi idő átlagos értékének növekedésével a várakozási idők lineárisan növekednek. Az összehasonlításul feltüntetett vízszintes vonalak a számított vonatkoztatási értéket mutatják. A jelenség fontossága a közös vezérlőrendszerek működési sebességének gyorsulása miatt növekszik. A tevékenységi idő ugyanis általában valamilyen, lényegesen nem gyorsítható emberi cselekvéstől függ (pl. választás, gombnyomás) és így az igény újra jelentkezése a közös vezérlőrendszer átlagos tartásidejének egységében kifejezve egyre több időt vesz igénybe.

A 6. ábra a tevékenységi idő szórásváltozásának hatását szemlélteti SF kiszolgálási rend esetében. $T_1=0,4$; $T_2=1,6$; $\varrho=0,9$; $M(\eta)=16$. A várakozási időértékek a szórás növekedésével csökkennek, de nem változik a számított értékekhez viszonyított eltérés jellege. A számítottnál kisebb átlagos várakozási idő elérése nem reális lehetőség, ugyanis a tevékenységi időnek általában jól meghatározható alsó határértéke van — ami a szórás legnagyobb értékét is megszabja.

3.6 A várakozási időeloszlás függvényének megváltozása

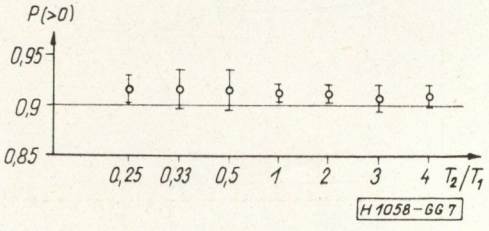
Az elsődleges folyamatra mind PF, mind SF kiszolgálás esetén a várakozás-valószínűség a hibahatáron belül egyezett az elméletileg várt értékkel, azaz $P(>0)=\varrho$ volt. A másodlagos folyamatnál tapasztalt várakozási valószínűséget PF kiszolgálás esetében a 7. ábra, SF kiszolgálás esetében a 8. ábra szemlélteti. Látható, hogy az SF kiszolgálás esetében az átlagos várakozási idő jellegével kapcsolatban tapasztalt anomália a várakozás valószínűségének értékében is kifejezésre jut; a várakozás valószínűsége növekszik T_2/T_1 növekedésével együtt. A jelenség valószínűleg főként azzal kapcsolatos, hogy olyan kedvezőtlen kiszolgálási rend van, amelyben a rendszer a hosszabb ideig tartó igényeket szolgálja ki előbb. A 7. ábrán kifejezett növekedési tendencia a bal oldalon, a 8. ábrán a jobb oldalon tapasztalható. A 8. ábrán látható hirtelen emelkedés mindenesetre meglepő.

A várakozási időnek a (3) összefüggés alapján számított és a mért eloszlás függvénye között az elsőbbségi igényekre nincs eltérés PF kiszolgálás esetében. SF kiszolgálásra a viszonyok a 9. ábrán láthatóak. FCFS kiszolgálási rend mellett a mért és számított eloszlásfüggvények közti eltérés jelentéktelen.

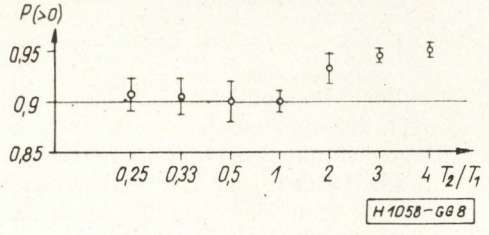
4. Végkövetkeztetések

4.1 A kiszolgálás minősége szempontjából a tevékenységi időt figyelembe vevő visszacsatolásos bemenet és az azonos intenzitású Poisson-bemenet között jelentős különbség csak $\varrho > 0,6$ erl esetében és csak prioritásos kiszolgálás mellett van.

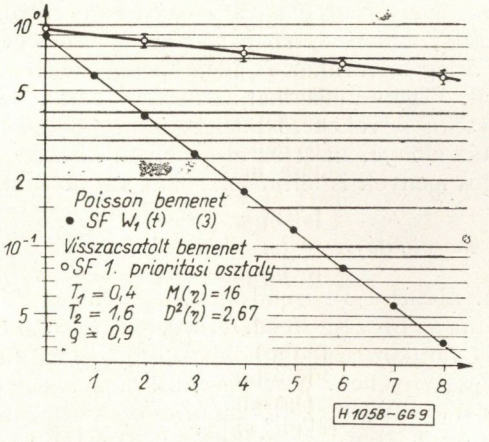
4.2 A másodlagos igényeket előnyben részesítő kiszolgálási rend minden esetben kedvezőbb (az elsődleges igényeket előnyben részesítő kiszolgálási rendhez képest felcserélt tartásidők mellett), figyelembe



7. ábra. A másodlagos igények várakozási valószínűségének változása (PF kiszolgálási sorrend; $\varrho=0,9$; $M(\eta)=16$; $D^2(\eta)=2,67$)



8. ábra. A másodlagos igények várakozási valószínűségének változása (SF kiszolgálási sorrend; $\varrho=0,9$; $M(\eta)=16$; $D^2(\eta)=2,67$)



9. ábra. Megadott időnél továbbvárakozás valószínűségének számított és utánzással kapott értékei SF kiszolgálási sorrend esetében

kell azonban venni, hogy a prioritási osztályokban tapasztalható várakozási időkülönbségek $T_2/T_1 > 2$-től kezdve szinte megszűnnek.

4.3 Az átlagos várakozási idők a vizsgált bemenet esetében növekszenek, az azonos intenzitású Poisson-bemenethez képest. Az eltérés mértéke a forgalom növekedésével növekszik, a túlterhellődés hatásai tehát hamarabb jelentkeznek mind tartós túlterhelés, mind rövid ideig tartó forgalmi csúcsok esetében.

4.4 Az átlagos várakozási idők növekedése a tevékenységi idő relatív nagyságától függ, ezért gyors vezérlőrendszerekben a jelenség (legalábbis a vizsgált tartományban) fokozottabban lép fel.

Az ismertetett vizsgálatokat a BHG Híradástechnikai Gyár elektronikus vezérlésű crossbar központjai (ECR típus) és crossbar alközpontjai (CA típus) vezérlő áramköreinek méretezésével kapcsolatban végeztük.

A jelenleg ismertetettnél lényegesen bonyolultabb rendszerek vizsgálatára is alkalmas utánzási programot Fridrich Ilona, a matematikai tudományok kandidátusa (MTA Számítóközpont) készítette.

IRODALOM

[1] *Takács, L.:* A single server queue with feedback BSTJ, 42. 1963, 2. pp. 505—519.

[2] *Coffmann, E. G., Kleinrock, L.:* Some feedback queuing models for time shared systems 5. ITC, 1967, Preprint Book, pp. 288—304.

[3] *Harr, J. A., Hoover, E. S., Smith, R. B.:* Organization of the No. 1 ESS stored program BSTJ, 43. 1964, 5. pp. 1923—1959.

[4] *Syki, R.:* Introduction to congestion theory in telephone systems Oliver and Boyd, 1960, p. 742.

[5] *Saaty, T. L.:* Elements of queuing theory McGraw-Hill, 1961, p. 423.

[6] *Kesten, H., Runnenburg, J. Th.:* Priority in waiting line problems I—II Proc. Kon. Ned. Akad. van Wetten., Ser. A 60. 1957, pp. 312—336.

Konferencia nemzetközi részvétellel

az elektronikai gyártmányok szerkezeti konstrukciója tárgyában

A magyar elektronikai ipar jelentős sikereket ért el mind hazánkban, mind a világpiacon. Termékeit számos országba exportálja. Fejlesztő mérnökeink felkészültségét nemcsak termékeink, hanem a műszaki irodalomban, illetve nemzetközi konferenciákon elért sikereik is bizonyítják.

A magyar elektronikai ipar gyártmányai szerkezeti konstrukciójának és előállításuk technológiai eljárásának színvonala viszont nem mindig kielégítő és ez a tény akadályozza a kedvező villamos paramétereknek, szellemes elektromos megoldásoknak érvényesülését a világpiacon. Szerkezeti konstrukciós munkával nem foglalkozik elegendő magas képzettségű szakember és nem kapják meg konstruktőreink azt a társadalmi és anyagi elismerést, amely munkájuk és szerepük fontossága után megilletné őket.

Mindezek a tényezők káros, visszahúzó erőt fejtenek ki elektronikai iparunk fejlődése szempontjából. A társadalmi elismerés hiánya a szerkezeti konstruktőreink nagy tömegeit inaktívvá teszi mind a társadalmi munka, mind a nemzetközi tudományos élet számára. Így, bár vannak tehetséges, kiváló eredmények elérésére képes szerkezeti konstruktőreink, ezeknek sem száma, sem környezetükre gyakorolt hatása nem kielégítő. A Budapesti Műszaki Egyetemen folyó villamosmérnök-képzés sem ad elegendő konstrukciós ismereteket.

Az elektronikai készülékeknek a szerkezeti konstrukciója az utóbbi években forradalmi fejlődésnek indult. A félvezetők széles körű alkalmazása, a miniatürizálásra való törekvés, a megbízhatóság fokozódó jelentősége új feladatokat jelentettek a szerkezeti konstruktőrök részére. A számító- és rajzgépeknek közvetlen felhasználása szerkezeti konstrukciós célokra pedig teljesen új utakat nyit.

Mind a rendelkezésre álló eszközök, mind a módszerek terén igen gyors fejlődés észlelhető ezen a területen. A szerkezeti konstrukciós és elektronikai tervezői tevékenység egyre jobban összefonódik. Az integrált áramkörök tervezésekor már alig lehet szétválasztani az elektromos, illetve szerkezeti konstrukciós tevékenységet. A számítógéppel végzett áramkörtervezéshez viszont olyan hőtani elrendezési információkra van szükség, amelyek régebben inkább szerkezeti konstruktőrök feladatkörébe tartoztak.

Mindezek a tények szükségessé teszik a meglevő szerkezeti konstruktőrök aktivizálását, ismereteiknek lényeges kibővítését és új szakembereknek erre a területre történő irányítását.

Egy nagy, nemzetközi konferencia lényegesen hozzájárul a szerkezeti konstrukcióval foglalkozó szakemberek aktivizálásához, társadalmi elismeréshez juttatja őket és nagyon sok olyan új ismeret elsajátítását teszi lehetővé, amelyek az irodalomban nem találhatók meg. A külföldi szakemberekkel folytatott személyes eszmecsere pedig kitágítja szakembereink látókörét.

Dr. Almássy György
a konferencia
szervezőbizottságának
a vezetője

Szerkezeti konstrukció az elektronikában

A Magyar Híradástechnikai Tudományos Egyesület, a Gépipari Tudományos Egyesület, a Magyar Elektrotechnikai Egyesület, a Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesület, a Neuman János Sz. G. Társaság és az Optikai, Akusztikai és Filmtechnikai Egyesület rendezésében, a

Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Tudományok Osztálya védnöksége alatt:

1972. április 19. és 21. között Budapesten nemzetközi részvétellel konferenciát tartunk

Szerkezeti konstrukció az elektronikában

címmel.

A konferencia célkitűzése az elektronikus berendezések és készülékek szerkezeti konstrukciójának területén nemzetközi szinten elért új eredmények áttekintése.

A konferencia keretében előadásokat és összefoglaló előadásokat tartanak és kerekasztal vitákat rendeznek. Ez lehetővé teszi, hogy a konferencia tevékenysége néhány nagy érdeklődésre számottartó, korszerű témára koncentrálódjék.

A konferencia kiemelt témái:

1. Az elektronikus berendezések és készülékek szerkezeti konstrukciójának általános módszertana
2. Az elektronikus berendezések és készülékek szerkezeti konstrukciójának automatizáláshoz és racionalizálásához szükséges elméleti alapok és eszközök. (Elektronikus adatfelfolgozás, elektronikus számítógépek, rajzgépek alkalmazása.)
3. A szerkezeti konstrukciók rendszere, a szerkezeti konstrukciókhoz szükséges adatbank megszervezése (szabványosítás, választék, modul, építőszerkrény olv. stb.)
4. A szerkezeti konstrukció szerepe az elektronikus készülékek megbízhatóságának a fokozására
5. Új technológiai eljárások hatása a szerkezeti konstrukcióra
6. A szerkezeti konstrukció hatása az elektronikus készülékek termikus tulajdonságaira
7. Az elektronikus berendezések és készülékek konstrukciójának oktatási kérdései

Előadásokat elsősorban a felsorolt, kiemelt témákból kérnek és fogadnak el. Egyes nagyjelentőségű és kiemelkedően érdekes — a konferencia tárgyával összefüggő — előadásnak akkor is helyt adnak, ha azok a fenti témakörökbe nem sorolhatóak be.

A konferencia nyelvei: magyar, angol, orosz és német.

A Szervező Bizottság kéri, hogy a konferencián előadással részt venni kívánók, a rendező egyesületek titkárságain igényelhető nyomtatványt pontosan töltsék ki és az előadás rövid kivonatát 3 példányban mellékelve, *1971. július 1-ig* adják postára, a konferencia titkárságának címezve:

Híradástechnikai Tudományos Egyesület Titkársága,

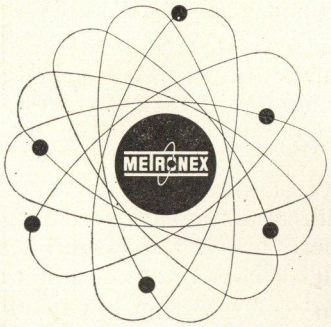
Budapest, V., Szabadság tér 17.

A beérkező előadások elfogadásáról és besorolásáról a Szervező Bizottság 1971. augusztus 31-ig választ küld.

MERA Egyesülés Külkereskedelmi Vállalata

METRONEX

Warszawa, Al. Jerozolimskie 44.
Telefon: 26-20-11, 26-22-21, 26-74-41
Távirati cím: MORHAN Warszawa Telex: 814471



a mérő-ellenőrző, az elektronikus és elektromos berendezések kizárólagos exportálója,

meghívja Önt, látogassa meg információs standját a Budapesti Nemzetközi Vásáron, a Lengyel Pavilonban (25. sz.) május 21—31 között.

A Magyarországra exportált árukról kérjen részletes műszaki és kereskedelmi felvilágosítást a helyszínen!

METRONEX

várja Önt standján!

Az EGYESÜLT IZZÓLÁMPA ÉS VILLAMOSSÁGI RT, a MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA MŰSZAKI TUDOMÁNYOS OSZTÁLYA és a HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET 1971. október 18—20 között

75 ÉVES A TUNGSRAM

címmel jubileumi tudományos szimpóziumot és jubileumi kiállítást rendez a TIT Természettudományi Stúdiójának (Budapest XI., Bocskai út 37.) termeiben.

A jubileumi tudományos szimpózium témakörei:

FÉNYFORRÁSOK ● FÉLVEZETŐK ● ELEKTRONCSÖVEK
VÁKUUMTECHNIKAI ANYAGOK, GÉPEK ÉS KÉSZÜLÉKEK

Érdeklődőket szívesen látunk.

Az érdeklődőknek a HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET TITKÁRSÁGA (Budapest V., Szabadság tér 17. Tel.: 113-027) részletes programot küld.

Felhívás:

Ezúton kérjük kedves olvasóinkat, amennyiben az Egyesült Izzólámpa és Villamossági RT 75 éves múltjával kapcsolatos emléktárgy, írásos anyag, régi gyártmány, készülék stb. lenne birtokukban, vagy hollétéről tudomásuk van, szíveskedjenek azt ugyancsak a HTE Titkárságán bejelenteni, és ha módjukban áll, az ünnepi kiállításunk, ill. múzeumunk céljaira felajánlani.

A TUDOMÁNYOS SZIMPÓZIUM ÉS A JUBILEUMI KIÁLLÍTÁS RENDEZŐBIZOTTSÁGA

SZEMLE

(Folytatás a 146. oldalról)

Tekintettel arra, hogy az olasz kormány véglegesen még mindig nem nyilatkozott, hogy a PAL vagy a SECAM rendszerű színes Tv-rendszert adaptálják, a franciák érthetően mindent elkövetnek az olasz kormány megnyerése érdekében. Az olasz kormány esetleges pozitív döntése esetén ugyanis több Földközi-tenger menti és latin-amerikai ország is a SECAM rendszert választaná. Úgy tűnik azonban, hogy a franciák sem bíznak esetleges sikerükben. A francia sajtóban úgy nyilatkoznak, hogy a PAL rendszer műszakilag sokkal fejlettebb. Franciaországnak a SECAM rendszerről előbb-utóbb le kell mondania. *(Handelsblatt 1970. nov.)*

*

A Varsói Televízió Gyár 15 éve foglalkozik TV-készülékek gyártásával. Ezen időszak alatt 3 millió db TV-készüléket állított elő, minden harmadik percben új készülék hagyja el a futószalagot. A termelés 20%-át exportálják. A gyár készülékei a szocialista országokon kívül Svédország, Szíria, Irak, Kolumbia piacain is megtalálhatók. A gyár mindent elkövet annak érdekében, hogy jelenlegi kapacitását megkétszerezze. A jelenleg folyó rekonstrukció és modernizálás után kapacitása évi több mint 1 millió db-ra emelkedik. Az 1970-ben kezdődő új ötéves terv folyamán megindítják a tranzisztoros készülékek gyártását és 30 000 db színes készülék gyártását is tervezik. *(Bjuletin Innosztrannoj Kommercseszkoj Informacii 1970)*

*

A Bolgár Minisztertanács 5,7 millió leva összeget engedélyezett a telefon és távíróhálózat továbbfejlesztésére, melynek keretében 23 automata telefon- és távíróállomás létesítésére is sor kerül. A kormány mindenekelőtt a főbb ipari központok, vidéki városok és a főváros közti automata telefonösszeköttetésre helyez nagy súlyt, ez ideig ugyanis Szófiával csak öt város állt ilyen telefonösszeköttetésben.

Tervek szerint 1975-ig Bulgáriában a városi telefonvolalak mintegy fele automatikus kapcsolású lesz, e célra az elkövetkezendő években 248 millió levát fognak fordítani. *(Nachrichten für Aussenhandel 1970. okt.)*

A Computer Operations Inc. amerikai vállalat a Gemini típusú szuper teljesítményű számítógép első darabját 1971. július végére készíti el. A hivatalos jelentés szerint e nagyteljesítményű komputer méltó versenytársa lesz az IBM 360-370 típusú szériájának. A komputer ára 2,7 millió $-tól 12 millió $-ig terjed a konfigurációtól függően, perifériális berendezések nélkül. A szakértők véleménye szerint a Gemini komputere tízszer gyorsabban dolgozik, mint az IBM 360, pedig ugyanazt a perifériális berendezést használják, mint az IBM. A legnagyobb konfiguráció 16 millió byte-ot tartalmaz és másodpercenként 1 millió instrukciót lehet a gépbe táplálni, illetve a géptől nyerni. *(Times 1970. okt.)*

*

Az elmúlt évben az USA piacokon eladott számítógépek 25%-a japán import volt. A tokiói Canon Inc. nagyarányú reklámhadjáratot indított az USA-ban Pocketronic berendezések beindítására. A Canon Inc. becslése szerint évi 10 000 egységet fognak az USA-ba exportálni. E tömör asztali modell kialakítását az újonnan kidolgozott fémoxid félvezetők tették lehetővé. Egy számítógépben 4000 rádiócsőnek megfelelő három parányi MOS-szerkezeti elem található. Súlya alig másfél kilogramm, külső behatásokra meglehetősen érzéketlen. *(Blick durch die Weltwirtschaft 1970. szept.)*

*

Több hónapja tartó tárgyalássorozat után az AEG-Telefunken és a Hitachi cégek között műszaki információk és szabadalmi, valamint licencmegállapodások kölcsönös cseréjére vonatkozó szerződés megkötésére került sor, amely a rádió és a televízió valamint a phonotechnika területét érinti.

A szóban forgó megállapodás értelmében a Hitachi számára lehetővé tették, hogy területileg és mennyiségileg korlátozott mértékben a cég, kizárólag exportcélokra, PAL-rendszerű színes TV-készülékeket gyártson. Ez azonban nem változtat a konszern politikáján, hogy csak azon cégeknek engedélyezi a PAL-rendszerű készülékek gyártását, mely országokban PAL rendszerű színes adást vezettek be. *(Frankfurte Allgemeine Zeitung 1970. okt.)*

(Folytatás a 160. oldalon)

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.375.4.029.6:621.382.23

Dr. Berceli T.—Koncsánszky Gy.:

Alagút-diódás erősítő a 8 GHz-es sávban

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 5. sz.

A szerzők először az alkalmazott aktív elemnek, az alagútdiódának a jellemzőivel foglalkoznak, majd az erősítő elvi működését ismertetik. Ennek során az erősítést, a sávszélességet, a zajtényezőt és a stabilitást teszik vizsgálat tárgyává. Végül ismertetik a kidolgozott alagút-diódás erősítő felépítését és az elért kísérleti eredményeket. Ezek szerint az erősítő kis zajtényező mellett nagy erősítéssel és széles átviteli sávval rendelkezik.

ETO 621.376.56:621.395.387

Sillay B.:

A PCM vonali jelek átvitelénél használt regenerátor időzítő jelének kinyerésével kapcsolatos megfontolások

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 5. sz.

A cikkben a szerző ismerteti a PCM regenerátor időzítő jel kinyerési helyének lehetőségeit és a különböző időzítési módok összehasonlítását. Arra az eredményre jut, hogy a teljes újra időzítés a részleges újra időzítésnél feltétlenül előnyösebb.

ETO 621.372.82.001.5:681.3

Bálint L.:

Két- és háromvezetős tápvonalak számítógépes modellezése

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 5. sz.

A cikk a két- és háromvezetős tápvonalaknak a véges differenciák módszerével történő sztatikus közelítésű modellezésével foglalkozik. A vizsgált tápvonalak keresztmetszeti geometriája igen általános és a módszer megengedi a keresztmetszetet kitöltő közeg jellemzőinek ugratását. A cikk megadja a fenti tápvonalak veszteséges modelljét és bemutatja a modellparaméterek számításának módját. Külön vizsgálja a microstrip és a szimmetrikus csatolt microstrip tápvonalakat, ezekre diagramokat közöl a leírt módszeren alapuló számítógépprogramokkal nyert eredményeiből. A függelékben részletesen bemutatja a parciális differenciálegyenletek véges differenciák módszerével történő megoldásának módját.

ETO 378.162.33:621.317.2:621.382.002.2

Dr. Bajor Gy.:

Korszerű félvezetőtechnológiai laboratórium a műegyetemi oktatásban

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 5. sz.

A Budapest Műszaki Egyetem Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék félvezetőtechnológiai laboratóriumában szilicium félvezető eszközök előállítására planár-technológiai laboratóriumi gyakorlatokat vezettek be. A hallgatók a gyakorlatok során megismerkednek a szíliciumszelet kémiai előkészítésével, az oxidációval, diffúzióval, fotoreziszt technikával, aluminizálással és a technológia egyes fázisaiban a szükséges ellenőrző mérésekkel. Bemutatják, hogy ezeket a gyakorlatokat hogyan lehet összehangolni az eszköztervezéssel. A legközelebbi jövőben olyan gyakorlatokat kívánnak bevezetni, amelyeken a hallgatók komplett integrált áramköröket készítenek.

ETO 621.395.66:654.15.027.001.5

Gosztony G.:

A valódi visszacsatolt jellegű telefonforgalom várakozásos rendszerekre gyakorolt hatásának utánzásos vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 5. sz.

A telefonforgalom sajátosságai következtében a telefonközpontok közös vezérlőrendszerének bemenetére visszacsatolt jellegű, igénypárokból (hármasokból stb.) álló forgalom érkezik. Nagy terhelés és elsőbbségi kiszolgálási sorrend esetében ez jelentős eltéréseket eredményezhet a Poisson (Engset) bemeneti folyamat esetében tapasztalható szolgáltatási minőséghez képest. Az igénypár második tagjának (a választás jellegű kapcsolásoknak) elsőbbséget adó kiszolgálási rend (azonos tartásidő viszonyokat feltételezve) minden esetben kedvezőbb. Ezek alapján túlterhelés hatásának vizsgálatakor és gyors közös vezérlőrendszerek méretezésében ajánlatos figyelembe venni a valódi telefonforgalom tulajdonságait.

Обобщения

ДК 621.375.4.029.6:621.382.23

Д-р Берцели, Т.—Кончански, Г.:

Усилитель на туннельных диодах в диапазоне 8 Ггц

HIRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 5.

Авторы во первых излагают параметры применяемого активного элемента: туннельного диода, а потом принцип работы усилителя. В ходе этого рассматриваются усиление, коэффициент шума, ширина полосы и стабильность. Наконец написывается построение разработанного усилителя на туннельных диодах и полученные результаты экспериментов. По этим усилитель имеет высокое усиление и широкую полосу передачи при низком коэффициенте шума.

ДК 621.376.56:621.395.387

Шиллаи Б.:

Размышления по получению синхронирующего сигнала регенератора примененного в передаче линейных сигналов ИКМ

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 5.

В статье рассматриваются возможности мест получения синхронирующего сигнала регенератора ИКМ и сравнение разных методов синхронизации. Результаты показывают, что полная синхронизация безусловно более выгодна чем частичная синхронизация.

ДК 621.372.82.001.5:681.3

Балинт Л.:

Моделирование ЭВМ двух- и трех-проводных линий передачи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 5.

Статья излагает моделирование двух- и трёхпроводных линий передачи статическим приближением с помощью метода конечных разностей. Расположение сечения испытаемых линий передачи очень общее и метод даёт возможность учитывать скачки параметров диэлектрика среды выполняющей сечение. Даётся модель с потерями линий передачи и показывается метод расчёта параметров моделя. Отдельно рассматриваются несимметричные и симметричные полосковые линии, показываются графики по этим, полученные из результатов программ ЭВМ на основе этого метода. В приложении подробно показывается метод решения дифференциальных уравнений в частных производных с помощью конечных разностей.

ДК 378.162.33:621.317.2:621.382.002.2

Д-р Байор, Г.:

Современная лаборатория технологии полупроводников в образовании на техническом Университете

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 5.

В лаборатории технологии полупроводников Будапештского Технического Университете, на кафедре электронных ламп и полупроводниковых приборов, лабораторные упражнения были организованы в целях изготовления кремниевых полупроводниковых приборов применением планарной технологии. В ходе упраждений студенты узнавают химическую подготовку кремниевой пластинки, окисление, диффузию, технику фоторезиста, алюминизацию и контрольные измерения необходимые в отдельных фазах. Показывается применение этих упражнений для проектирования полупроводниковых приборов. В ближайшем будущем желают организовать такие упражнения, на которых студенты изготовляют комплектные интегральные схемы.

ДК 621.395.66:654.15.027.001.5

Гостони Г.:

Испытание моделированием влияния телефонной нагрузки с подлинной обратной связью на системы с ожиданием

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 5.

В следствие особенностей телефонной нагрузки прибывает ко входу общей управляющей системы телефонных станций нагрузка состоящая из паров (троек и т. д.) требований характера обратной связи. В случае большой нагрузки и последовательности с приоритетом это может давать значительные отклонения от качества обслуживания полученного в случае процесса на входе типа Пуассон (Энгсет). Порядок обслуживания дающий приоитет второму члену пар атребования (соединениям аборного характерн а) — предполагая идентичные условия удержания — во всяком случае является более выгодным. На этой основе рекомендуется учитывать свойства настоящей телефонной нагрузки в течение испытания влияния перегрузки и проектирования общихуправляющих систем.

Zusammenfassungen

DK 621.375.4.029.6:621.382.23

Dr. Berceli, T.—Koncsánszky, Gy.:

Tunneldioden-Verstärker im Band von 8 GHz

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 5.

Zuerst wird es mit den Kennwerten der angewandten aktiven Elementen der Tunneldioden beschäftigt und die grundsätzliche Funktion des Verstärkers, erörtert. Im Laufe dieselber werden die Verstärkung, die Bandbreite, der Geräuschfaktor und die Stabilität untersucht. Zuletzt werden die Kinstruktion der ausgearbeiteten Tunneldiodenverstärker und die erzielten Versuchsergebnisse beschrieben. Auf Grund der Ergebnisse hat der Verstärker bei niedrigem Geräuschfaktor eine hohe Verstärkung und ein breites Übertragungsband.

DK 621.376.56:621.395.387

Sillay, B.:

Überlegungen in Zusammenhang mit der Wiedergewinnung des Zeitsignales des Regenerators, welche bei der Übertragung der PCM Liniensignale angewendet werden

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 5.

In dem Artikel werden die Möglichkeiten der Wiedergewinnungsstellen der Zeitsignale des PCM-Regenerators und der Vergleich der verschiedenen Zeitmethoden, erörtert. Gemäss der Ergebnisse ist die vollkommene Neusynchronisierung viel vorteilhafter, als die partielle Neusynchronisierung.

DK 621.372.82.001.5:681.3

Bálint, L.:

Simulation der Zwei- und Dreileiterspeiseleitungen mit Rechenmaschine

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 5.

Der Verfasser beschäftigt sich mit der statischen Annäherungssimulation der Zwei- und Dreileiterspeiseleistungen mit der Methode der endlichen Differenzen. Die Querschnittsgeometrie der untersuchten Speiseleistungen ist sehr allgemein und die Methode erlaubt einen Sprung der Kennwerte des Mediums, die den Querschnitt ausfüllen. Der Verfasser gibt die Modelle mit Verlusten der oben erwähnten Speiseleistungen und stellt die Methode der Berechnung der Modellparameter dar. Er untersucht besonders die Mikrostrip und symmetrisch gekoppelten Mikrostrip-Speiseleistungen, zeigt diesbezüglich Diagramme, die auf Grund der beschriebenen Methode mit Rechner erhaltenen Ergebnisse darstellen. In dem Abhang zeigt er eingehend die Lösungsmethoden der Partialdifferenzialgleichungen mit der Methode der endlichen Differenzen.

DK 378.162.33:621.317.2:621.382.002.2

Dr. Bajor, G.:

Modernes Halbleitertechnologisches Laboratorium im Unterricht der technischen Hochschule

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 5

Es wurden planar-technologische Laboratoriumsübungen zur Herstellung von Siliziumhalbleitergeräten in dem Halbleitertechnologischen Laboratorium des Lehrstuhls für Elektronenröhren und Halbleiter der Technischen Universität Budapest eingeführt. Während der Übungen erlernen die Studenten die chemische Vorbereitung der Siliziumschichten, die Oxydation, Diffusion, Photoresisttechnik, Aluminisierung und in einzelnen Phasen der Technologie die notwendigen Kontrollmessungen. Es wird erklärt, wie diese Übungen mit dem Gerätenentwurf in Einklang gebracht werden können. In der nächsten Zukunft will man solche Übungen einführen, während welchen die Studenten komplette integrierte Stromkreise fertigen werden.

DK 621.395.66:654.15.027.001.5

Gosztony, G.:

Simulationsuntersuchung der Wirkung des echten (zurückgekoppelten) Fernsprechverkehrs auf die Kennwerte von Wartesystemen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 5.

Infolge der Charakteristiken des Fernsprechverkehrs erreicht meistens ein zurückgekoppelter, aus Bedarfspaaren (Dreiern, usw.) zusammengesetzter Verkehr den Eingang der zentralen Steuerung von Fernsprechvermittlungsstellen. Im Falle von schwerer Belastung und bei Abfertigung nach Rangordnung kann das bedeutungsvolle Unterschiede in der Verkehrsgüte verursachen im Vergleich mit der Verkehrsgüte bei Poisson'schen (Engset'schen) Eingangsprozess. In allen Fällen ist die Abfertigung welche den zweiten Glied (Verbindungen mit Wahlcharakter) des Bedarfpaares Vorrang gibt günstiger (Gleiche Belegungsdauer-Verhältnisse vorausgesetzt). Im Falle von Untersuchungen der Wirkung der Überbelastung und bei der Dimensionierung schnellen zentralen Steuerungssystemen ist es ratsam die Eigentümlichkeiten des echten Fernsprechverkehrs in Acht zu nehmen.

Summaries

UDC 621.375.4.029.6:621.382.23

Dr. Berceli, T.—Koncsánszky, Gy.:

Tunnel Diode Amplifier in the 8 GHz Band

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 5.

The characteristics of the applied active element: the tunnel diode and further the principle of the function of the amplifier is presented. In the course of this the gain, bandwidth, noise factor and stability are examined. Finally the construction of the developed tunnel diode amplifier and the obtained experimental results are described, according to which the amplifier has a high gain and broad transmission band at a low noise factor.

UDC 621.376.56:621:395.387

Sillay, B.:

Considerations in Connection with the Recovery of the Timing Signal of the Regenerator Used at the Transmission of the PCM Line Signals

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 5.

The author presents the possibilities of the place of recovery of the timing signal of the PCM regenerator and the comparison between the different timing methods. The result obtained is that the total resynchronization is by all means more advantageous, than the partial resynchronization.

UDC 621.372.82.001.5:681.3

Bálint, L.:

Computer Simulation of Two- and Three-Conductor Transmission Lines

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 5.

The paper deals with static approximation of the two- and three-conductor transmission lines with the method of finite differences. The sectional geometry of the examined transmission lines is very general and the method enables the abrupt change of the characteristics of the medium filling up the section. The paper gives the dissipative model of the above mentioned transmission lines and presents the method of the calculation of the model parameters. It examines especially the microstrip and the symmetric coupled microstrip transmission lines. Regarding these it presents diagrams illustrating results obtained by computer programs based on the method described above. In the Appendix it presents in detail the way of solution of the partial differential equations by the method of the finite differences.

UDC 378.162.33:621.317.2:621.382.002.2

Dr. Bajor, G.:

Up-to-date Laboratory for Semiconductor Technology for the Education at the Technical University

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 5

In the Laboratory for Semiconductor Technology the Chair of Electronic Tubes and Semiconductors, Technical University Budapest laboratory exercises of planar technology were introduced to produce silicon semiconductor devices. In the course of exercises the students learn the chemical preparation of the silicon substrate, the oxidation, diffusion, photoresist technique, aluminization and necessary checking measurements in certain phases of the technology. It is presented how these exercises can be brought into conformity with the design of devices. In the near future it is intended to introduce such exercises in the course of which the students will make complete integrated circuits.

UDC 621.395.66:654.15.027.001.5

Gosztony, G.:

An Approach of Real (Feed-back Type) Telephone Traffic and Its Effect on the Characteristics of Queuing Systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 5.

Owing to the characteristics of the telephone traffic usually a feed-back type traffic composed by pairs of demands (trebles of them, etc.) arrives at the input of the common control systems of telephone exchanges. This could produce significant differences in the quality of service as compared with that of a Possion (Engset) input process in case of heavy traffic and priority queue discipline. The service order giving priority to the second member of a pair of demands (selection type connections) is favourable in all cases (identical holding time relations supposed). As a consequence in examining the effects of overload and in designing high speed common control systems it seems advisable to take into account the properties of real telephone traffic.

Résumés

CDU 621.375.4.029.6:621.382.23

Dr. Berceli, T.—Koncsánszky, G.:

Amplificateur á diode tunnel dans la gamme de 8 GHz

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 5.

Les auteurs exposent d'abord les caractéristiques des élements actifs: des diodes tunnel, ensuite la fonction de principe de l'amplificateur. Au cours de cette exposition ils examinent le gain, la bande passante, le facteur de bruit et la stabilité. Enfin ils décrivent la construction de l'amplificateur à diode tunnel développé et les résultats obtenus. Conformément à ceux-ci l'amplificateur a un gain haut et une bande passante large à coté d'un facteur de bruit bas.

CDU 621.376.56:621.395.387

Sillay, B.:

Considérations concernant la récupération des signaux de synchronisation du régénérateur utilisé pour la transmission des signaux de ligne modulés par impulsions codées

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nu 5.

L'auteur expose les possibilités du lieu de récupération des signaux de synchronisation du régénérateur à modulation par impulsions codées et donne une comparaison des méthodes de synchronisation différentes. Ces considérations donnent le résultat que la resynchronisation totale est en tous cas plus avantageuse que la resynchronisation partielle.

CDU 621.372.82.001.5:681.3

Bálint, L.:

Simulation par ordinateur des lignes de transmission à deux et trois conducteurs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 5.

L'article expose la simulation à approximation statique des lignes de transmission à deux et trois conducteurs par la méthode des différences finies. La géometrie sectionelle des lignes de transmission examinées est très générale et la méthode est apte à tenir compte des charges brusques du milieu comblant la section. Le modèle dissipatif de cettes lignes de transmission est donné et la méthode de calcul des paramètres de modèle est présentée. Les lignes microstrip et les lignes microstrip symétriques couplées sont analysées en particulier, diagrammes pour celles-ci, determinés par programmes d'ordinateur à la base de la méthode décrite, sont donnés. L'appendice présente en détail, par la méthode des différences finies, la solution des équations différentielles partielles.

CDU 378.162.33:621.317.2:621.382.002.2

Dr. Bajor, G.:

Un laboratoire moderne pour la technologie des sémiconducteurs dans le renseignement á l'Université Technique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 5.

Dans le laboratoire de la technologie des sémiconducteurs de la Chaire des lampes électroniques et sémiconducteurs de l'Université Technique de Budapest des exercices de laboratoire de la technologie planaire pour produire des dispositifs sémiconducteurs ont été organisées.
Les étudients se familiarisent au cours des exercices avec la préparation chimique de la plaquette de silicium, l'oxydation, la diffusion, la technique de photorésiste, l'aluminisation et les mesures de contrôle nécessaires dans les phases séparées de la technologie. Ils apprennent, comment on peut joindre les exercices avec le projet des dispositifs. Dans l'avenir prochain l'organisation des exercices pour la production des circuits integrés complets est prévue.

CDU 621.395.66:654.15.027.001.5

Gosztony, G.:

Essais par simulation de l'effet des systèmes à queue du trafic téléphonique du caractère de contre-réaction réelle

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 5.

En conséquence des spécialités du trafic téléphonique, ce trafic se compose des paires (groupes de trois etc.) de demandes du caractère de contre-réaction aux bornes d'entrée du système de contrôle commun des bureaux centraux téléphoniques. En cas d'une charge haute et séquence de priorité cette situation peut produire déviations considérables à l'égard de la qualité de service obtenue en cas d'un processus d'entrée du type Poisson (Engset). La séquence assurant priorité au deuxième membre de la paire de demande (aux liaisons du caractère de séléction) — à condition des durées d'occupation identiques — est en touts cas plus favorable. En cette considération il est recommendé de tenir compte des propriétés du trafic téléphoniquex vrai en essayant l'effet de la surcharge et projetant des systèmes de contrôle communs rapides.

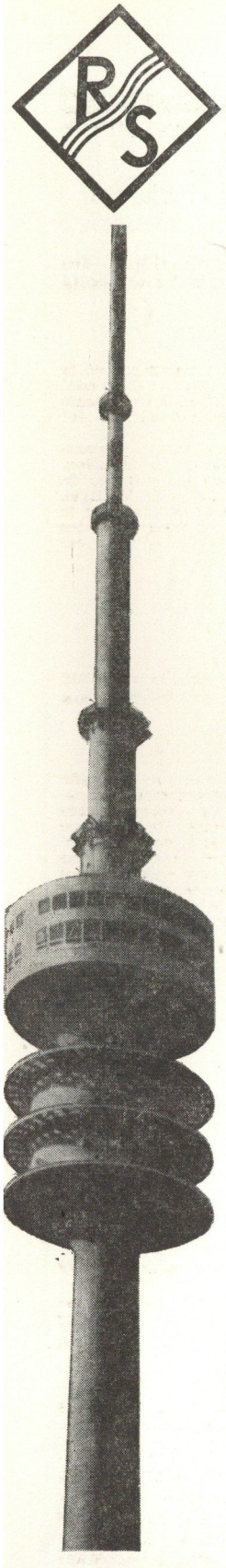
SZEMLE

(Folytatás a 157. oldalról)

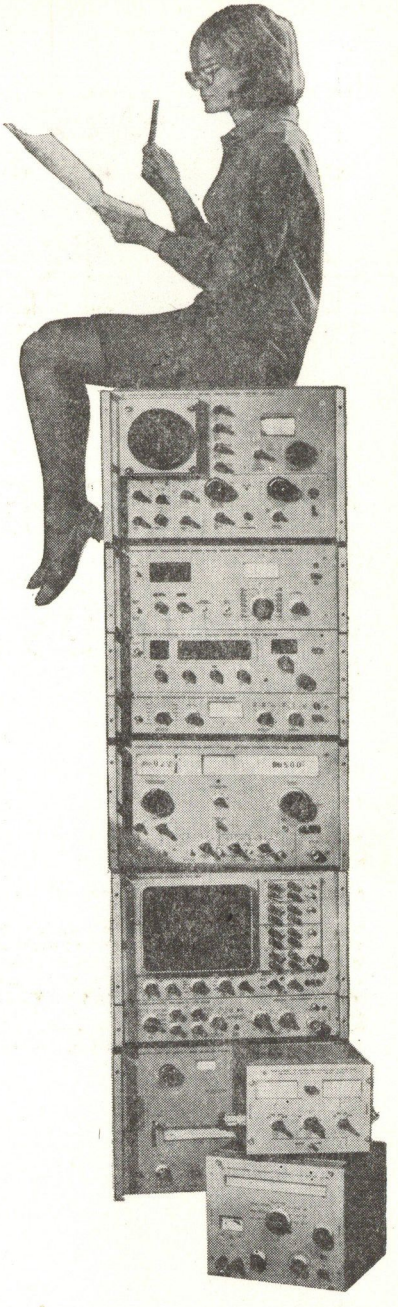
A Hewiett—Packard cég műszercsaládja híradástechnikai berendezések fejlesztése és gyártása terén nagyfokú automatizálást tesz lehetővé. A rendszer vezérlője a már nálunk is jól ismert HP asztali számológép, melyhez az ugyancsak ismert perifériák, így memoria kiegészítő, nyomtató, $x-y$ rajzológép, optikai kártyaolvasó csatlakoztató, ami által a gép kis számítógéppé válik. A géphez kétirányú adatcsatoló (2570A típus) kapcsolható, mely által max. 15 vonalon elektronikus műszerek, szalaglyukasztók és olvasók, távgépíró stb. is csatlakoztathatóak a géphez. Például az adóoldalon frekvenciaszintetizáló vezérelhető a gépről, a vételi oldalon elhelyezett digitális voltmérő mért adatát a gép számítástechnikailag feldolgozza, az eredményt felrajzolja és ha szükséges távgépírón is kiírja. A műszercsalád egységes BCD kódot használ, a programcsatoló ASC II. kódátalakítóval időosztásos számítógéphez is csatlakoztatható. Ily módon a felhasználó igényeinek legmegfelelőbb mérőszámoló rendszert lehet egyes egységekből összerakni ami igen gazdaságos is. A felépített rendszer megbízhatóságát az ellenőrző rendszer biztosítja. Alkatrészvizsgálatra, berendezések gyártási fázisban való közbenső ellenőrzésére és a végső termékek sorozatmérésére kiépített ilyen mérőrendszerek munkaerőt takarítanak meg és biztosítják az összes ellenőrzési adat rögzítését, esetleges későbbi visszakeresés céljából. *(Hp Measurment News Nov/Dec 1970)*

A Cintra Scientist 909 asztali számológép tudományos-műszaki feladatok megoldására készült. A gép MOS/LSI áramköröket tartalmaz, igen kompakt, kis fogyasztású (45 W). A kijelzés 10 számjegyes, 10 ± 99 az értéktartomány, a belső számhossz 12 jegyes. A gépbe beépített függvénygenerátorokkal logaritmust, trigonometrikus és hiperbolikus függvényeket, ezek inverzeit, négyzetreemelést és gyökvonást, $\sqrt{x^2+y^2}$, valamint $|x|^y$ kifejezéseket lehet előállítani. A zárójelek, az egyenlőségjel és értékadás is billentyűzhetők, így a képletek közvetlenül beírhatók a gépbe. Műveleti sebességek: összeadás 2,5 ms, trigonometrikus függvényelőállítás 50 ms, $\ln x$ 10 ms, osztás 8 ms. Az alapgépben maximális kiépítés esetén 256 programlépés és egyidejűleg 100 konstans tárolható 10 jegyre. Lehetséges az adatok indirekt címzésű tárolása is. Kapható perifériák: 512 lépéses mágneskártyás tároló, 5120 lépéses programtároló szubrutinképzési lehetőséggel, mágnesszalagos szóbeli utasításadó, $x-y$ rajzgép, kinyomtató és programismétlő. A gép Európában a Rood belga cég által került forgalomba. *(Cintra prospektus 1970. november)*

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1963



A mai idők rohanó tempójában



mi sem állhatunk meg elért eredményeink szintjén. És a fejlődés irama egyre gyorsul. Pedig a Rohde & Schwarz cég fejlődése eddig sem volt lassúnak mondható!

Úttörő jellegű teljesítményeink:

1938 — a világ első hordozható kvarcórája (alkalmazásának helye: a Szahara)

1943 — az első iparilag előállított HF-közvetítő-dugaszoló

1967 — az első Európában fejlesztett IC-automata mérőműszer

Dr. Rohde és Dr. Schwarz a harmincas évek elején alapították a vállalatot, amely ma 4000 dolgozót foglalkoztat. Feladatuk: elektronikus mérőműszerek és híradástechnikai készülékek fejlesztése, gyártása és eladása. A gyár programjában több mint 1000 különféle típus szerepel.

A tudományos alaposság elsőrendű szempont egy olyan vállalatnál, amelynek alapítói maguk is fizikusok voltak. A rendkívül gondos kivitelezés és szigorú minőségi kontroll segítségével a gyár termékei világhírűvé váltak.

Mérőműszer-programunkból:

mérőadók ● normálfrekvencia-generátorok ● vobulátoros mérőhelyek ● mérőnormáliák ● erősítők ● oszcillográfok ● írószerkezetek ● térerősség- és feszültségmérő készülékek ● teljesítmény- és frekvenciamérő műszerek ● R, L, C, tg δ és Q mérőműszerek ● félvezető- és IC-mérőautomaták ● építőkocka-elemek mért értékek átvitelére és feldolgozására ● normálidő-, hangszint- és televízióméró berendezések ● koaxiális alkatrészek

A müncheni Olympia-torony csúcsáról

(baloldali kép)

és szerte a világon sok más adó tetejéről sugároznak rádió- és televízióműsorokat. Sztereo és színes adókat és antennákat is gyárt a Rohde & Schwarz. A Rohde & Schwarz elsőként jelentkezett a híradástechnikában:
1949-ben az első német URH-rádióadóval,
1964-ben Európában az első meteorológiai műhold telemetrikus vevőberendezéssel.

Híradástechnikai programunkból:

Mobilis és helyhezkötött adóállomások ● rövidhullámú, URH-, TV- és repülőtéri vevőkészülékek és -antennák ● szatellitvétel, leválasztó erősítők ● illesztésmérők ● fordulatvezérlők ● távvezérlő berendezések

Budapesti Nemzetközi Vásár 27-es pavilon, 3-as stand

ROHDE & SCHWARZ

D-8000 Muenchen 80 · Postfach 801469 · Muehldorfstraße 15 · Telex 523703

1971 JUN 5

ELEKTROMODUL

Értesítjük
tisztelt ügyfeleinket, hogy a

TUNGSRAM – ELEKTROMODUL KÖZÖS MŰSZAKI VEVŐSZOLGÁLATA

Budapest, XIII. Jászai Mari tér 6. sz. alatt
(Telefon: 329-771, 329-775)
megkezdte működését.

A vevőszolgálat feladata, hogy segítse t. vevőinket a következő cikkeknek hazai forrásból való beszerzésében:

- elektroncsövek,
- katódsugárcsövek,
- tv-képcsövek,
- fotocellák,
- tranzisztorok,
- diódák,
- integrált áramkörök.

Kérjük, szíveskedjenek felkeresni közös vevőszolgálatunkat műszaki és egyéb problémáikkal. A felsorolt árucikkekre vonatkozó megrendeléseiket pedig a következő címre kérjük küldeni:

ELEKTROMODUL

Vákuumtechnikai és Világítástechnikai Osztálya