E870

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

6

XXI. ÉVFOLYAM, 6. SZÁM, 161–192 OLDAL, BUDAPEST, 1970. JÚNIUS HÓ

HÍRADÁSTECHNIKA

1970. június, XXI. évfolyam, 6. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

FERENCZ CSABA: Hullámterjedés tetszőleges tulajdonságú lineáris közegekben 161
FEJES LÁSZLÓ—BEKE ISTVÁN—KOBLINGER LÁSZLÓ: Többemitteres integrált áramköri tranzisztorok egyenáramú tulajdonságai 164
SZTANKOVICS LÁSZLÓ: Integrált áramkörök hordozóiként alkalmazott szigetelő anyagok 169
MAKAY ATTILA: Elsőbbségi és statisztikusan választó áramkörök elektronikus telefonközpontokban ... 175
DR. GÉHER KÁROLY: Számítógép programok katalógusa 1969 178
SZEKERES BÉLA: Antennákkal kapcsolatos fontosabb fogalmak 185
Szemle 163, 168, 189
Tartalmi összefoglalások 190
Обобщения 191
Zusammenfassungen 191
Résumés 192
Summaries 192

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZŐLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOG PÁL, DR. SÁRKÖZY GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCH ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, V., Szabadság tér 5—6. III. em. 320. Telefon: 183-772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon: 113-027

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

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest, VII., Lenin körút 9—11. Telefon 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V József, nádor. tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest, 62.

70.4333 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883 DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

FERENCZ CSABA

Hullámterjedés tetszőleges tulajdonságú lineáris közegekben

ETO 538.566 : 621.371

Az alábbiakban inhomogén, anizotróp, időben változó és áramló közegekben való hullámterjedést vizsgálunk. A közegjellemzők változási sebességére [1, 3] nem teszünk megkötéseket. Egyetlen megszorításunk, hogy

$$\overline{E}=\overline{E}_0 e^{j(\omega t-\varphi)},$$
$$\overline{E}_0=\text{áll.},\ \varphi=\varphi(F) \tag{1}$$

alakú vagy ilyen tagok összegeként előállítható megoldást keresünk.

A tárgyalás során feltételezzük, hogy a közegjellemzők értékét (sűrűség, ionizáció stb.) a terjedő hullám nem változtatja meg.

A tárgyalás a korábbi cikkekben [1, 2, 3, 4] ismertetett általános diszperziós egyenletre felépülő vizsgálati mód egyik lehetséges általánosítása. Más általánosítási lehetőséggel a korábbi cikkekben foglalkoztunk [2, 3].

1. A probléma megoldása időben állandó, nyugvó közegben

Tételezzük fel, hogy a közeg jellemzői $\overline{\overline{\varepsilon}}(\bar{r}, t)$ és $\overline{\overline{\mu}}(\bar{r}, t)$, relatív permittivitás és permeabilitás, ahol $\overline{\overline{\varepsilon}}$ az ismert módon tartalmazza a vezetési tagot vagy tagokat is. A Maxwell-egyenletek a $\overline{\nabla}$ szimbólum alkalmazásával:

$$\begin{aligned}
&\overline{\nabla}\times\overline{H}=j\omega\varepsilon_0\overline{\overline{\varepsilon}}\,\overline{E}\\
&\overline{\nabla}\times\overline{E}=-j\omega\mu_0\overline{\overline{\mu}}\,\overline{H}\\
&\overline{\nabla}(\overline{\overline{\mu}}\,\overline{H})=0\\
&\overline{\nabla}(\overline{\overline{\varepsilon}}\,\overline{E})=0,
\end{aligned} \tag{2}$$

ahol ε_0 és μ_0 vákuum permittivitása és permeabilitása, $\bar{r}$ a helyzetvektor, t az idő, $\overline{\overline{\varepsilon}}$ és $\overline{\overline{\mu}}$ a közeg relatív permettivitása és permeabilitása, $\overline{E}$ az elektromos térerősség vektor, $\overline{H}$ a mágneses térerősség vektor, ω a jel körfrekvenciája, φ a teljes fáziscsúszás értéke.

$$\overline{D}=\varepsilon_0\overline{\overline{\varepsilon}}\,\overline{E},\ \overline{B}=\mu_0\overline{\overline{\mu}}\,\overline{H}, \tag{3}$$

ahol $\overline{D}$ az eltolási és $\overline{B}$ az indukció vektor.

Vezessük be az ismert általános terjedési vektort [1]:

$$\overline{K}=\text{grad}\ \varphi. \tag{4}$$

Átírjuk a (2) egyenletrendszert a

$$\overline{\nabla}\times\overline{\nabla}\times\bar{v}=\overline{\nabla}(\overline{\nabla}v)-\overline{\nabla}^2\bar{v} \tag{5a}$$

ismert összefüggés felhasználásával, továbbá alkalmazzuk az

$$\overline{\overline{\varepsilon}}=\overline{\overline{1}}+\overline{\overline{e}}\ \text{és}\ \overline{\overline{\mu}}=\overline{\overline{1}}+\overline{\overline{m}} \tag{5b}$$

anyagjellemző alakokat. Ekkor

$$\overline{\nabla}(\overline{\overline{e}}\,\overline{E})=\overline{\overline{e}}_{\nabla}\overline{E}-j\overline{K}\,\overline{\overline{e}}\,\overline{E}, \tag{6}$$

ahol

$$e_{\nabla K}=\sum_i\frac{\partial e_{ik}}{\partial x_i};\ K_{e\nabla ik}=K_i e_{\nabla k}, \tag{6a}$$

és értelemszerűen

$$m_{\nabla k}=\sum_i\frac{\partial m_{ik}}{\partial x_i};\ K_{m\nabla ik}=K_i m_{\nabla k}. \tag{6b}$$

A (4), (5) és (6) egyenletek felhasználásával az [1]-ben látott módon a (2) egyenletrendszer

$$\begin{aligned}
&[j(\overline{\nabla}\overline{\overline{K1}}-\overline{\text{grad}}\ \overline{K}+\overline{\overline{K}}_{e\nabla})+(K^2\overline{\overline{1}}+K\overline{\overline{e}}-k_0^2\overline{\overline{\varepsilon}})]\overline{E}=\\
&\qquad=-j\omega\,\mu_0\overline{\nabla}\times\overline{\overline{m}}\,\overline{H}\\
&[j(\overline{\nabla}\overline{\overline{K1}}-\overline{\text{grad}}\ \overline{K}+\overline{\overline{K}}_{m\nabla})+(K^2\overline{\overline{1}}+\overline{K}\,\overline{\overline{m}}-k_0^2\overline{\overline{\mu}})]\overline{H}=\\
&\qquad=j\omega\varepsilon_0\overline{\nabla}\times\overline{\overline{e}}\,\overline{E}
\end{aligned} \tag{7}$$

alakba írható, ahol $k_0^2=\omega^2\varepsilon_0\mu_0$ és

$$K=\begin{bmatrix} K_1^2 & K_1K_2 & K_1K_3\\ K_1K_2 & K_2^2 & K_2K_3\\ K_1K_3 & K_2K_3 & K_3^2\end{bmatrix}.$$

Beérkezett: 1970. II. 18.

Vezessük be a bal oldalon szereplő tenzorok jelölésére az $\overline{\overline{\Sigma}}_e$, ill. $\overline{\overline{\Sigma}}_m$ jelölést. A (7) egyenletrendszer jobb oldalai átalakíthatók:

$$\overline{\nabla}\times\overline{\overline{m}}\,\overline{H}=\overline{\overline{\mu}}_{\nabla}\overline{H}-jK\times\overline{\overline{m}}\,\overline{H} \qquad (8)$$

$$\overline{\nabla}\times\overline{\overline{e}}\,\overline{E}=\overline{\overline{\varepsilon}}_{\nabla}\overline{E}-jK\times\overline{\overline{e}}\,\overline{E},$$

ahol

$$\mu_{\nabla}=\begin{bmatrix}\left(\frac{\partial m_{31}}{\partial x_2}=\frac{\partial m_{21}}{\partial x_3}\right) & \left(\frac{\partial m_{32}}{\partial x_2}-\frac{\partial m_{22}}{\partial x_3}\right) & \left(\frac{\partial m_{33}}{\partial x_2}-\frac{\partial m_{23}}{\partial x_3}\right)\\ \left(\frac{\partial m_{11}}{\partial x_3}-\frac{\partial m_{31}}{\partial x_1}\right) & \left(\frac{\partial m_{12}}{\partial x_3}-\frac{\partial m_{32}}{\partial x_1}\right) & \left(\frac{\partial m_{13}}{\partial x_3}-\frac{\partial m_{33}}{\partial x_1}\right)\\ \left(\frac{\partial m_{21}}{\partial x_1}-\frac{\partial m_{11}}{\partial x_2}\right) & \left(\frac{\partial m_{22}}{\partial x_1}-\frac{\partial m_{12}}{\partial x_2}\right) & \left(\frac{\partial m_{23}}{\partial x_2}-\frac{\partial m_{23}}{\partial x_1}\right)\end{bmatrix} \qquad (9)$$

és $\overline{\overline{\varepsilon}}_{\nabla}$ az $\overline{\overline{e}}$ tenzorból értelemszerűen képezhető. Az [1]-ben használt jelölésekkel összhangban legyen

$$\overline{P}\ldots=j\omega\varepsilon_{0_\nabla}+\omega\varepsilon_0\overline{K}\times\overline{\overline{e}}\ldots,\quad \overline{M}\ldots=j\omega\mu_0\overline{\overline{\mu}}_{\nabla}+$$
$$=\omega\mu_0\overline{K}\times\overline{\overline{m}}\ldots \qquad (10)$$

Mindezek alapján a (7) $\overline{E}$ és $\overline{H}$ ismeretlenekben lineáris, homogén egyenletrendszernek akkor létezik triviálistól különböző megoldása, ha az általános diszperziós egyenlet teljesül, azaz

$$|\overline{\overline{\Sigma}}_c+\overline{\overline{M}}\,\overline{\overline{\Sigma}}_m^{-1}\overline{P}|=0 \qquad (11a)$$

vagy ezzel ekvivalens alakban

$$|\overline{\overline{\Sigma}}_m+\overline{\overline{P}}\,\overline{\overline{\Sigma}}_e^{-1}\overline{M}|=0. \qquad (11b)$$

Abban az esetben, ha csak az egyik anyagjellemző tenzor [5], akkor az alábbi két, a közeg *linearitásán* és a *szinuszos alapmodusokból összetehető megoldás*-keresésén kívül semmilyen megkötést nem tartalmazó diszperziós egyenletet kapjuk:

$$|K^2\overline{\overline{1}}+\overline{\overline{K}}\,\overline{\overline{e}}-k_0^2\overline{\overline{\varepsilon}}+j(\overline{\nabla}\,\overline{K}\,\overline{\overline{1}}-\overline{\overline{\text{grad}}}\,\overline{K}+\overline{K}_{e\nabla})|=0, \qquad (12)$$

illetve

$$|K^2\overline{\overline{1}}+\overline{\overline{K}}\,\overline{\overline{m}}-k_0^2\overline{\overline{\mu}}+j(\overline{\nabla}\,\overline{K}\,\overline{\overline{1}}-\overline{\overline{\text{grad}}}\,\overline{K}+\overline{\overline{K}}_{m\nabla})|=0. \qquad (13)$$

Az egyenletek megadják a terjedéskor fellépő $\varphi(\bar{r})$ függvényt, s ezután a Maxwell-egyenletekből a peremfeltételek ismeretében az $\overline{E}_0$ és $\overline{H}_0$ állandók is meghatározhatók. A teljes hullámképet a (11), (12) vagy (13) megoldásaként adódó összes $\varphi(r)$ függvényhez tartozó alapmodusok lineáris kombinációja adja.

2. Az eredmény általánosítása időben változó és áramló közegekre

2.1. Időben változó közegek

Egyszerűen belátható, hogy az [1]-ben látott módon az 1. részben végzett levezetés változó közegek esetén megismételhető. Az [1]-ben használt jelölésekkel összhangban az

$$\overline{\overline{M}}\to\overline{\overline{M}}^*\ldots=j\omega\overline{\overline{\mu}}_0\mu^*_{\nabla}+\omega\mu_0\overline{K}\times\overline{\overline{m}}^*\ldots$$
$$\overline{\overline{P}}\to\overline{\overline{P}}^*\ldots=j\omega\varepsilon_0\overline{\overline{\epsilon}}^*_{\nabla}+\omega\varepsilon_0\overline{K}\times\overline{\overline{e}}^*\ldots$$

$$\omega\to\omega^*=\omega-\frac{\partial\varphi}{\partial t} \qquad (14)$$

$$\overline{\overline{\varepsilon}}\to\overline{\overline{\varepsilon}}^*=\overline{\overline{\varepsilon}}-j\frac{1}{\omega^*}\frac{\partial\overline{\overline{e}}}{\partial t}=1+\underline{\overline{\overline{e}}}^*$$

$$\overline{\overline{\mu}}\to\overline{\overline{\mu}}^*=\overline{\overline{\mu}}-j\frac{1}{\omega_*}\frac{\partial\overline{\overline{m}}}{\partial t}=\overline{\overline{1}}+\overline{\overline{m}}^*$$

$\overline{\overline{\mu}}_{\nabla}\to\overline{\overline{\mu}}^*_{\nabla}$, $\overline{\overline{\epsilon}}_{\nabla}\to\overline{\overline{\epsilon}}^*_{\nabla}$ } (9)-nek megfelelően $\overline{\overline{m}}^*$ és $\overline{\overline{e}}^*$ alapján értelemszerűen képezhetők

jelölések bevezetése után a (11), (12), illetve (13) egyenletek változatlanul érvényesek. Megjegyzendő, hogy

$$\overline{\overline{K}}\,\overline{\overline{m}};\ \overline{\overline{K}}_{m\nabla};\ \overline{\overline{K}}\,\overline{\overline{e}}\ \text{és}\ \overline{\overline{K}}_{e\nabla}$$

változatlan az új egyenletekben.

2.2. Áramló közegek

A korábbi publikációkban [2, 3, 6] alkalmazott módszerrel belátható, hogy a

$$\overline{K}\to\overline{K}=\overline{K}+(\overline{K}\ \overline{\text{Grad}}\ \overline{v})t$$

helyettesítéssel vagy általánosabban

$\Phi=\omega_0 t-\psi$; $\psi=\Delta\omega t+\varphi$; ω_0: gerjesztési frekvencia

$$\overline{K}=-\text{Grad}\,\varphi;\ \omega=\frac{\partial\Phi}{\partial t} \qquad (15)$$

jelölések alkalmazásával megkapjuk a kontinuumnak tekinthető áramló közegben terjedő hullámképet a (11), (12), illetve (13) egyenlet segítségével, ha $\overline{K}$-t tekintjük terjedési vektornak, és az említett egyenletek egyikéhez hozzávesszük az áramlást jellemző [3]

$$\frac{-\partial\overline{K}}{\partial t}=\overline{K}\ \text{Grad}\ v \qquad (16)$$

nem relativisztikus egyenletet.

Az így nyerhető megoldások, a nem relativisztikus közelítés miatt csak v/c nagyságrendben helyesek, míg a $(v/c)^i$, $i\geq 2$-vel arányos tagokat az eredményben *nullával kell* helyettesíteni.

A relativisztikus vizsgálat a magasabbrendű tagok jelentkezését is megengedi — alkalmazásának eredménye látható pl. [6]-ban — azonban ekkor egyszerű módon csak úgy kaphatunk eredményt, ha a sebességteret ugrásfüggvényekkel írjuk le. Az állandó sebességű tartományokban az előzőekből ismert inhomogén megoldásokat megkeressük és kapcsolatukat a Lorentz-transzformáció adja meg. E kérdéssel, valamint az itt felmerülő fotonelnyelés-törésmutató kapcsolattal későbbi publikációkban foglalkozunk.

3. Az eredmények alkalmazhatóságának igazolása

3.1. Izotróp, inhomogén, egyirányban változó plazma

Ebben az esetben legyen $\overline{\overline{\varepsilon}}=\overline{\overline{1}}\varepsilon(x)$; $\overline{\overline{\mu}}=\overline{\overline{1}}$. Az irodalomból ismeretes a megoldás, ha a terjedés iránya az x tengellyel párhuzamos [7, 8]. A (12) egyenletet felhasználva és figyelembe véve, hogy a speciális

terjedési irány miatt $\bar{K}=\frac{d\varphi}{dx}\bar{i}$, az alábbi diszperziós egyenlethez jutunk:

$$\varepsilon\left(K^2-k_0^2+jK\frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial\varepsilon}{\partial x}\right)\left(K^2-k_0^2\varepsilon+j\frac{\partial K}{\partial x}\right)^2=0. \quad (17)$$

Az $\varepsilon=0$ triviális esettől eltekintve, a teljes megoldásrendszert a

$$-j\frac{\partial K}{\partial x}-K^2+k_0^2\varepsilon=0 \quad (18)$$

és a

$$K\left(K+j\frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial\varepsilon}{\partial x}\right)=k_0^2 \quad (19)$$

egyenletek megoldásai adják. A (18) egyenlet ismeretes az irodalomból, [7, 8], megoldásait az inhomogén plazmában való hullámterjedés vizsgálatára régóta használják. A (19) egyenlet először a [3]-ban került publikálásra, mikrofizikai megfontolások alapján adódott, a „módosított Eikonal-egyenlet" speciális esete. (19) egyben előírás — a mikrofizikai kapcsolatokon keresztül —, melyek azok a közegek, amelyekben a vázolt periodikus megoldás létezik.

3.2. Anizotróp plazma

A számítások bonyolultsága miatt nem közöljük, csak megemlítjük, hogy az irodalomból [7, 8] ismert differenciálegyenletek az

$$\bar{\bar{\varepsilon}}^{-1}=\begin{bmatrix}\varepsilon_\perp^{-1} & \varepsilon^{-1} & 0\\ -\varepsilon^{-1} & \varepsilon_\perp^{-1} & 0\\ 0 & 0 & \varepsilon_\parallel^{-1}\end{bmatrix}$$

anyagjellemzőjű plazmára szintén adódnak. A használatos „effektív terjedési tényező"

$$\gamma(x)=-\frac{1}{H}\frac{\partial H}{\partial x}$$

pedig nem más, mint $jK=j\frac{\partial\varphi}{\partial x}$, vagyis az általános terjedési vektor egy speciális esetben.

4. Következtetések

a) A fent mutatott megoldás bármilyen lineáris közegre megadja az exp ($j\omega t$) alakú megoldásokból adódó teljes hullámképet, feltéve, hogy ilyen létezik.

b) A megoldás során eldönthető, hogy az adott tulajdonságú közegben mikor létezik vagy létezik-e egyáltalán exp ($j\omega t$) alakú megoldás.

c) Az általánosított diszperziós egyenlet vizsgálatával meghatározható, milyen közegekben létezik exp ($j\omega t$) megoldás. Ehhez természetesen az általánosított diszperziós egyenletet a mikrofizikai megfontolások felhasználásával adódó diszperziós egyenlettel kell összevetni. Például: a (19) egyenlet és a [3]-ban ismertetett „módosított Eikonal egyenlet" összehasonlítása.

d) [3] és a jelen cikk eredményeinek összevetése alapján megállapíthatjuk, hogy az inhomogén $\bar{\bar{\varepsilon}}$ és $\bar{\bar{\mu}}$ meghatározása elengedhetetlenül szükséges.

*

Ezúton is köszönetet mondok dr. Simonyi Károly professzor úrnak a munkámhoz nyújtott szíves támogatásáért.

IRODALOM

1. *Ferencz, Cs.:* Wave Propagation in Inhomogeneous, Anisotropic, Time-Varying Medium. Periodica Polytechnica E. E. Vol. 12. No. 3. pp. 347–355. 1968.
2. *Drahos, D. – Ferencz, Cs. – Ferencz, I. – Horváth, F. – Tarcsai, Gy.:* Some Theoretical Contributions Concerning the Doppler Geodetical Measurements. Paper presented at COSPAR XII. Plenary Meeting, WG. I.-a. 8., 1969. Praha. To be published in Space Research X.
3. *Ferencz, Cs.:* Wave Propagation in Inhomogeneous, Linear Media. To be published in Acta Technica Hungarica. Reg. No. 2836.
4. *Ferencz, Cs. – Ferencz, I. – Tarcsai, Gy.:* Refraction Problems and Wave Propagation in Doppler Geodetical Measurements. Paper presented at the conference on „Observation of Artificial Satellites of the Earth". 1969, Varna. To be published in Nabljudenie-UCZ No. 9.
5. *Mattila:* Wave Propagation in Anisotropic Media, Electromagnetic Wave Theory, edited by J. Brown, Part I. pp. 155–156. Pergamon Press, 1967.
6. *Ferencz, Cs. – Tarcsai, Gy.:* A New Experimental Possibility of Investigating the Solar Corona: Frequency Measurements on Radio Sources when Occultated by the Sun. To be published in near future.
7. *Heald, M. A. – Wharton, C. B.:* Plasma Diagnostics with Microwaves. John Wiley & Sons Inc. 1965.
8. *Osterberg, H.:* Propagation of Plane Electromagnetic Waves in Inhomogeneous Media. J. Opt. Soc. Am. *48*, 513. 1958.

SZEMLE

Szerkeszti: BALOGH PÁL

Az Európai Atomkutató Szervezet (CERN) elhatározta, hogy 300 gigaelektronvoltos protongyorsítót építenek, amely nagyobb teljesítményű lesz, mint a jelenleg legnagyobb — Chicagóban működő — 200 gigaelektronvoltos gyorsító. A létesítmény költségelőirányzata kb. 500 millió dollár. A hat jelentkező nyugat-európai ország közül az NSZK-nak van a legnagyobb esélye arra, hogy területén építsék fel ezt a nagyfontosságú tudományos létesítményt.

A tervezett gyorsítóban a protonok 10×6 cm² keresztmetszetű, 2,4 km átmérőjű csőgyűrűben keringenek majd. A csövet 13 m-rel a föld felszíne alatt helyezik el. A protonok másodpercenkint 40 000-szer futnak körbe ezen a földalatti pályán. *(Die Welt, 1969. dec.)*

Olaszországban 1969. végéig 2300 darab elektronikus számítógépet, ezekből az iparilag igen fejlett Lombardiában, 800-at, helyeztek üzembe. Amíg országos átlagban 6000 alkalmazottra jut egy számítógép, addig Lombardiában 3700-ra. A legtöbb elektronikus számítógépet a gépjárműacél-, kaucsukfeldolgozó-, olajfinomító-, textil- és élelmiszeriparban állították üzembe. A további nagyarányú üzembeállításnak jelenleg bizonyos mértékig gátat szab a szakemberhiány. Országos viszonylatban mintegy 15 000 programozóra lenne szükség a jelenlegi 12 000-rel szemben. Ezt a hiányt nagyarányú szakember utánpótlással kívánják

(Folytatás a 168. oldalon)

FEJES LÁSZLÓ – BEKE ISTVÁN – KOBLINGER LÁSZLÓ
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

Többemitteres integrált áramköri tranzisztorok egyenáramú tulajdonságai

ETO 621.382.334.024

A monolitikus integrált áramkörök megjelenése és fejlődése során teljesen új konstrukciójú passzív és aktív áramköri elemeket alakítottak ki. Az elemek egy részével korábban diszkrét kivitelben nem találkozhattunk. A passzív elemek közül figyelemre méltó a nagyobb ellenállásérték elérését biztosító ún. pinch resistor [1]. Az aktív elemek közül széles körben használják a laterális tranzisztort [2], a *p-n-p-n* szerkezetű vezérelt egyenirányítót [3] és a többemitteres tranzisztort [4]. Cikkünkben ez utóbbival részletesen foglalkozunk, mivel a TTL rendszerű digitális integrált áramkörök egyik alapvető eleme.

1. A TTL kapu

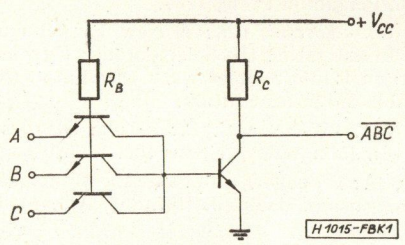
A diszkrét elemekből felépített tranzisztor-tranzisztor logikai kapu alapváltozatának kapcsolási rajzát az 1. ábra mutatja. Az áramkör NAND logikai műveletet végez.

Az áramkör integrált megvalósítása négy különálló tranzisztor kialakításával is lehetséges. Az 1. ábrából látható, hogy az ÉS műveletet végrehajtó bemeneti tranzisztorok kollektora és bázisa össze van kötve.

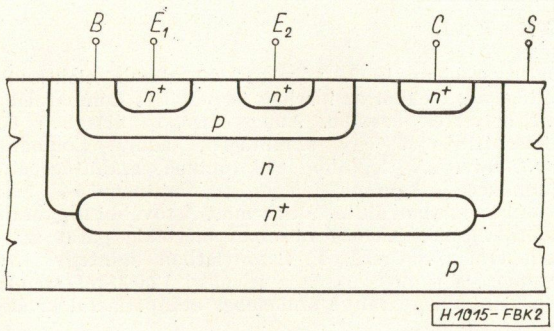
Integrált kivitelben ezért egy közös kollektorú és közös bázisú elrendezés valósítható meg, amelynek eredménye a többemitteres tranzisztor. A tranzisztor keresztmetszete két emitter esetén a 2. ábrán látható.

A közös kollektorú és bázisú elrendezés előnye, hogy az egyetlen kollektor- és bázissziget nagymértékben csökkenti a helyigényt. A méretek csökkenésével együtt jár a különböző p-n átmenetek területének és ezáltal a parazita kapacitások értékének csökkenése.

Beérkezett: 1970. III. 11.



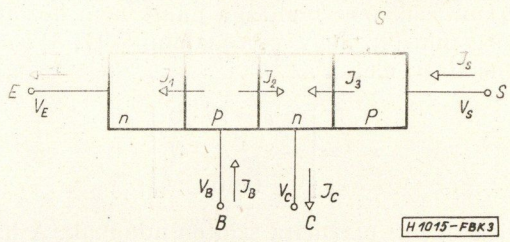
1. ábra. Diszkrét elemekből felépített TTL kapu



2. ábra. Kétemitteres tranzisztor keresztmetszete

2. A többemitteres tranzisztor modellje

A 2. ábrán látható többemitteres integrált áramköri szerkezet jellemzője, hogy a közös bázishoz több mint két p-n átmenet tartozik. A többemitteres tranzisztor egyenáramú analízisét a nemlineáris tranzisztormodell [5] segítségével tárgyaljuk. A szokásos integrált áramköri tranzisztor áram- és feszültségviszonyai a 3. ábrán láthatók, az ábra jelölései a következők:



3. ábra. Integrált áramköri tranzisztor feszültség- és áramviszonyai

$$I_e = I_1, \qquad \varphi_e = V_B - V_C,$$
$$I_b = I_1 + I_2, \qquad \varphi_c = V_B - V_C,$$
$$I_c = I_2 + I_3, \qquad \varphi_s = V_S - V_C.$$
$$I_s = I_3,$$

A tranzisztor működését bármely tartományban leíró modell egyenletrendszere:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & -a_{12} & 0 \\ -a_{21} & a_{22} & -a_{23} \\ 0 & -a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e^{\varphi_e/A} - 1 \\ e^{\varphi_c/A} - 1 \\ e^{\varphi_s/A} - 1 \end{bmatrix}, \qquad (1)$$

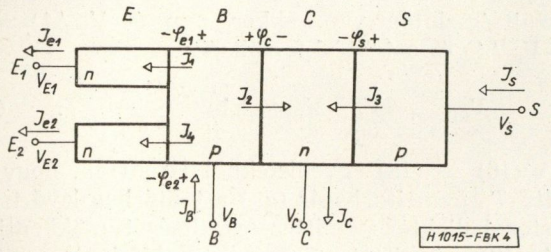
ahol $A = kT/q = 0{,}026$ V; φ_e, φ_c és φ_s az emitterbázis, a kollektorbázis és a kollektorhordozó átmenet feszültsége; I_1, I_2 és I_3 az átmeneteken folyó áramok; az a_{ij} mennyiségek pedig a nemlineáris modell paraméterei. Az a_{ij} paraméterek segítségével a

normál és a parazita tranzisztor nyitó és inverz áramerősítési tényezői a következők:

$$\alpha_0=\frac{a_{21}}{a_{11}}, \qquad \alpha_{s0}=\frac{a_{32}}{a_{22}},$$
$$\alpha_{i0}=\frac{a_{12}}{a_{22}}, \qquad \alpha_{si0}=\frac{a_{23}}{a_{33}}. \tag{2}$$

Ezt a modellt kiterjeszthetjük a többemitteres tranzisztorra is, amelynek áram- és feszültségviszonyait két emitter esetén a 4. ábra szemlélteti. Az ábra jelölései:

$$I_{e1}=I_1, \qquad \varphi_{e1}=V_B-V_{E1},$$
$$I_{e2}=I_4, \qquad \varphi_{e2}=V_B-V_{E2},$$
$$I_b=I_1+I_2+I_4, \qquad \varphi_c=V_B-V_C,$$
$$I_c=I_2+I_3, \qquad \varphi_s=V_S-V_C.$$
$$I_s=I_3.$$



4. ábra. Kétemitteres tranzisztor feszültség- és áramviszonyai

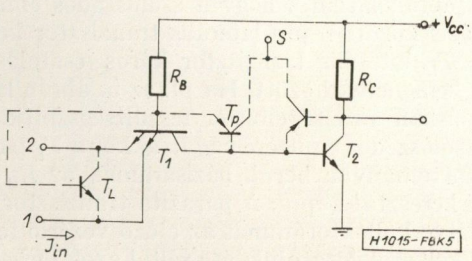
A második emitter árama I_4, feszültsége pedig V_{E2}.

A kétemitteres tranzisztor nemlineáris modellje a következő:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & -a_{12} & 0 & -a_{14} \\ -a_{21} & a_{22} & -a_{23} & -a_{24} \\ 0 & -a_{32} & a_{33} & 0 \\ -a_{41} & -a_{42} & 0 & a_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e^{\varphi_{e1}/A}-1 \\ e^{\varphi_c/A}-1 \\ e^{\varphi_s/A}-1 \\ e^{\varphi_{e2}/A}-1 \end{bmatrix}. \tag{3}$$

A kapu integrált alapváltozatának kapcsolási rajza az aktív parazitákkal együtt az 5. ábrán látható.

TTL áramkörökben a T_1 többemitteres bemeneti tranzisztornál kétféle aktív parazita hatás érvényesülhet. Egyrészt a bázis és a kollektorréteg, valamint a hordozó p-n-p tranzisztort alkot (T_P), másrészt a szomszédos emitter és a bázis n-p-n laterális tranzisztorként működik (T_L).



5. ábra. Integrált áramköri TTL kapu

3. A bázis-kollektor-hordozó parazita tranzisztor hatása

A T_P p-n-p tranzisztor aktív tartományban működik mind nagy, mind kis bemeneti feszültségeknél, mivel a bemeneti tranzisztor kollektorbázis átmenete mindkét bemeneti állapot esetén nyitó irányban van előfeszítve.

A T_1 bemeneti tranzisztor telítési állapotban van kis-, és inverz állapotban van nagy bemeneti feszültség esetén.

Amikor a bemeneti tranzisztor emitterbázis átmenetei lezártak, akkor a nyitó irányú kollektorbázis átmeneten keresztül áram folyik T_2 bázisába. A T_1 tranzisztor inverz aktív tartományú működése következtében ezen áram α_{i0}-szorosa folyik az egyes bemeneteken és ez a vezérlő kapukat terheli.

Ha a többemitteres tranzisztor valamelyik emitterbázis átmenete nyitó irányú feszültséget kap, akkor az 5. ábrán látható T_2 bázisárama, azaz T_1 kollektorárama gyakorlatilag nulla. Erre az esetre a nemlineáris modell alapján felírjuk a kollektoráramot:

$$I_c=I_2+I_3=-a_{21}(e^{\varphi_{e1}/A}-1)+(a_{22}-a_{32})(e^{\varphi_c/A}-1)+$$
$$+(a_{33}-a_{23})(e^{\varphi_s/A}-1)-a_{24}(e^{\varphi_{e2}/A}-1)=0. \tag{4}$$

Tételezzük fel, hogy a második emitter nagy feszültségen van, ekkor $\varphi_{e2}<0$ és $\exp \varphi_{e2}/A \approx 0$. Ugyanez a meggondolás érvényes a kollektorhordozó átmenetre is, ezért $\varphi_s<0$ esetén $\exp \varphi_s/A \approx 0$. Ekkor a két exponenciális tagot elhanyagoljuk a fennmaradó a_{33}, a_{23} és a_{21} tagokkal együtt. Az önmagában álló a_{ij} paraméterek elhanyagolását kis értékük indokolja, nagyságrendjük 10^{-15} A. Az elhanyagolások után a kollektorfeszültségre felírhatjuk:

$$e^{\varphi_c/A}-1=\frac{a_{21}}{a_{22}-a_{32}}(e^{\varphi_{e1}/A}-1). \tag{5}$$

Láthatjuk, hogy nyitó irányú emitter-bázis előfeszítés esetén közel nulla kollektoráramnál a kollektor-bázis átmenetnek is nyitó irányúnak kell lennie.

Kis bemeneti feszültség esetén vizsgáljuk meg a T_P parazita tranzisztor hatását a bemenő áramra. A bemeneti tranzisztor bázisáramát jó közelítéssel állandónak vehetjük fel (I_0) a bázisban levő nagy ellenállás miatt (R_B értéke néhány kohm).

$$I_B=I_1+I_2=(a_{11}-a_{21})(e^{\varphi_{e1}/A}-1)+(a_{21}-a_{12})(e^{\varphi_c/A}-1). \tag{6}$$

A korábbi megfontolások alapján itt is elhanyagoltuk a φ_{e2}-t és φ_s-t tartalmazó tagokat az egyedül álló a_{ij} paraméterekkel együtt. Az (5) és (6) egyenletekből kapjuk:

$$e^{\varphi_{e1}/A}-1=\frac{I_0}{a_{11}-a_{21}+a_{21}[(a_{22}-a_{12})/(a_{22}-a_{32})]}, \tag{7}$$

valamint:

$$e^{\varphi_c/A}-1=\frac{I_0}{a_{22}-a_{12}+(a_{11}-a_{21})(a_{22}-a_{32})/a_{21}}. \tag{8}$$

A bemenő áram:

$$I_{in}=-I_{e1}=-I_1=-a_{11}(e^{\varphi_{e1}/A}-1)+a_{12}(e^{\varphi_c/A}-1). \tag{9}$$

A (7) és (8) egyenletek felhasználásával:

$$I_{in}=\frac{-I_0}{1+a_{21}a_{32}/(a_{11}a_{22}-a_{11}a_{32}-a_{21}a_{12})}. \quad (10)$$

Ha figyelembe vesszük a (2) egyenletekben megadott áramerősítési tényezőket, akkor a (10) egyenletet egyszerűbb alakban írhatjuk:

$$I_{in}=-\frac{I_0}{1+\alpha_0\alpha_{s0}/(1-\alpha_{s0}-\alpha_0\alpha_{i0})}. \quad (11)$$

Ha feltételezzük, hogy $\alpha_{i0}=0$, akkor

$$I_{in}=-\frac{I_0}{1+\alpha_0\beta_{s0}}, \quad (12)$$

ahol

$$\beta_{s0}=\frac{\alpha_{s0}}{1-\alpha_{s0}}$$

a T_P parazita tranzisztor közös emitterű áramerősítési tényezője. Érdekes, hogy a (11) egyenlettel megadott bemenő áramot nem tudjuk különválasztani a T_1 és a parazita T_P tranzisztor által szolgáltatott összetevőkre. A (11) egyenletből látható, hogy a hordozó jelenléte, azaz az aktív T_P parazita csökkenti a bemenő áramot, amikor a bemenet kis feszültségszinten van. Fizikailag ez azzal magyarázható, hogy a parazita az állandó I_0 bázisáram egy részét lesöntöli, és ezzel csökkenti a tranzisztor emitteréből folyó áramot.

Ha mindegyik bemenet nagy feszültségszinten van, akkor egy hasonló analízis megmutatja, hogy a hordozó jelenléte a bemeneti áramot megnöveli. Megfogalmazható ez a hatás úgy is, hogy adott bemeneti áram esetén a bemeneti tranzisztor kollektorárama csökken a hordozó felé folyó áram miatt. T_1 kollektorárama egyúttal a T_2 inverter tranzisztor bázisárama is, amely meghatározza a bázisvezérlést. Ennek csökkenése nemkívánatos jelenség, mivel csökkenti a kapu terhelhetőségét.

A többemitteres tranzisztor felhasználása során követelmény, hogy kollektor – emitter telítési feszültsége kicsi legyen. Erre azért van szükség, hogy amikor a T_1 emittere kis feszültségszintű, akkor a kollektoron levő feszültség még megfelelően kicsiny maradjon, és lezárva tartsa a T_2 inverter tranzisztort. A többemitteres szerkezet telítési feszültségét ismét a nemlineáris modell segítségével számítjuk. Két emitter hatását vesszük figyelembe, de a számítási módszer kiterjeszthető több emitter esetére is. A (4) egyenlettel meghatározott kollektoráramot írjuk fel az egyes rétegek feszültségével:

$$I_c=-a_{21}\left(e^{\frac{V_B-V_{E1}}{A}}-1\right)+(a_{22}-a_{32})\left(e^{\frac{V_B-V_C}{A}}-1\right)+$$
$$+(a_{33}-a_{23})\left(e^{\frac{V_S-V_C}{A}}-1\right)-a_{24}\left(e^{\frac{V_B-V_{E2}}{A}}-1\right). \quad (13)$$

Ebből az egyenletből fejezzük ki $\exp V_B/A$ értékét:

$$e^{\frac{V_B}{A}}=\frac{-I_C+a_{21}+a_{24}-(a_{22}-a_{32})+(a_{33}-a_{23})\left(e^{\frac{V_S-V_C}{A}}-1\right)}{a_{21}e^{-V_{E1}/A}+a_{24}e^{-V_{E2}/A}-(a_{22}-a_{32})e^{-V_C/A}}. \quad (14)$$

Az utóbbi egyenletben V_C minimális értékét a $V_B\to+\infty$ feltételből számíthatjuk [5], ekkor a (14) egyenlet nevezője nulla, azaz

$$a_{21}e^{-V_{E1}/A}+a_{24}e^{-V_{E2}/A}-(a_{22}-a_{32})e^{-V_C/A}=0. \quad (15)$$

A telítési állapotban levő tranzisztor kollektorpotenciálja tehát:

$$V_C=A\ln\frac{a_{22}(1-\alpha_{S0})}{a_{21}e^{-V_{E1}/A}+a_{24}e^{-V_{E2}/A}}. \quad (16)$$

A (16) egyenletből látható, hogy a tranzisztor a_{ij} paraméterei mellett a kollektorpotenciált mindig a kisebb emitterfeszültség határozza meg.

A két emitter összekötése esetén a közös $V_{E1,2}$ potenciál kiemelhető, ekkor a tranzisztor kollektor-emitter telítési feszültsége:

$$V_{CE1,2\,Sat}=V_C-V_{E1,2}=A\ln\frac{a_{22}(1-\alpha_{S0})}{a_{21}+a_{24}}. \quad (17)$$

Láthatjuk, hogy két vagy még több emitter – a megnövekedett össz-emitterterület következtében – a telítési feszültséget csökkenti. További vizsgálat céljából tételezzük fel, hogy a második emitter nagy feszültségszinten van, ekkor $\exp(-V_{E2}/A)\ll\exp(-V_{E1}/A)$ és a telítési feszültség:

$$V_{CE1\,Sat}=V_C-V_{E1}=A\ln\frac{a_{22}(1-\alpha_{S0})}{a_{21}}. \quad (18)$$

A (16) – (18) egyenletekből láthatjuk, hogy az aktív T_P parazita hatás (α_{S0}) a telítésben levő tranzisztor kollektor – emitter feszültségét csökkenti.

A (18) egyenletet az $a_{22}=a_{12}/\alpha_{i0}$ kifejezés segítségével átírhatjuk:

$$V_{CE1\,Sat}=A\ln\frac{a_{12}}{a_{21}}\frac{1-\alpha_{S0}}{\alpha_{i0}}. \quad (19)$$

Tételezzük fel, hogy $a_{21}\approx a_{12}$. Láthatjuk, hogy a telítési feszültséget alapvetően az α_{i0} áramerősítési tényező határozza meg. A telítési tárolási időállandó csökkentésére szolgáló aranydiffúzió az áramerősítési tényezőket is csökkenti, és a (19) egyenlet alapján látható, hogy az aranyszennyezés a kollektor-emitter telítési feszültséget megnöveli.

A tranzisztor telítési feszültségének számítása a fenti egyenletek alapján csak kis áramokra pontos, mivel az egyenletek levezetésekor felhasznált nemlineáris modell nem tartalmazza a kollektortest ellenállását. Nagyobb kollektoráramok esetén a telítési feszültséget elsősorban a kollektor telítési ellenállásán eső feszültség adja.

4. A laterális parazita tranzisztor hatása

A 2. ábrán látható, hogy a szomszédos emitterek és a bázis között n-p-n laterális tranzisztor keletkezik. A T_L laterális tranzisztor káros csatolást hoz létre a bemenetek között. Ha pl. az 5. ábrán látható kapcsolásban az első emitter feszültségszintje kicsi, míg a szomszédos emitteré nagy, akkor a T_L parazita aktív tartományba kerül, bázisáramát az R_B ellenálláson keresztül kapja. A parazita tranzisztor emitter-, illetve kollektoráramát az előző vezérlő fokozatoknak kell szolgáltatniuk, és ezáltal azok terhelhetősége csökken.

Érdemes meghatározni aktív állapotú laterális tranzisztor esetén az emitterek közötti áramerősítési tényezőt az 5. ábrán látható kapcsolásban. Az első emitter kis feszültsége következtében a bemeneti tranzisztor telítésben van, kollektorárama közel nulla. A második emitter nagy feszültségszintű, és a kollektorhordozó átmenet is lezárt. Ekkor $\varphi_{e2} < 0$ és $\varphi_s < 0$, ezért $\exp \varphi_{e2}/A \approx 0$ és $\exp \varphi_s/A \approx 0$. Az exponenciális tagokkal együtt elhanyagoljuk az egyedül álló a_{ij} paramétereket is. A (3) egyenlettel megadott nemlineáris modellből kifejezzük a laterális tranzisztor emitter-, és kollektoráramát.

$$I_{eL} = -I_{e1} = -I_1 = -a_{11}(e^{\varphi_{e1}/A} - 1) + a_{12}(e^{\varphi_c/A} - 1); \quad (20)$$

$$I_{cL} = I_{e2} = I_4 = -a_{41}(e^{\varphi_{e1}/A} - 1) - a_{42}(e^{\varphi_c/A} - 1). \quad (21)$$

Az (5) egyenlet felhasználásával a két áram:

$$I_{eL} = \left(-a_{11} + a_{12}\frac{a_{21}}{a_{22} - a_{32}}\right)(e^{\varphi_{e1}/A} - 1), \quad (22)$$

$$I_{cL} = \left(-a_{41} - a_{42}\frac{a_{21}}{a_{22} - a_{32}}\right)(e^{\varphi_{e1}/A} - 1). \quad (23)$$

Az 5. ábrán látható kapcsolásban az emitterek közötti áramerősítés:

$$\frac{I_{cL}}{I_{eL}} = \frac{a_{41} + a_{42}\dfrac{a_{21}}{a_{22} - a_{32}}}{a_{11} - a_{12}\dfrac{a_{21}}{a_{22} - a_{32}}}. \quad (24)$$

Megfelelő átalakítások és az a_{ij} paraméterekkel kifejezhető áramerősítési tényezők felhasználása után:

$$\frac{I_{cL}}{I_{eL}} = \frac{\alpha_{L0} + \dfrac{\alpha_0 \alpha_{i0}}{1 - \alpha_{s0}}}{1 - \dfrac{\alpha_0 \alpha_{i0}}{1 - \alpha_{s0}}}, \quad (25)$$

ahol

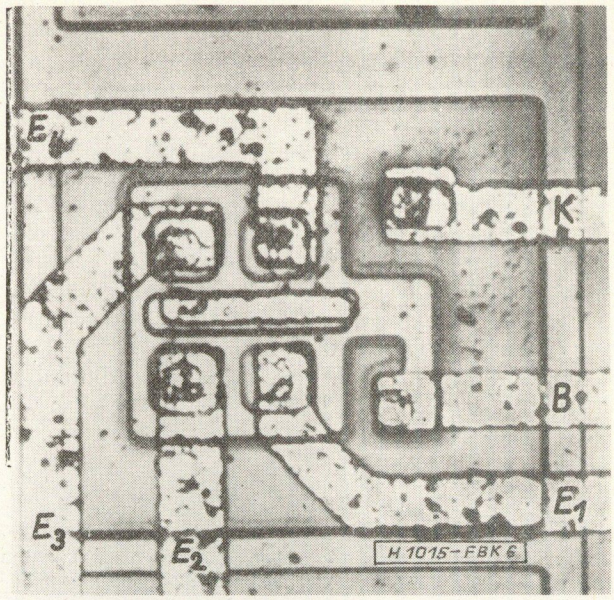
$$\alpha_{L0} = \frac{a_{41}}{a_{11}} \quad (26)$$

a laterális tranzisztor áramerősítési tényezője.

A (25) egyenletből láthatjuk, hogy a T_1 tranzisztor inverz aktív tartományú (α_{i0}) és a parazita T_P tranzisztor (α_{s0}) működésén túlmenőleg a laterális tranzisztor (α_{L0}) is terheli a vezérlő fokozatot.

5. A parazita hatások összehasonlítása

Az emitterek közötti laterális tranzisztor áramerősítési tényezője általában nagyobb, mint a T_P parazitáé. Ennek okai a következők. A T_L parazita tranzisztor bázisszélessége diffúzió után kb. 6 μm, ez kisebb, mint a T_P parazita elemé, ami kb. 10 μm. A laterális tranzisztor emitter-hatásfoka is nagyobb, mint a p-n-p elemé, mert az emitter sokkal erősebben adalékolt, mint a bázis, azaz a T_P emittere. Az integrált áramköri felépítésben általában a rejtett réteg szolgál a kollektor telítési ellenállás csökkentésére. A rejtett n^+ réteg következtében a T_P parazita amúgy is vastag bázisrétegében fékező elektromos tér hat.



6. ábra. Négyemitteres tranzisztor felülnézeti fényképe

A tranzisztorok telítési tárolási időállandójának csökkentésére szolgáló aranydiffúzió a bevitt rekombinációs centrumok következtében a normál és parazita tranzisztorok áramerősítési tényezőit is csökkenti. Aranyozott áramkörben a parazita tranzisztorok áramerősítési tényezői annyira lecsökkennek, hogy hatásuktól sok esetben eltekinthetünk.

Illusztráció kedvéért bemutatjuk egy, a HIKI Félvezető Főosztályán megvalósított TTL-áramkör többemitteres tranzisztorának felülnézeti fényképét (6. ábra). Az ábrán jól látható a szigetelő diffúziós keret, amely körülfogja a tranzisztor kollektorszigetét. Az elnyújtott kivezetéssel ellátott bázistartományban foglal helyet a négy emitter, amelyek mérete 25×25 μm. A szorosan egymás mellett levő E_1 és E_2, valamint E_3 és E_4 emitterek között a tervezett távolság 10 μm, ami az oldalirányú diffúzió következtében kb. 6 μm-re csökken. Erre merőleges

1. táblázat

Emitterek		E_1	E_2	E_3	E_4	Együtt	
Áramerősítési tényezők	α_0	0,946	0,943	0,943	0,946	0,957	
	α_{i0}	$6{,}7 \cdot 10^{-4}$	$4{,}2 \cdot 10^{-4}$	$3{,}2 \cdot 10^{-4}$	$4{,}4 \cdot 10^{-4}$	$1{,}8 \cdot 10^{-3}$	
	α_{s0}	$3{,}2 \cdot 10^{-4}$				–	
	α_{si0}	$1 \cdot 10^{-4}$				–	
	α_{L0}	–	$1{,}8 \cdot 10^{-4}$	$1{,}7 \cdot 10^{-4}$	$1{,}8 \cdot 10^{-4}$	E_1	Kollektorként
		$9{,}1 \cdot 10^{-5}$	–	$8{,}9 \cdot 10^{-5}$	$8{,}5 \cdot 10^{-5}$	E_2	
		$7 \cdot 10^{-5}$	$7 \cdot 10^{-5}$	–	$7 \cdot 10^{-5}$	E_3	
		$8 \cdot 10^{-5}$	$7{,}5 \cdot 10^{-5}$	$7{,}8 \cdot 10^{-5}$	–	E_4	
		$2{,}4 \cdot 10^{-4}$	$3{,}2 \cdot 10^{-4}$	$3{,}4 \cdot 10^{-4}$	$3{,}3 \cdot 10^{-4}$	többi együtt	

irányban az E_1 és E_4, valamint E_2 és E_3 emitterek között a távolság jóval nagyobb. A közöttük elhelyezkedő bázistartományt rövidrezáró fémezés az egyes emitter-bázis átmenetek soros bázisellenállásának egyenletessé tételére szolgál. Az elnyújtott báziskivezetés megnöveli ezt az ellenállást, és ezáltal méginkább homogén bázisellenállást kapunk az egyes emitterek felé. A tranzisztor bázisellenállás növelését speciálisan a TTL-rendszer igényli az előírt áramköri paraméterek — a transzfer karakterisztika átváltási feszültsége — teljesítése érdekében.

Végül a többemitteres tranzisztor áramerősítési tényezőinek nagyságrendi érzékeltetési céljából az 1. táblázatban közöljük egy arannyal diffundáltatott mintán mért értékeket. Az áramerősítési tényezők meghatározásakor az injektált áram mindenütt 1 mA volt.

IRODALOM

1. *Ogrady, R. P.:* Microelectronics and Reliability, 1968. Vol. 7. p. 233.
2. *Lindmayer, J.—Schneider, W.:* Solid-State Electronics, 1967. Vol. 10. p. 225.
3. *Huang, J. S. T.:* Solid-State Electronics, 1968. Vol. 11. p. 779.
4. *Beeson, R. H.—Ruegg, H. W.:* 1962. ISSCC Digest of Techn. Papers, p. 10.
5. *Lynn, D. K.—Meyer, C. S.—Hamilton, D. J.:* Analysis of Integrated Circuits. McGraw-Hill, New York, 1967.

(Folytatás a 163. oldalról)

behozni. Olaszországban mintegy hét különféle vállalat értékesít elektronikus számítógépeket, azonban ezek közül a legjelentősebb az IBM és a General Electric. *(Marktinformationen, 1969. 50. sz.)*

*

Az elmúlt három év alatt Ausztriában közepes és kis elektronikus számítógépekből 977 darabot állítottak üzembe. Az elmúlt 13 év alatt mintegy 400 nagykapacitású komputert vettek használatba. A kis- és közepes komputereknek az elektronikus adatfeldolgozó gépekhez viszonyított aránya Ausztriában jelenleg 2,42 : 1. Ha az egyes ágazatokban üzembehelyezett komputerek számát vizsgáljuk, akkor megállapítható, hogy a különféle pénzintézetek vezetnek a különböző iparágak előtt. Egyedül az ilyen pénzintézetek 371 darab komputerrel rendelkeznek, sorrendben ezt követi a nagykereskedelem 76 db-bal, a különféle kereskedő cégek és ügynökségek 69 db-bal, a textilipar 50 db-bal, az építő- és építőanyagipar 46 db-bal, a gép- és felszerelőipar 25 db-bal, mérnökirodák 25 db-bal, kiadók, nyomdák, rádió 25 db-bal, elektronikus ipar 22 db-bal, főiskolák és kutató intézetek 11 db-bal. *(Marktinformationen, 1969. 50. sz.)*

*

1969-ben Japánban kereken 90 millió db integrált áramkört forgalmaztak, ami az előző évben értékesített 57 millió darabbal szemben 57%-os emelkedést jelent. Ezzel egyidejűleg az amerikai gyártmányú integrált áramköröknek a forgalomban való részesedése az előző évi 15%-ról 11%-ra csökkent. A japán integrált áramkör gyártás felfutására jellemző, hogy pl. a MOS integrált áramkörök termelése tekintetében Japán már megelőzte az USA-t, amennyiben e cikkcsoportban az 1969. évi termelése 7,4 millió db, míg az USA-é csak 1 millió darab. A komputerek előretörése következtében ugrásszerűen nő a kereslet a digitális integrált áramkörök iránt. *(Radioschau, 1969. 11. sz.)*

*

A Mitsubishi Electric japán vállalat nemrégiben szerződést kötött a „Pelár" svéd komputer gyártással foglalkozó céggel, miszerint 1970-ben 140 millió yen értékben szállít integrált áramköröket. A Mitsubishi Electric jelenleg havonta kb. 2 millió integrált áramkört gyárt. Kiegészítő kapacitások üzembehelyezésével 1970 márciusára kapacitásuk 3,5 millió db/hó, decemberre pedig 5 millió lesz.

Japán szakértők véleménye szerint az integrált áramkörök tömeggyártása Japánban 1968. második felében kezdődött el. Arra számítanak, hogy néhány év múlva az amerikai integrált áramkör import megszűnik, és Japán fog nagy mennyiségű integrált áramkört exportálni az USA-ba. *(BIKI, 1969. dec.)*

*

Az elektronikai ipar legdinamikusabban fejlődő ágazatai Nyugat-Európában az elkövetkezendő évek során az ipari elektronika, az alkatrészek és az adatfeldolgozó berendezések lesznek. Az ipari elektronikai szektor termelési értéke Nyugat-Európában, 1960-ban, 700 millió angol fontot tett ki, 1967-ben az éves 15,5%-os növekedési ráta következtében már 1930 millió fontot képviselt, s 1980-ra 7500 millió font termelési értékre számítanak.

Nyugat-Európa 1980. évi alkatrész szükségletét 2560 millió fontra becsülik, amiből a félvezetők 480 millióval, az integrált áramkörök pedig 630 millióval részesednek. Az amerikai alkatrész szükségletet a szóbanforgó időpontra 3200 millió fontra becsülhető. A komputerekre fordított nyugat-európai kiadások (hardware és software együttesen) 1970-re az 1967. évi 1500 millió fontról 3000 millióra emelkednek s valamivel kisebb növekedési ütem mellett is 1975-re 7000 millióra nőnek. Az 500 000 font feletti értékű „nagy komputerek" számát 1975-re Nyugat-Európában 1500 db-ra becsülik. A komputer gyártás területén egyébként Anglia az egyetlen olyan ország Európában, amely amerikai viszonylatban is számottevő vállalattal rendelkezik. A többi nyugat-európai ország piacán az amerikai IBM és a General Electric uralkodik. *(Financial Times, 1969. dec.)*

*

Az amerikai Radio Corporation of America (RCA) Belgiumban Liége mellett 8,3 millió dolláros beruházással félvezető gyárat létesít. *(Marktinformationen. 1969. dec.)*

*

A „Verein der Ingenieure des Fernmeldewesens der Europäischen Gemeinschaft" szakértőinek becslése szerint a közös-piaci tagországokban — Hollandia kivételével — a telefon fővonalak száma az elkövetkezendő 15 év során megháromszorozódik, és az egyes tagországokban az alábbiak szerint növekszik:

	1969	1985
NSZK	7,3 millió	21,0 millió
Franciaország	3,68 millió	15,5 millió
Olaszország	5,85 millió	17,0 millió
Belgium	1,27 millió	2,7 millió
Luxemburg	0,07 millió	0,15 millió

A vizsgált időszakban a helyi és nemzetközi telefonbeszélgetések száma is nagymértékben megnövekszik.

Hasonlóan nagy ütemű fejlődés várható a telexhálózat fejlesztése terén is, jóllehet a telexsűrűség az 1000 lakosra jutó 5 telexkapcsolattal a telítettségi fokot nemsokára eléri (összehasonlításként: 1000 lakosra 500 telefonvonal jut). A jelenlegi telefonellátottság — a 100 lakosra jutó telefonvonalak száma a közös piaci országokban az alábbiak szerint alakul:

NSZK	12,2
Belgium	13,2
Olaszország	10,4
Luxemburg	21,8
Franciaország	7,2

Amennyiben a fenti távprognózis megvalósul, az említett közös-piaci országok ekkorra érik el azt az ellátottsági fokot, amely jelenleg Svájcban van, és amelyet az USA és Svédország már 1967-ben túllépett. *(Handelsblatt, 1969. dec.)*

(Folytatás a 189. oldalon)

SZTANKOVICS LÁSZLÓ
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

Integrált áramkörök hordozóiként alkalmazott szigetelőanyagok

ETO 621.315.61:621.382.334

A szigetelő alapú mikroelektronikai áramkörök egyik fontos része a hordozó (alaplemez), amelyen a rétegelemeket kialakítják. Ez az ún. *vékony-réteg* hibridek esetében főleg vákuumgőzöléssel, katódporlasztással, az ún. *vastag-réteg* hibrid (vegyes) áramköröknél pedig túlnyomólag szitanyomással. Az előbbi típus rendkívül szigorú követelményeket támaszt a lapkák felületi finomságával szemben, az utóbbi pedig elsősorban a planparallelitás tekintetében. Ugyancsak első helyen állnak a mechanikai-, elektromos- és hőtechnikai sajátságok, de fontos szerep jut a kémiai, méretezési és a gazdaságossági tényezőknek is. A hordozókkal szemben támasztott követelményeknek leginkább az oxid-kerámiák, üvegek és üvegkerámiák* felelnek meg.

E közlemény keretén belül a legelterjedtebb szigetelő alapú hordozók iránt támasztott követelményekkel, ill. ezek sajátságaival foglalkozunk, különös tekintettel az integrált áramkörök alumíniumoxid hordozóira.

1. Mechanikai követelmények

A különböző rendeltetésű [1, 2] áramkörök hordozóitól alapvetően megkövetelik a hajlító-, ütő-, szakító- és nyomószilárdság egy minimális értékét mely az adott technológia és a későbbi felhasználás során a kívánalmaknak üzembiztosan megfelel. E tekintetben mind az oxid-kerámiák, mind a hagyományos (szilikát) kerámiák, üvegek és üvegkerámiák* többsége megfelel [3, 4].

A kerámiákra általánosan érvényes az, hogy a kisebb kristályokból álló és tömörebb szerkezetű idomok nagyobb mechanikai szilárdsággal rendelkeznek, mint a durva kristályos rendszerűek és/vagy pórusosabb szerkezetűek. Mechanikai szilárdság tekintetében legjobbak a polikristályos alumíniumoxid (korund) kerámiák. (Szigetelők különböző sajátságainak ösz-összehasonlításával egy korábbi közleményünkben [5] foglalkoztunk.) Üvegek gyengébb mechanikai tulajdonságúak, míg az üvegkerámiák e tekintetben a korundok és a tiszta üvegek között helyezkednek el.

2. Elektromos követelmények

E paraméterek tekintetében igen szigorú előírásokat kell a hordozónak kielégítenie. Így pl. a fajlagos térfogati ellenállás és a fajlagos felületi ellenállás nagy, általában 10^{13} ohm·cm, ill. 10^{13} ohm/cm² nagyságrendű értéke kívánatos, hogy még az üzemi hőmérsékleten is kielégítő szigetelést biztosítson. Az elektromos paramétereket ezért célszerű nagyobb hőmérsékleteken is megmérni, mert — mint az ismeretes — a működésnek megfelelő nagyobb üzemi hőmérséklet-viszonyok között a szigetelők

Beérkezett: 1970. III. 6.

* Az üvegkerámiák speciális összetételű üvegek szabályozott kristályosításával előállított polikristályos szerkezetű anyagok (Pl. Pyroceram 9608, Szitall CT-50-1.)

1. táblázat

Különböző Al_2O_3 tartalmú korund-kerámiák dielektromos állandójának és veszteségi tényezőjének hőmérséklet-függése 1 MHz—25 GHz frekvenciákon [7]

Hőmérséklet (C°)	85%-os alumíniumoxid kerámia							
	1 MHz		4 GHz		8,5—10 GHz		25 GHz	
	ε	$tg\,\delta \times 10^{-4}$	ε	$tg\,\delta \times 10^{-4}$	ε	$tg\,\delta \times 10^{-4}$	ε	$tg\,\delta \times 10^{-4}$
25	8,2	2—9	8,1	12—20	8,1	14—16	—	—
300	8,6	23—30	8,2	13—26	8,2	20—24	—	—
500	9,4	60—800	8,9	17—38	8,3	30—35	—	—
	95% Al_2O_3							
25	9,2	1—8	9,0	5—10	9,0	6—60	8,7	7—80
300	9,5	20—30	9,3	8—70	9,2	8—90	8,9	9—30
500	11,0	80—130	9,6	8—30	9,3	8—250	9,2	10—30
	99% Al_2O_3							
25	9,4	0,3—1,5	9,4	0,8—2	9,2	1—3	9,2	2—4
300	9,6	4—6	9,6	2—3	9,3	1,4—3	9,3	2—4
500	10,6	20—52	10,0	3—5	9,5	2—5	9,4	2—4

rosszabb sajátságokkal rendelkeznek, mint szobahőmérsékleten [6, 7]. Ilyen jellegű összehasonlítások láthatók az 1. táblázatban.

A veszteségi tényező (különösen nagyobb hőmérsékleteken mért) értékből következtetni lehet a kerámia porozitására, dielektromos állandójára. A pórusos anyagok kisebb dielektromos állandóval rendelkeznek, mint a tömör szerkezetűek, illetőleg rosszabb a veszteségi tényezőjük. Bár a porózusos anyagoknak jobb hőlökésállósága van, alkalmazásuk mégsem ajánlatos, mert kisebb értékű a hővezetőképességük, továbbá mert a felületre felvitt fém — (pl. vastag-réteg) paszták felszívódását okozhatják a kerámia hordozóba. Utóbbi tény igen megnehezíti az áramköri elemek kialakítását, sőt nyitott pórusok esetén azt lehetetlenné is teszi.

Mind vastag-réteg, mind vékony-réteg hordozóknál fontos, hogy azok alkáli ($Li_2O + Na_2O + K_2O$) tartalma minimális legyen, mert az egyvegyértékű fémoxidok károsan hatnak az elektromos paraméterekre [4, 8, 9]. Az 1. és 2. ábra görbéi szemléletesen jellemzik e hatás érvényesülését, az üvegek feleti vezetőképességére és veszteségi tényezőjük értékére. Az alkáliák hatása különösen élettartam vizsgálatoknál jelentkezik, amire például a 3. ábra görbéi is rámutatnak.

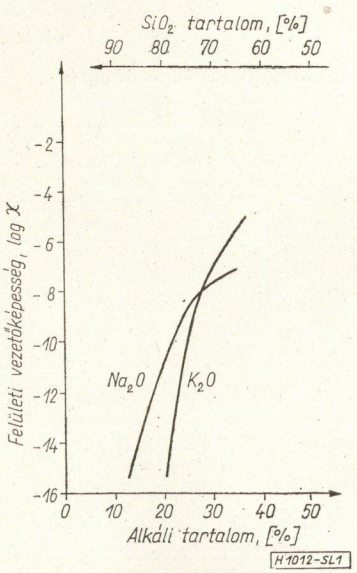
Látható, hogy különösen a kis (0,60Å) ionrádiuszú Li-ion, továbbá a Na-ion (0,95Å) okozhat elektromos vezetést nagyobb ion-mozgékonyságuk következtében. A nagyobb (1,33Å) ionsugarú K-ion — kisebb ionmozgékonysága folytán — e tekintetben kedvezőbb, de figyelmen kívül nem hagyható hatást fejt ki. A 3. ábrán bemutatott görbék összevetéséből megállapítható, hogy a mázzal bevont alumíniumoxid hordozón gyakorlatilag nincs ellenállásváltozás, szemben az üvegeken mért értékkel, s ez utóbbiaknál ez annál nagyobb, minél magasabb az üveg alkálioxid tartalma. Érdekes megfigyelni azt is, hogy a mázban levő 3% Na_2O nem ártalmas, míg pl. a boroszilikát-üveg 0,1% Na_2O tartalma már károsan jelentkezik. Ez — véleményünk szerint — az alkálimentes alumíniumoxid és a 0,02 mm vastagságú máz határfelületi és fázisviszonyai közti kölcsönhatás (Na-ion lekötés) eredőjeként jelentkezik, s jut kedvező hatásban kifejezésre.

Mikroáramköri célra készült oxid-kerámia hordozók, mint pl. az Al_2O_3, BeO kerámiák alkálitartalma nem haladja meg a 0,3—0,05%-ot, s ez kielégítő tisztaság. Üvegek területén első helyen állnak az alacsony alkálitartalmú boroszilikát üvegek. A különböző összetétellel készülő üvegkerámiákat féleségenként kell elbírálni. Ilyen jellegű összefüggések láthatóak a 4. ábrán. A veszteségi tényező tekintetében az alkáliák hatása különösen akkor számottevő, ha a hordozó lapka kétoldalon van szerelve, s mint „kondenzátor" az áramkörben nem elhanyagolható veszteségeket okoz.

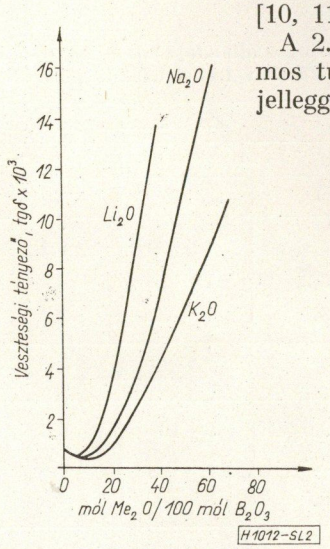
Mint hordozó, jónak fogadható el az a lapka, melynek veszteségi tényezője (10^6—10^7 Hz-en és 20 C° hőmérsékleten mérve) legalább 6×10^{-4} értékű. Természetesen, kevésbé igényes áramkörökhöz ennél rosszabb érték is megengedhető, de $1-3 \times 10^{-3}$ tg δ-nál nagyobb dielektromos veszteséggel rendelkező kerámiák használata nem ajánlatos és nem is szükséges. (Pl. a porcelánok — nagy alkálitartalmukból adódó veszteségeik miatt — e területen nem használatosak.) A legnagyobb követelményeket a mikrohullámú (GHz tartományú) integrált áramkörök hordozóinál kívánják meg. Nem csak kis dielektromos veszteségeket írnak elő, hanem azok nagyfokú stabilitása is elsőrendű követelmény. Így pl. mázzal bevont hordozókat ilyen célra nem tudnak használni.

Tekintettel arra, hogy a hordozó lapkák általában kis feszültségen üzemelnek, ezért e hordozók villamos átütésének ismerete nem döntő jelentőségű: Minden „jobb" szigetelő e tekintetben megfelel [10, 11].

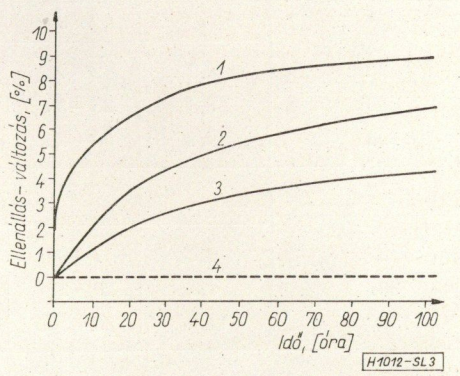
A 2. táblázatban néhány hordozó anyag elektromos tulajdonságát hasonlítottuk össze, tájékoztató jelleggel.



1. ábra. Alkálioxid-tartalom befolyása üvegek felületi vezetőképességére [8]



2. ábra. Alkálioxidok mennyiségének hatása borát-üvegek 2,27 MHz frekvencián mért dielektromos veszteségére [8]

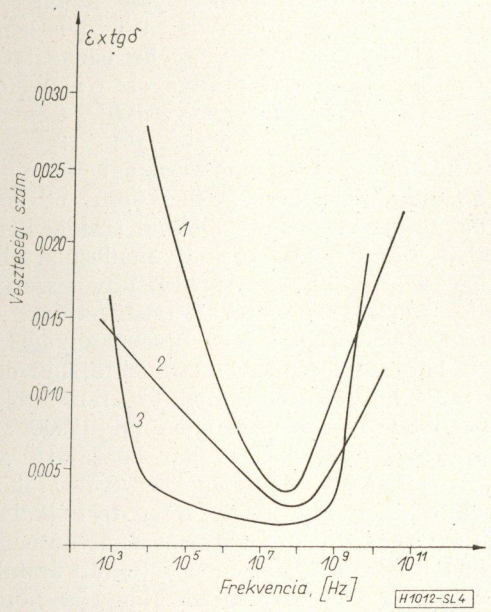


3. ábra. A hordozó alkálitartalmának hatása túlterhelés alatt vizsgált tantál-nitrid ellenállásra [9] 1 — lágy üveg (kb. 13% Na_2O); 2 — Pyrex üveg (kb. 4% Na_2O); 3 — alumínium-boroszilikát üveg (kb. 0,1% Na_2O); 4 — Mázzal bevont alumíniumoxid lapka (kb. 3% Na_2O a mázban)

2. táblázat

Néhány szervetlen szigetelő fontosabb elektromos jellemzőjének összehasonlítása [4, 12, 13]

Tulajdonság	Korund	Berillium-oxid	Szteatit	Üvegkerámia	Boroszilikát üveg	Kvarc üveg
Dielektromos állandó, 20 C°, 10^6 Hz-en	9–10	5,8–7,4	5–7,5	5–6	4	3,78
Veszteségi tényező ($\mathrm{tg}\,\delta \times 10^{-4}$) 20 °C, 10^6 Hz-en	1–6	6–10	3–12 10–30	3–63	6	1–2
Fajlagos térfogati ellenállás, 20 C° (ohm·cm)	$10^{13}-10^{16}$	$10^{12}-10^{14}$	$10^{13}-10^{15}$	$10^{13}-10^{14}$	$10^{13}-10^{15}$	$10^{15}-10^{19}$
Fajlagos felületi ellenállás, 20 C°, (ohm·cm^2)	$10^{12}->10^{13}$	$10^{12}-10^{13}$	$\geqq 10^{12}$	$10^{14}-10^{16}$	$10^{11}-10^{15}$	$>10^{14}$



4. ábra. Üvegkerámiák dielektromos veszteségének frekvencia-függése [4]. Kémiai összetétel: 1 — $Li_2O-Al_2O_3-SiO_2$; 2 — $Li_2O-ZnO-SiO_2$; 3 — $Li_2O-ZnO-PbO-SiO_2$

3. Hőtechnikai követelmények

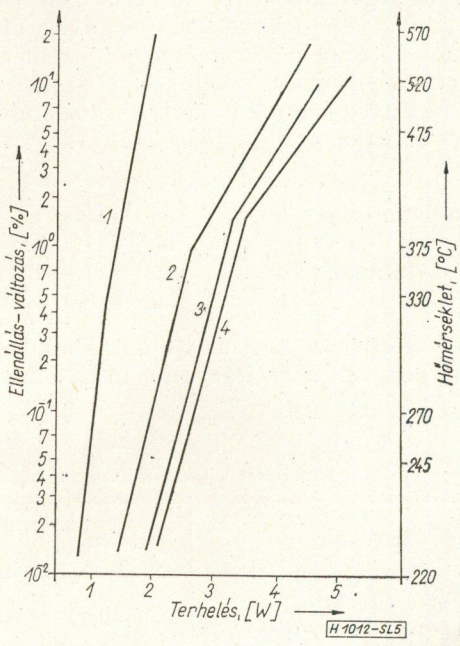
Hőtechnikai szempontból lényeges a hővezetőképesség, a hőtágulás, a nagy fajhő és a magas hőlökés (hősokk) állóság. Mindezen paraméterekre részben a technológia, részben a felhasználás ír elő követelményeket.

Szükséges a jó hővezetőképesség, hogy a viszonylag kis területen összezsúfolt elemek által termelt hőt minél jobban el lehessen vezetni. Ellenkező esetben a rendszer felmelegszik, az áramkör megbízhatatlanná válik, esetleg tönkremegy. Különböző minőségű hordozókra felvitt vékony-réteg ellenállások ellenállás változásait szemléltetik az 5. ábra görbéi. Látható, hogy az oxid-kerámiák jobb hővezetőképessége folytán ezeknél kisebb felmelegedés tapasztalható, mint pl. a SiO_2-ot mindig tartalmazó üvegeknél.

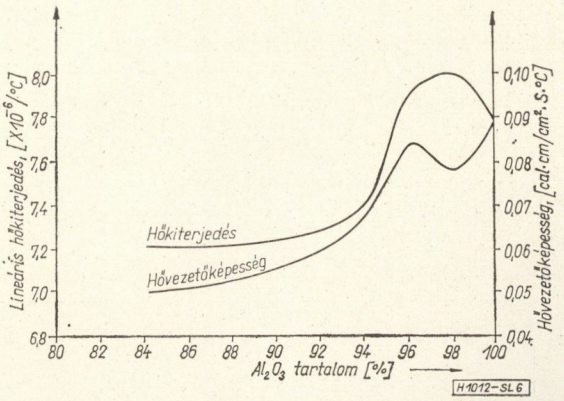
Hőkiterjedés tekintetében előnyösebbek a kis hőtágulású anyagok, s külön követelmény, hogy a hordozó hőkiterjedési együtthatója közel álljon a reá felvitt anyagok (fémek, mázak stb.) hőkiterjedési együtthatóihoz. Ellenkező esetben ugyanis a hordozón levő (vezető, ellenállás, kondenzátor, induktivitás) elemek megrepedezhetnek, leválhatnak. A fellépő tágulási feszültség vezetési mechanizmust hozhat létre, ami különösen kondenzátoroknál vagy csatlakozásoknál kritikus. E követelményt — különösen vastagabb rétegeknél — elég nehéz kielégíteni, s többféle réteg esetében különböző korlátozásokat, összehangoltságot (kompatibilitást) kell figyelembe venni. Különösen fontos kérdéskomplexum ez a vastag-réteg mikroáramkörök technológiájában.

Alumíniumoxid kerámiák e két tárgyalt jellemzője befolyásolható a kémiai összetétellel, mint az a 6. ábra diagramjai alapján is megítélhető. Természetesen e változás, más paraméterek (pl. mechanikai szilárdság, dielektromos állandó, felületi simaság stb.) szükségszerű megváltozását vonják maguk után. A 3. táblázatban néhány szigetelő két fontosabb hőtechnikai paraméterének értékeit foglaltuk össze.

Fajhő tekintetében előnyösek a nagy fajhőjű anyagok, mert adott hőmennyiség kisebb hőmérsék-



5. ábra. Összehasonlítás különböző minőségű hordozókra felvitt ellenállás-rétegek ellenállás értékeinek változása között a túlterhelés függvényében [9]. 1 — üveg; 2 — mázzal bevont Al_2O_3; 3 — mázzal bevont BeO; 4 — zafir (99,8% Al_2O_3)



6. ábra. Hőkiterjedés és hővezetőképesség változása alumíniumoxid hordozóknál különböző Al_2O_3 tartalom esetén [14]

letváltozást okoz rajtuk, s bizonyos mértékig e tulajdonság kiegészíti vagy pótolja a hővezetést.

Hőlökésállóság tekintetében döntő a különböző (fém) paszták beégetési hőmérséklete, az ismétlésekből adódó hőmérséklet-ingadozások mértéke és száma. Rossz hőlökésállóságú anyagban mikrorepedések, vagy teljes elrepedezések jelennek meg, tönkre téve a hordozót és ezáltal az egész egységet. Általában a kerámiákra kimondható, hogy a kis hőkiterjedési együtthatójú és nagy szakítószilárdságú anyagok hőlökésállósága nagyobb. Az alumíniumoxidok hőlökésállóság tekintetében a kvarc (legjobb) és a szteatit (leggyöngébb) között a középtájon foglalnak helyet.

A hőtechnikai tulajdonságok közé sorolják még a működési hőmérsékletet is, azaz azt a felső hőmérsékletet, amelyen a hordozó még az előírt műszaki követelményeknek eleget tesz. Bár a lágyulásponton használhatatlan a hordozó, az alkalmazási hőmérsékletmaximumot ezzel az adattal is szokás jellemezni. A tényleges működési hőmérséklet természetesen lényegesen kisebb a lágyulási pontnál, s így e tekintetben minden kerámia és üveg megfelel. Általános hőtechnikai szempontból azonban már nem ilyen egyértelmű a kép, s így számos anyag (főleg üveg, üveg-kerámia) kiesik a válogatásból [5]. Néhány hordozóanyag lágyuláspontja:

Berillium-oxid	>2000 C°
Alumínium-oxid	1600—1900 C°
Sztearit	900—1100 C°
Üveg-kerámiák	850—1150 C°
Üvegek	500— 850 C°

Természetesen, a mázzal bevont kerámiáknál a máz lágyuláspontja az irányadó, mely mindig alacsonyabb értékű, mint az alaplemez lágyuláspontja. Így pl. az alumíniumoxidokra jól felvihető máz [15] lágyulási pontja 650 C°—1250 C° hőmérséklet között van.

4. Kémiai követelmények

Alapvető a hordozó összetétele, azaz hogy milyen alapanyagokból készült és milyen idegen anyagokat (szennyezés vagy adalék formájában) tartalmaz.

Egyik kritérium, hogy ne lépjen kölcsönhatásba a ráviendő anyagokkal, azaz, adott minimális rezisztenciával kell rendelkeznie. Inertnek kell mutatkoznia a felvitel esetleg extrém körülményei között is, így pl. ellenálljon savas tisztításoknak: nagy (700—1200 C° körüli) hőmérsékleten oxidáló vagy redukáló atmoszféra ne okozzon károsodást stb. Fontos, hogy a szigetelő minél kevesebb olyan szennyeződést tartalmazzon, melyek előnyös tulajdonságait az áramköri elemek felvitele, vagy az üzemeltetés során lerontják. Ilyen idegen anyagok a már említett egyvegyértékű fémoxidok, a vasoxid, a mangánoxid stb.

Itt hangsúlyozzuk az oxid-kerámiák — mint például az alumíniumoxid — nagyfokú ellenállását savakkal (királyvízzel) és lúgokkal szemben, ami a kémiailag stabilis alfa-korund módosulattal van összefüggésben (7. ábra). A polikristályos szerkezetű korundok szerves oldószerekkel tisztíthatóak, a zsírtalanító szerek és egyéb elszenesedő anyagok izzítással a hordozó lapkákról maradéktalanul eltávolíthatóak. A hordozó felületének az áramkörök közvetlen felvitele előtt ultrahangos, majd 900...1000 C°-os izzításos tisztítása nagyban hozzájárul az adszorbeált (pl. elektrolit) nyomok eltávolításához.

Ismeretes, hogy a vékony réteg technikában az elemek felvitelénél nem alkalmaznak olyan nagy hőmérsékletet, mint a vastag réteg integrált áramkörök készítésénél. Ebből következik, hogy a hordozók felületének tisztasága mindkét területen döntő fontosságú. Ezért a kémiai tisztítási követelmények mind a vastag réteg, mind a vékony réteg technikában többségében azonosak.

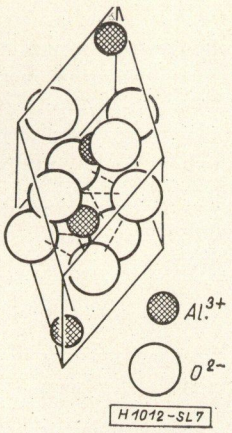
A kémiai összetétel tekintetében különös jelentőséggel bír, hogy az alumíniumoxid hordozók készítésénél néhány százaléknyi SiO_2+MgO-ot adagolnak a korundporhoz, részben a színterelési hőmérséklet leszállítása céljából, részben hogy egyes paraméterek (porozitás, fémezhetőség stb.) még kedvezőbb értékeket mutassanak. A kellően megválasztott adalékokkal befolyásolni lehet a hőtágulási tulajdonságot is (lásd pl. 6. ábra), elősegítve a különböző hőtágulású rétegek ilyenirányú összehango-

3. táblázat

Ismertebb szigetelők hővezetőképessége és lineáris hőkiterjedési együtthatója [4, 12, 13]

Tulajdonság	Korund	Berrilium-oxid	Szteatit	Üvegkerámia	Boroszilikát üveg	Kvarc-üveg
Hővezetőképesség (cal·sec^{-1} cm^{-1} C°$^{-1}$)	0,06—0,09	0,4—0,5	0,006	0,007—0,013	0,0028—0,0040	0,0038
Lineáris hőkiterjedés, 20—500 C° között (x10^{-6}/C°)	6—8	7—8	5—8	5—16 (4—17)	3,2—4,9	0,5—0,6

lását. Idegen fémoxidok bevitelével az elektromos paraméterek is többé-kevésbé módosíthatóak, kedvezőbbé tehetőek. E szilárdfázisú reakciókon alapuló műveletek új kerámiai „ötvözet" készítésére nyújtanak módot, mely kémiai eljárások az alumíniumoxidok területén is értékes termékeket produkálnak.



7. *ábra.* Alfa-korund kristályrács

Külön jelentősége van a kémiai összetétel variálásának a többkomponenses üvegkerámiák készítésénél, amikor is egy, vagy több oxid minőségi és/vagy mennyiségi változtatásával más-más sajátságok jutnak kifejezésre a késztermékben. Néhány fontosabb üvegkerámia típus: $MgO-Al_2O_3-SiO_2$; $CaO-Al_2O_3-TiO_2-SiO_2$; $PbO-Al_2O_3-TiO_2-SiO_2$; $Li_2O-MgO-SiO_2$; $CaO-B_2O_3-Al_2O$; $PbO-B_2O_3-Al_2O_3-SiO_2$ stb. Százalékosan: SiO_2—15—73%; Al_2O_3—4—30%; TiO_2—2—13%; CaO—3—13%; PbO—42—68%; MgO—3—24% (4); illetve SiO_2—0—59%; B_2O_3—15—73% stb. [16].

5. Felhasználási követelmények

Több speciális követelményt kell a hordozóknak kielégíteniök, melyek elsősorban alaki-, felületi- és mérettűrési vonatkozásban jelentkeznek [17].

A hordozók alakja szempontjából legjobban kihasználható a téglalap vagy a négyzet alakú idom. Ezek készülhetnek furatos vagy furat nélküli formában. Az irodalomból ismert minimális lapkaméret 0,5×0,5 mm, míg a felső határt a 100×130 mm-es méretek képezik. Az általánosan elfogadott nagyság (angolszász méretek nyomán) 25,4×25,4 mm; 12,5×25,4 mm, 12,5×12,5 mm, vagy ezekhez közelálló méretek. A hordozólapkák vastagsága 0,25—3,2 mm, leggyakrabban 0,8—1,5 mm. Mérettűrés hosszúság — szélesség irányban ±1—±2%, vastagságban ±10±20% a szokásos értéktartomány. Természetesen, ennél szigorúbb mérettűrések, vagy külön követelmények is (pl. a derékszögtől megengedhető eltérést illetően) előfordulhatnak speciális célra készülő hordozóknál.

A felületi követelmények azok, melyek leginkább két csoportra osztják a szigetelő alapú hordozókat Így vastag-réteg célokra a felületi simaság* (smoothness) mintegy 0,5—1—3 μm, míg vékony réteg kondenzátor célokra 125 Å körüli értékek a kedvezőek. (A vékony-réteg ellenállások nem igényelnek ilyen „üvegszerű" simaságot.) A felületi simaság alapvetően függ a kerámia szerkezetétől, porozitásától, mert minél tömörebb és minél finomabb kristályokból áll, annál simább felület érhető el [18, 19].

A sima felület egyik járulékos következménye az is, hogy kisebb a tényleges felület, s ezzel csökken az ott adszorbeált vízgőz mennyisége is. E tekintetben első helyen állnak az olvasztás útján készített üvegek, üvegkerámiák, majd a szinterelt polikristályos oxid kerámiák és kissé leszakadva, a magnézium-szilikát (pl. szteatit) kerámiák. A vastag réteg technikában nem igénylik az üvegekhez közelálló felületi simaságot, mert a fémpaszták jobban tapadnak a kissé „érdes" felülethez.

A felületi alakhűség** (flatness) különösen akkor fontos, ha a nagy felületi egyenetlenségek befolyásolják a maszkok tapadásának szorosságát. Vékony rétegeknél általában 0,05 mm egyenetlenségeket engednek meg a felület 25 mm-es szakaszában. Vastag réteg áramkörök hordozóinál ez az érték a 0,1 mm-t is elérheti, ill. meghaladhatja.

A nagyfokú simaság és alakhűség (vagy planparallelitás) elérése, ill. fokozása érdekében a kerámia hordozók felületét — egyik, vagy mindkét oldalukon — csiszolással, polírozással vagy kémiai módszerekkel tovább finomíthatják. (Az üveg, üvegkerámiák felülete kellő simaságú vékonyréteg célokra.) A 4. táblázatban a felhasználás szempontjából érdekesebb jellemzőket hasonlítottuk össze.

6. Gazdaságossági szempontok

Mint minden ipari terméknél, itt is az alapanyagok beszerezhetősége, minőségi megbízhatósága, piaci ára, továbbá a technológiai műveletek és az előállított darabszám kérdése kerül előtérbe.

Hordozó-készítési célra legolcsóbbak az alkáli üvegek, a szteatit-féleségek, a boroszilikát-üvegek és az üvegkerámiák, majd további sorrendben az alumíniumoxid- és végül a berillium-oxid kerámiák. Az alkáliszegény vagy alkálimentes (pl. boroszilikát, kvarc) üvegek drágábbak a közönséges „nátron" üvegeknél, viszont kedvezőbb mechanikai és elektromos tulajdonságokkal rendelkeznek. A kvarc-üveg kitűnő hőlökésállóságával messze kimagaslik az „üvegsorból", viszont 1700 C° hőmérséklet körüli megmunkálhatósága a drágább anyagok közé emeli.

Az üvegkerámiák többféle minőségben készülnek, s így előállítási áruk is tág határok között változik. Előnyük, hogy egyesítik az üvegek sima felületét a kerámiák nagyobb mechanikai szilárdságával. Előállítási technológiájuk hasonló az üvegekéhez [4, 13]. Hővezetőképességük — mint minden szilikáté — kisebb értékű pl. a korundok ugyanezen paraméterénél.

A közismert szilikát-kerámiák gazdaságosak, de gyengébb (hő) mechanikai és főleg felületi sajátságaik következtében csak kevés helyen kerülnek alkalmazásra.

A kerámiák előnye az üvegekkel szemben, hogy méretre és furatokkal ellátva készíthetőek, s nincs szükség darabolásra. Viszont minden esetben emeli az önköltségi árat, ha a kerámia hordozót csiszolni, polírozni kell. Így pl. a gyémánt keménységét megközelítő korundlapkák egyoldalon való csiszolása kb. 50%-kal, két oldalon való csiszolása pedig már 80—100%-kal is megemeli árukat. Mázzal történő bevonásnál pedig az alaplemezzel megegyező hőtágulású, alacsony alkálitartalmú máz pl. szórópisztolyos fel-

*A felület „sima", ha bármely merőleges keresztmetszete mentes a kiugrásoktól.

** A felület egy merőleges keresztmetszetében a nagy egyenetlenségek hiányát fejezi ki.

4. táblázat

Különböző minőségű hordozólapkák műszaki és gazdaságossági jellemzőinek összehasonlítása [20]

Tulajdonság	Al_2O_3						Üveg	BeO
Fémoxid-tartalom	95%	95%	95%	95%	99,5%	99,5%	(mikroszkóp)	99,5%
Felület	natur	polírozott	mázas	polírozott +máz	natur	polírozott	natur	polírozott
Relatív ár, 25×25×1 mm	1,0	1,3	1,5	3,0	1,2	1,5	0,70	5,0
Felületi simaság, 25 mm-en (Å)	7600	1250–2500	100	100	5000	1250–2500	130	1300–2500
Felületi alakhűség 25 mm-es szakaszon (mm)	0,125	<0,050	0,250	<0,050	0,125	<0,050	<0,050	<0,050
Kémiai és hőstabilitás	kiváló	kiváló	jó	jó	kiváló	kiváló	jó	kiváló

vitele, szárítása és végül 1000 C° hőmérséklet körüli beégetése jelent többletköltséget (l. pl. 4. táblázatot).

Berilliumoxid hordozó előállítása költséges, mérgező alapanyagokat igényel, s így előállításukhoz különleges berendezésekre van szükség. Viszont elektromos szempontból kiváló sajátságokkal rendelkezik, és kiemelkedik a fémekéhez közelálló hővezetőképessége miatt.

Ha a minőségi és gazdaságossági jellemzőket összevetjük, vastag-réteg áramkörökhöz a 96–98% Al_2O_3 tartalmú hordozólapkák kerülnek előtérbe. Ezt a tényt a világszinten egyre nagyobb mértékben mutatkozó érdeklődés is alátámasztja.

IRODALOM

1. *E. Keonjian:* Mikroelektronika. Elmélet, szerkesztés és gyártás. Műszaki Könyvkiadó Budapest (1968)
2. *G. R. Madland, H. K. Dicken, stb.:* Integrated Circuit Engineering. Basic Technology. Boston Technical Publ. Inc. (1966)
3. *G. I. Schmidhammer:* A Guide to Selecting Technical Ceramics. Electronics Ind. p. 72, April, (1966)
4. *P. W. McMillan:* Glass-Ceramics: Academic Press, London and New York (1964)
5. *Sztankovics L.:* Alumíniumoxid kerámiák és néhány elektrotechnikai szigetelő sajátságainak összehasonlítása. Híradástechnika, Budapest XX. évf. No. 2. p. 51. (1969)
6. *Sztankovics L.:* Elektromos vizsgálatok alumíniumoxid kerámiákon 800 °C hőmérsékletig. Mérés és Automatika Budapest, XVI. évf. No. 11. p. 440 (1968)
7. Annon. Electronic and Newer Ceramics. Ceram. Ind. 4 (1), p. 38. (1967)
8. *Lengyel B., Boksay Z., Csákvári B.:* A szilikátüvegek elektromos tulajdonságai. Akadémiai Kiadó Budapest, (1966)
9. *R. Brown:* Substrates for Tantalum Thin-Film Circuits. Amer. Ceram. Soc. Bull. 45 (8), p. 720, (1966)
10. *B. C. Waterfield:* Alumina Substrates for Thick-Film Circuits. Microelectronics and Reliability. 7. p. 117, (1968)
11. *R. C. Buchanan:* Substrate Surfaces for Microelectronics. Ceramic Age, p. 60. April (1968)
12. *E. B. Shand:* Glass Engineering Handbook. McGraw-Hill Co. Inc. New York, London (1958)
13. *B. E. Waye:* Introduction to Technical Ceramics. Maclaren and Sons Ltd. London (1967)
14. *R. F. Russel:* Control Factors in the Manufacture of Thick-Film Circuits. Microelectronics and Reliability, Vol. 7. p. 121. (1968)
15. *F. V. Dimarcello, A. W. Treptow, L. A. Baker:* Glaze Ceramic Substrates for Thin Films. Amer. Ceram. Soc. Bull. 47 (5), p. 511, (1968)
16. *M. Monneraye, J. Serindat, C. Jouwersma:* The control of Dielectric Losses and Temperature Coefficient of Permittivity by Dopping in some Glass-Ceramic Materials. Glass Technology, Vol. 9 (3), p. 70, (1968)
17. *J. Hamersky:* Vékonyréteg áramkörök hordozóinak kiválasztása és minősítése. Finommechanika Budapest, VII. évf. p. 23. (1968)
18. *H. W. Stetson, W. J. Gyurk:* Development of Two Micro Inch (CLA) As-Fired Alumina Substrates. Western Electric Eng. Res. Center, Princeton N. J. Extra Copy (1967)
19. *H. E. Culver, W. T. Layton:* Etched Thin Film Microcircuits on Glazed Alumina Substrates. Vitro Lab. Co. Silver Spring, Maryland 20 910. Extra Copy (1967)
20. *E. M. Baldwin, E. P. Hyatt. R. C. Vickery:* Ceramic Substrates for Microcircuity. IEEE Trans. No. 1. p. 264 (1965)

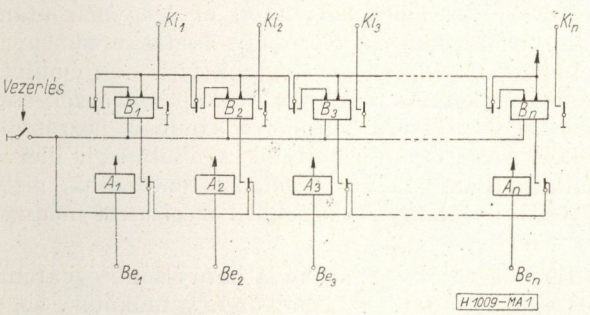
MAKAY ATTILA
Beloiannisz Híradástechnikai Gyár

Elsőbbségi és statisztikusan választó áramkörök elektronikus telefonközpontokban

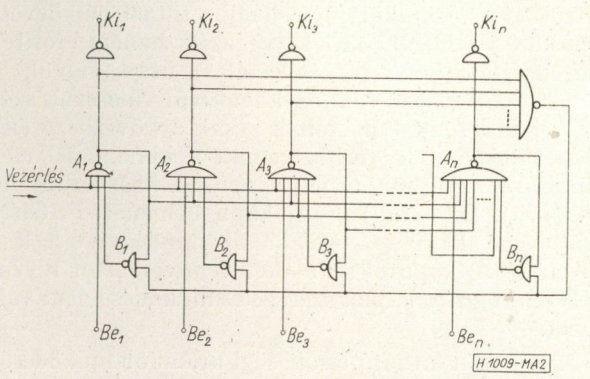
ETO 621.395.345:621.395.722

Telefonközpontban alkalmazott áramkörökben gyakori feladat, hogy adott számú, azonos információforrás közül egy adott időpillanatban valamelyik éppen jelet szolgáltató aktív forrást a további felhasználás céljára ki kell választani. Ilyen jellegű feladatok szinte kivétel nélkül fellépnek olyan esetekben, amikor több áramkörnek kell egy vagy néhány közös áramkörrel együttműködnie (azonosítási feladatok), valamint az ún. keresési műveletek során, amikor egy, esetleg pillanatról pillanatra változó adatkészletből kell néhányat kiválasztani. Ez a kiválasztás egyes esetekben lehetőleg véletlenszerűen kell, hogy történjék (pl. szabad út keresés, amelynél a véletlenszerű, statisztikus jellegű kiválasztás biztosítja az egyes kapcsolóútszakaszok, linkek egyenletes kihasználását). Máskor viszont egy előre rögzített elsőbbségi sorrend alapján az ebben a sorrendben legelől álló aktív forrást kell meghatározni (pl. kerülőutas hívásirányításnál első-, második-, stb. választású útvonalak kiválasztása). Hagyományos, jelfogós áramkörökkel ez utóbbi követelmény megvalósítása a könnyebb, a véletlenszerű kiválasztás komplikáltabb.

Beérkezett: 1970. II. 27.



1. ábra. Jelfogós elsőbbségi áramkör



2. ábra. Jelfogós elsőbbségi áramkör elektronikus megfelelője

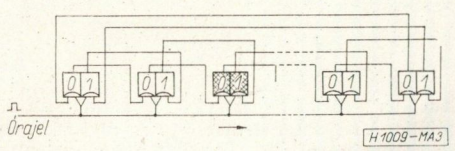
Elektronikus áramkörök segítségével már mód nyílik mindkét követelmény aránylag egyszerű teljesítésére. Az ismert jelfogós elsőbbségi áramkör (1. ábra) mintájára analóg módon megtervezhetjük ennek elektronikus elemekkel, a digitális technikából ismert NÉ (NAND) kapukkal felépített megfelelőjét (2. ábra). Ez az áramkör ugyanazt tudja, mint a jelfogós áramkör. A vezérlőjel hatására az 1-től n-ig sorszámozott vezetékek (információforrások) közül választja azt a legkisebb sorszámot, amelyiken a vezérlőjel megjelenésének pillanatában jel volt (IGEN-szint, illetve a jelfogós áramkörnél földfeszültség). A kiválasztás pillanatában egyúttal rögzíti is ezt a helyzetet, hogy a vezérlőjel tartama alatt a kiválasztás megtörténte után esetleg fellépő, a sorrendben előbb álló jel a kiválasztás eredményét már ne változtathassa meg (B jelű NÉ kapunk, ill. B jelű jelfogók).

Az ábra alapján rögtön látszik ezen elektronikus megoldás néhány szembeszökő hátránya. Az elemszám növelésével növekszik az ÉS kapuk bemeneteinek száma, valamint növekszik a NÉ kapukban levő inverterek terhelése is. Mindkettő határt szab az elemszám növelésének, különösen az utóbbi. A jelfogós áramkörben az elemszámot csak az korlátozza, hogy hány sorbakötött bontókontaktus alkalmazását tartjuk még üzembiztosnak.

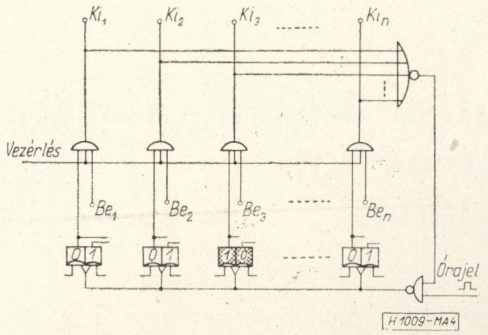
Ezért a 2. ábrán látható formában általában nem alkalmazzuk ezt az elsőbbségi áramkört. Olyan megoldást kell találni, mely a fenti hátránytól mentes, és lehetővé teszi a véletlenszerű kiválasztást is. Erre többféle mód is kínálkozik.

Széles körben elterjedtek az ún. keresőláncok vagy másnéven forgóláncok. Ezek nem mások, mint a digitális technikában jól ismert léptető (shift) regiszterek, melyekben egyetlen „egyest" cirkuláltatnak (3. ábra). Egy ilyen módon kialakított forgólánc úgy használható, hogy kimeneteit összehasonlítjuk a választásra felkínált információ-forrásaink kimeneteivel. Ha a lánc az $1 \ldots n$ vezetékek valamelyikén jelet talál, akkor a kiválasztást megtörténtnek tekintjük, és a lánc forgását leállítjuk (4. ábra).

Ennek a megoldásnak nagy előnye, hogy lehetővé teszi mind a véletlenszerű, mind pedig a sorrendi kiválasztást. Ha ui. a 4. ábra szerinti megoldásban a vezérlőjel az órajeltől független, akkor az a hely



3. ábra. Léptető regiszter logikai kapcsolása



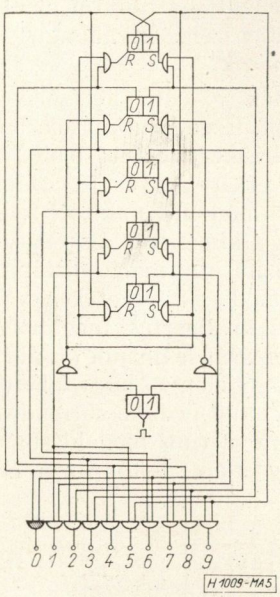
4. ábra. Shift-regiszteres kereső áramkör

ahol a lánc jelet talál, nyilván attól függ, hogy a lánc a vezérlés pillanatában melyik állásában tartózkodott (kivéve, ha csak egyetlen aktív információforrás van). Ez pedig teljesen véletlenszerű, ha az említett függetlenséget biztosítjuk. Ha viszont sorrendi kiválasztást akarunk, akkor nem kell mást tenni, mint a láncot a vezérlés pillanatában a kitüntetett „első" állásába állítani, és innen indítani a keresést.

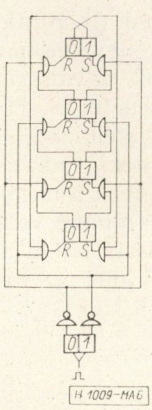
Az említett léptető regiszterek helyett alkalmazhatóak az ún. gyűrűs regiszterek is, melyek elvileg abban különböznek a léptető regiszterektől, hogy a lánc végéről ellentétes értelemben csatolunk vissza a lánc bemenetére. Ennek előnye, hogy $2n$ kimenet megvalósításához csak n db flip-flop szükséges. A $2n$ kimenet dekódolását viszonylag egyszerű, mindössze két bemenetű ÉS kapukkal megvalósíthatjuk.

A BHG eddigi elektronikus központjaiban a különleges megoldású, tisztán statikus RS flip-flop-okat tartalmazó gyűrűs regisztereket alkalmaztuk forgóláncként. Az 5. ábrán egy öt flip-flopot tartalmazó, tehát tízes (tíz kimenetű) forgóláncot tüntettünk fel.

Ha n páros szám, akkor a kapcsolás hasonló, de némileg eltér az 5. ábráétól. A 6. ábrán az $n=4$ esetet tüntettük fel, a nyolc kimenetet megvalósító dekódoló hálózat nélkül. Ilyen jellegű kapcsolásoknál vigyázni kell arra, hogy a rendszernek, mint aszinkron szekvenciális hálózatnak (nincs benne késleltető elem!) csak a tervezett $2n$ stabil állapota legyen. Ez $n=5$-ig az ábrán látható kapcsolásokban teljesül. A rendszer állapotegyenleteinek felírásával igazolható, hogy ha n nagyobb, mint öt, akkor ez már nem igaz, és külön gondoskodni kell arról, hogy a meg nem engedett stabil állapotok ne léphessenek fel. Ha pl. $n=6$, akkor a stabil állapotok száma 16. Ebből 12 az, amely a 6. ábrán megismert működés szerint váltogatja egymást, a többi négy ezektől eltérő kombinációkat fed. Viszont ez a négy állapot is ciklikusan követi egymást, ha valamilyen módon (pl. bekapcsoláskor) a rendszer ezen négy állapot valamelyikébe került. A 12-es és a 4-es ciklus is zárt, egymásba át nem mennek.



5. ábra. Statikus gyűrűs regiszter, mint forgólánc. A regiszter elemeinek száma páratlan



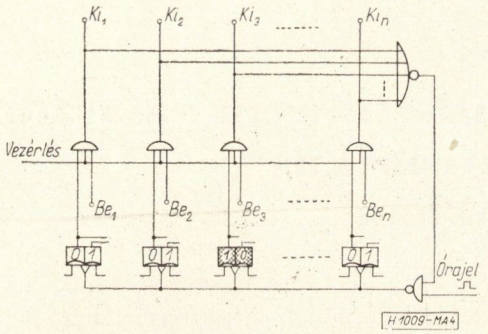
6. ábra. Statikus gyűrűs regiszter. A regiszter elemeinek száma páros

Igazolható, hogy n további növelésével kettőnél több ilyen zárt ciklus is létrejöhet az 5. és 6. ábra szerinti kapcsolásokban. A $2n=10$ igen sok alkalmazásban elegendő, így az áramkör az 5. ábra szerinti egyszerű kapcsolásban alkalmazható. Az áramkör előnye más gyűrűs regiszter kapcsolásokhoz képest, hogy zavarokkal szemben érzéketlen, amennyiben csak az említett 10 stabil állapot valamelyikét tudja felvenni és így a szabályos „forgásból" soha nem tud kiesni. Dinamikus JK típusú flip-flopokból felépített gyűrűs regiszterekre ez nem áll, ott az érzékenységet még a kondenzátorok jelenléte is fokozza.

A forgóláncok alkalmazása mind kiválasztási (azonosítási), mind keresési célokra tehát igen alkalmasnak tűnik. Alkalmazásuknak azonban igen nagy hátránya az ismert egyszerű elsőbbségi áramkörrel szemben, hogy a kiválasztás legtöbbször nem történik meg azonnal a vezérlőjel megjelenésének pillanatában, hanem csak több, max n lépés múlva. Ez különösen ott lehet hátrányos, ahol egymás után, több fokozatban, az előző kiválasztás eredményének alapján kell keresést végezni (pl. a már említett szabad út keresés többfokozatú kapcsolómezők esetén). Egy egyszerű felismerés azonban hozzásegít ahhoz, hogy olyan elektronikus elsőbbségi, illetve statisztikusan választó áramkört tervezzünk, mely egyesíti magában az előzőekben megismert módszerek előnyeit.

Térjünk vissza a 2. ábrán látható elsőbbségi áramkör vizsgálatához. Az áramkör úgy működik, hogy az elsőbbséggel rendelkező elemek letiltják (NÉ kapuk) az utánuk következő elemek választását. Alakítsuk át az áramkört úgy, hogy a tiltást ne közvetlenül az A jelű NÉ kapuk végezzék, hanem erősítés (regenerálás, kétszeres invertálás) után vigyük a tiltást a következő elemre. Ezenkívül válasszuk szét az A jelű kapuk funkcióit is: csak a következő elemek tiltásában legyen szerepük, a kimenő jel előállítására az újabb C jelű kapukat használjuk fel (7. ábra). Ha tehát az A_1 kapu bemenetén IGEN szint van, akkor a C_2—C_n kapuk mindegyike le lesz tiltva az A_1 kapuról működtetett invertersor révén. A B jelű rögzítő kapuk szerepe és működése nem változik.

A 7. ábrán látható elsőbbségi áramkör működését matematikailag is szemléltethetjük. Ismeretes, hogy



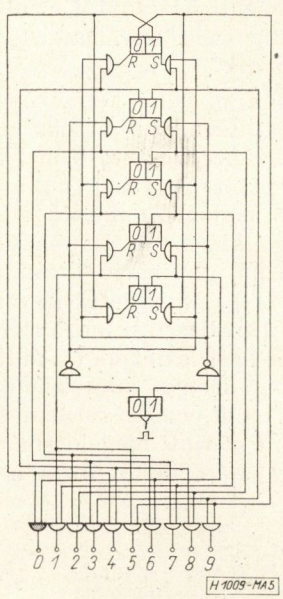
4. ábra. Shift-regiszteres kereső áramkör

ahol a lánc jelet talál, nyilván attól függ, hogy a lánc a vezérlés pillanatában melyik állásában tartózkodott (kivéve, ha csak egyetlen aktív információforrás van). Ez pedig teljesen véletlenszerű, ha az említett függetlenséget biztosítjuk. Ha viszont sorrendi kiválasztást akarunk, akkor nem kell mást tenni, mint a láncot a vezérlés pillanatában a kitüntetett „első" állásába állítani, és innen indítani a keresést.

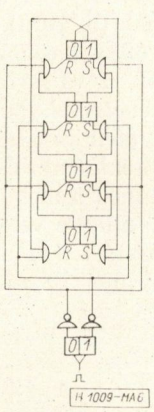
Az említett léptető regiszterek helyett alkalmazhatóak az ún. gyűrűs regiszterek is, melyek elvileg abban különböznek a léptető regiszterektől, hogy a lánc végéről ellentétes értelemben csatolunk vissza a lánc bemenetére. Ennek előnye, hogy $2n$ kimenet megvalósításához csak n db flip-flop szükséges. A $2n$ kimenet dekódolását viszonylag egyszerű, mindössze két bemenetű ÉS kapukkal megvalósíthatjuk.

A BHG eddigi elektronikus központjaiban a különleges megoldású, tisztán statikus RS flip-flop-okat tartalmazó gyűrűs regisztereket alkalmaztuk forgóláncként. Az 5. ábrán egy öt flip-flopot tartalmazó, tehát tízes (tíz kimenetű) forgóláncot tüntettünk fel.

Ha n páros szám, akkor a kapcsolás hasonló, de némileg eltér az 5. ábráétól. A 6. ábrán az $n=4$ esetet tüntettük fel, a nyolc kimenetet megvalósító dekódoló hálózat nélkül. Ilyen jellegű kapcsolásoknál vigyázni kell arra, hogy a rendszernek, mint aszinkron szekvenciális hálózatnak (nincs benne késleltető elem!) csak a tervezett $2n$ stabil állapota legyen. Ez $n=5$-ig az ábrán látható kapcsolásokban teljesül. A rendszer állapotegyenleteinek felírásával igazolható, hogy ha n nagyobb, mint öt, akkor ez már nem igaz, és külön gondoskodni kell arról, hogy a meg nem engedett stabil állapotok ne léphessenek fel. Ha pl. $n=6$, akkor a stabil állapotok száma 16. Ebből 12 az, amely a 6. ábrán megismert működés szerint váltogatja egymást, a többi négy ezektől eltérő kombinációkat fed. Viszont ez a négy állapot is ciklikusan követi egymást, ha valamilyen módon (pl. bekapcsoláskor) a rendszer ezen négy állapot valamelyikébe került. A 12-es és a 4-es ciklus is zárt, egymásba át nem mennek.



5. ábra. Statikus gyűrűs regiszter, mint forgólánc. A regiszter elemeinek száma páratlan



6. ábra. Statikus gyűrűs regiszter. A regiszter elemeinek száma páros

Igazolható, hogy n további növelésével kettőnél több ilyen zárt ciklus is létrejöhet az 5. és 6. ábra szerinti kapcsolásokban. A $2n=10$ igen sok alkalmazásban elegendő, így az áramkör az 5. ábra szerinti egyszerű kapcsolásban alkalmazható. Az áramkör előnye más gyűrűs regiszter kapcsolásokhoz képest, hogy zavarokkal szemben érzéketlen, amennyiben csak az említett 10 stabil állapot valamelyikét tudja felvenni és így a szabályos „forgásból" soha nem tud kiesni. Dinamikus JK típusú flip-flopokból felépített gyűrűs regiszterekre ez nem áll, ott az érzékenységet még a kondenzátorok jelenléte is fokozza.

A forgóláncok alkalmazása mind kiválasztási (azonosítási), mind keresési célokra tehát igen alkalmasnak tűnik. Alkalmazásuknak azonban igen nagy hátránya az ismert egyszerű elsőbbségi áramkörrel szemben, hogy a kiválasztás legtöbbször nem történik meg azonnal a vezérlőjel megjelenésének pillanatában, hanem csak több, max n lépés múlva. Ez különösen ott lehet hátrányos, ahol egymás után, több fokozatban, az előző kiválasztás eredményének alapján kell keresést végezni (pl. a már említett szabad út keresés többfokozatú kapcsolómezők esetén). Egy egyszerű felismerés azonban hozzásegít ahhoz, hogy olyan elektronikus elsőbbségi, illetve statisztikusan választó áramkört tervezzünk, mely egyesíti magában az előzőekben megismert módszerek előnyeit.

Térjünk vissza a 2. ábrán látható elsőbbségi áramkör vizsgálatához. Az áramkör úgy működik, hogy az elsőbbséggel rendelkező elemek letiltják (NÉ kapuk) az utánuk következő elemek választását. Alakítsuk át az áramkört úgy, hogy a tiltást ne közvetlenül az A jelű NÉ kapuk végezzék, hanem erősítés (regenerálás, kétszeres invertálás) után vigyük a tiltást a következő elemre. Ezenkívül válasszuk szét az A jelű kapuk funkcióit is: csak a következő elemek tiltásában legyen szerepük, a kimenő jel előállítására az újabb C jelű kapukat használjuk fel (7. ábra). Ha tehát az A_1 kapu bemenetén IGEN szint van, akkor a C_2—C_n kapuk mindegyike le lesz tiltva az A_1 kapuról működtetett invertersor révén. A B jelű rögzítő kapuk szerepe és működése nem változik.

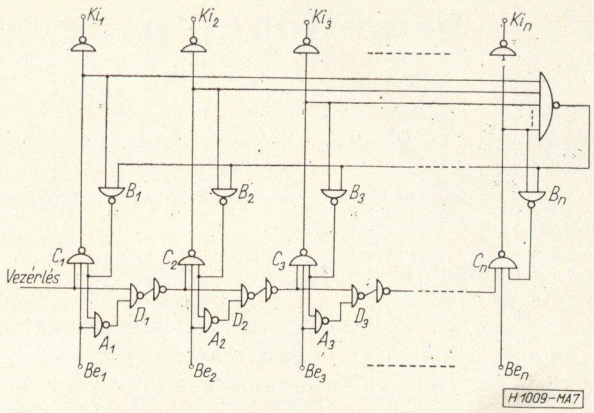
A 7. ábrán látható elsőbbségi áramkör működését matematikailag is szemléltethetjük. Ismeretes, hogy

bináris számok kettes komplemensét úgy képezzük, hogy képezzük a szám inverz kódját (egyes komplemens), majd ehhez hozzáadunk egyet (8. ábra). Ezen matematikai előállítási utasítás alapján a komplemens kód közvetlen felírására adódik az a gyakorlati szabály, amely szerint a komplemens kódot megkapjuk, ha a vizsgált bináris számot a legkisebb helyértéktől kiindulva, tehát jobbról balra haladva az első „egyes"-ig bezárólag változatlanul leírjuk, utána pedig helyértékenként 0 helyett 1-est és 1 helyett 0-át írunk. Ennek alapján közvetlenül látszik, hogy ha az eredeti számot komplemensével helyértékenként összeszorozzuk, akkor a szorzatok közül csak a jobbról számított első egyes helyén levő szorzat értéke lesz 1, a többi mind zérus lesz (9. ábra). Ez azt jelenti, hogy ilyen módon ezt az első „egyes"-t egyértelműen ki tudjuk jelölni. Ezen kijelölés módja lehet egyszerűen a fenti gondolatmenetnek megfelelően az, hogy előállítjuk a kettes komplemens kódot, és egyszerű ÉS kapukkal elvégezzük a helyértékenkénti szorzást. Az n ÉS kapu közül csak egyetlen egynek lesz a kimenetén IGEN szint. Egyszerűbb áramkört kapunk azonban, ha az alábbi meggondolás alapján járunk el.

Könnyű belátni, hogy a „bináris szám inverze +1" művelet végzésekor, ha a legkisebb helyértéken átvitel képződik, akkor ez addig terjed, ameddig az inverz kódban csupa 1-es áll. Az első 0-ás helyérték után több átvitel nem képződik. (Ez lehet rögtön a legkisebb helyérték is.) Azt a helyértéket kell tehát kijelölni, ahol az inverz kód értéke 0, vagyis az eredeti bináris szám megfelelő helyértéke 1, és az előző helyértékről van átvitel. Az előzőek alapján ilyen helyérték nyilván csak egy van. Ha a 7. ábrán levő kapcsolást megnézzük, akkor látjuk, hogy az a fentiek szerint működik. Az A jelű kapuk a $BE_1 \ldots BE_n$ bemenő jelek által képviselt bináris szám inverz kódját állítják elő, a D jelű kapuk pedig az átvitelt képzik. A C jelű kapuk feladata az, hogy az előző helyértékről hozott átvitelt és a bemenő jelet összehasonlítsa. Az inverz kódhoz adandó+ 1-et a D_1 kapura kötött vezérlőjel képviseli.

A 7. ábrán levő kapcsolás tehát ugyanazt tudja, mint a 2. ábrán látható elsőbbségi áramkör, de kiküszöböli annak említett hiányosságait. Viszont az áramkörnek iménti matematikai értelmezése kezünkbe ad egy olyan ötletet, amelyet felhasználva a 7. ábra kapcsolását átalakíthatjuk úgy, hogy az alkalmas legyen véletlenszerű kiválasztásra is.

Láttuk, hogy a kisebb helyértéken levő elemnek volt elsőbbsége a nagyobb helyértékűvel szemben (a legkisebb helyértéken adtuk be a +1-et). Ha most ezeket az elemeket nem eleve soroljuk fix helyértékekhez, hanem a vezérlés pillanatában véletlenszerűen tudjuk „kijelölni", hogy a szám hol kezdődik, azaz hol a legkisebb helyértékű elem, akkor a kiválasztás ehhez képest fogja az első aktív elemet szolgáltatni. Így maga a kiválasztás véletlenszerű lesz. Ilyenkor nyilván ciklikusan rendezzük el az elemeket, vagyis úgy, hogy az utolsó elem után az első következzék. Hogy a vezérlés pillanatában az ilyen módon kialakított gyűrűnek hol lesz a kezdőpontja, azt egy előzőekben megismert forgólánc adhatja meg, mely a vezérlőjeltől függetlenül forog.

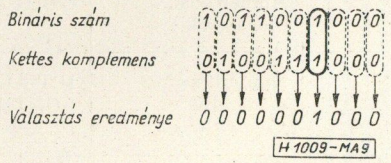


7. ábra. A 2. ábra szerinti elsőbbségi áramkör módosított formája

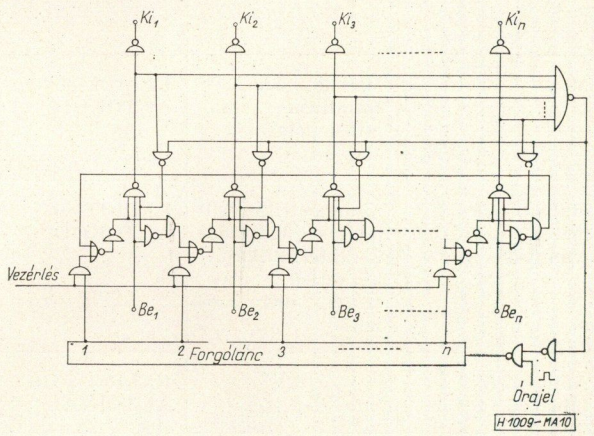
Bináris szám	1 0 1 1 0 0 1 0 0 0
Inverz kód	0 1 0 0 1 1 0 1 1 1
	+ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1
Kettes komplemens	0 1 0 0 1 1 1 0 0 0

H1009-MA8

8. ábra. Bináris szám kettes komplemensének képzése



9. ábra. A jobbról számított első egyes kiválasztásának elve



10. ábra. Gyorsműködésű, statisztikusan választó áramkör

Ez a forgólánc mondja tehát meg, hogy az áramkörnek melyik helyértékénél kell képezni az inverz kódhoz adandó +1-et.

Az ilyen módon kialakított áramkört a 10. ábra mutatja. Egyesíti magában a 2. és 7. ábrán látott elsőbbségi áramkör, és a 4. ábrán látott kereső áramkör tulajdonságait: a vezérlőjel megjelenésének pillanatában véletlenszerűen, késleltetés nélkül, azonnal kiválaszt egyet a bemenetein levő aktív információforrások közül.

Számítógép programok katalógusa 1969*

ETO 621.39:681.3.06(085)

A mellékelt összeállítás az elektronikára vonatkozó 1969-ben elkészült számítógép programok katalógusát tartalmazza. A programok katalógus céduláit az intézmények illetékes vezetői, vagy megbízottai küldték be a BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék felkérésére.

A korábban megjelent (Híradástechnika, XIX. évf. 6. sz. 169—173 old. és Híradástechnika, XX. évf. 8. sz. 238—251 old.) program katalógusokhoz hasonlóan a numerikus módszerekre, az elektronikus eszközökre, elektronikus áramkörökre, híradástechnikai berendezésekre és híradástechnikai rendszerekre vonatkozó programokat állítottuk össze. Az 1969-re vonatkozó katalógusból is látszik, hogy a programok három szintű dokumentációja (program katalógus, könyvtári tájékoztató, program leírás) kezd hazánkban kialakulni. Megállapíthatjuk azt is, hogy a nyilvántartásba vett programok a bonyolultabb nagyobb programok (program csomagok, program rendszerek) felé tolódnak el. A program katalógus több konstrukciós tervezéssel kapcsolatos programot tartalmaz.

Az eddigi szokásoknak megfelelően a program katalogus a programokat a beérkezés sorrendjében közli. A „Számítógép programok katalógusa 1970" összeállításba azokat a programokat fogjuk felvenni, amelyeket 1971. február 6-ig beküldenek a BME Vezetékes Híradástechnika Tanszékre (Budapest, XI. Stoczek u. 2.).

* *Összeállította: dr. Géher Károly*
BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék

Beérkezett: 1970. IV. 20.

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
	Numerikus módszerek	GIER-ALGOL		TKI Kovács Zsolt	1969. dec.
	Numerikus módszerek	ICT-ALGOL FORTRAN PLAN (ICT)		KFKI Nagy Mihály	1969. dec.
	Numerikus módszerek	RAZDAN-ALGOL		BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Tarnay Kálmán, Székely Vladimir	Eljárásgyűjtemény, 1969
Meredek szűrő	Meredek szűrők számítása csillapítási pólusok alapján	ELLIOT-803 AUTOKOD	ML Eszényi Sándor	ML Turáni József	
Hullámparaméteres szűrőszámítás	Aszimmetrikus csillapítás csillapításkarakterisztikájú, közvetlen sávszűrő méretezések	ELLIOT-803 AUTOKOD	ML Eszényi Sándor	ML Turáni József	
Antenna-fi táblázat		ELLIOT-803 AUTOKOD	ML Eszényi Sándor	ML Dinnyés József	
Cikk-cakk szűrő	Cikk-cakk szűrők számítása	ELLIOT-803 AUTOKOD	ML Eszényi Sándor	ML Mátay Antal	
Transzformált cikk-cakk	Adott csillapítás karakterisztikájú cikk-cakk szűrő	ELLIOT-803 AUTOKOD	ML Eszényi Sándor	ML Turáni József	
Három pontos együttfutás	Algoritmus az együttfutási helyek optimális megállapítására a minimális együttfutási hiba megadásával	ELLIOT-803 AUTOKOD	ML Eszényi Sándor	ML Szücs Gábor	ML Műsz. Tájék. 1966. 8. sz.

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
Három pontos együttfutás táblázat	Kiszámolt relatív együttfutási pontok és minimális hibák táblázata	ELLIOT-803 AUTOKOD	ML Eszényi Sándor	ML Eszényi Sándor	ML Műsz. Tájék. 1966. 8. sz.
Negyedfokú szűrő	Csillapítás táblázat negyedfokú szűrőre	ELLIOT-803 AUTOKOD	ML Eszényi Sándor	ML Gál Miklós	
cm-es hullámellenállás	Táblázat cm-es hullámok hullámellenállására	ELLIOT-803 AUTOKOD	ML Eszényi Sándor	ML Császár Tibor	
Cikk-cakk szűrő táblázat	Relatív értékű elemekre számolt szűrő táblázat (kb. 600 szűrő)	ELLIOT-803 AUTOKOD	ML Eszényi Sándor	ML Mátay Antal	ML Műsz. Tájék. Megjelenés alatt
MICRO-STRIP	Geometriai- és anyagjellemzőkből távvezeték paramétereket és statikus potenciál eloszlást számít, ábrázol	GIER-ALGOL-4	TKI Bálint Lajos	TKI Bálint Lajos	Intézeti tanulmány 1969. dec.
CSATOLT MIKRO-STRIP	Geometriai- és anyagjellemzőkből távvezeték paramétereket számít és statikus potenciáleloszlást ábrázol páros és páratlan modusra külön-külön	GIER-ALGOL-4	TKI Bálint Lajos	TKI Bálint Lajos	Intézeti tanulmány 1969 dec.
PROGR-TRM--VHF	Nagyfrekvenciás tranzisztor modellezése admittancia paraméterek alapján	GIER-ALGOL-4	TKI Baranyi András, Radványi András	TKI Baranyi András, Radványi András	Intézeti tanulmány 1969. dec.
ANAL	Koncentrált és elosztott paraméterű elemeket tartalmazó lineáris áramkör frekvenciatartománybeli analizise	GIER-ALGOL-4	TKI Abos Imre, Sugár Péter	TKI Abos Imre, Sugár Péter	Intézeti tanulmány 1969. dec.
MAT 4	Négypólusok összekapcsolásánál és a paraméterek átszámításánál alkalmazott műveletek utasításai	GIER-ALGOL-4	TKI Windisch Edit	TKI Windisch Edit	Intézeti tanulmány 1969. dec.
HURWITZ-2	Kétváltozós polinomok kétváltozós Hurwitz jellegének vizsgálata	GIER-ALGOL-4	TKI Csurgay Árpád, Abos Imre	TKI Csurgay Árpád, Abos Imre	Intézeti tanulmány 1969. dec.
PROGR ONLAN	On-line tervezést biztosít a lineáris áramkör analízis program bemenő adatainak írógépről történő módosításával	GIER-ALGOL-4	TKI Abos Imre, Radványi András	TKI Abos Imre, Radványi András	Intézeti tanulmány 1969. dec.

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
PROGR ALKREND	Nyomtatott huzalozású áramkörök alkatrészeinek célszerű elhelyezése	GIER-ALGOL-4	TKI Bálint Lajos	TKI Bálint Lajos	Intézeti tanulmány, 1969. dec.
NIK	Másodfokú átviteli függvények realizálása negatív impedancia konverterrel	ODRA 1013 MOSZT autokód	Várszegi Sándor	BME Műszer- és Méréstechnika Tanszék Gazsi Lajos	TDK dolgozat, 1969
Approximáció	Pólus-zérus elrendezés meghatározása előírt amplitúdó- és fáziskarakterisztikához	ODRA 1013 MOSZT autokód	BME Műszer- és Méréstechnika Tanszék Gazsi Lajos	BME Műszer- és Méréstechnika Tanszék Gazsi Lajos	
OPTIWIRE	Logikai kártyák optimális elrendezési és huzalozási utasításainak készítése	ODRA 1013 gépikód	BME Műszer- és Méréstechnika Tanszék Selényi Endre	BME Műszer- és Méréstechnika Tanszék Selényi Endre, Hanák Péter	
ERNA	Ellenőrző és rajzoló program nyomtatott áramköri kártyák készítéséhez	ELLIOT-803 gépikód	INFELOR Álló Géza	VILATI Schüller Frigyesné	VILATI 1969 saját használatra
NYÁR	Nyomtatott áramkört rajzoló program	EMG 830 SIMPLE	INFELOR Álló Géza, Juhász Bálint, Sikolya Zsolt, Varga Lajos	EMG Árvai János	EMG 1969 saját használatra
UNIGRAF	Általános célú rajzológépes programnyelv műszaki rajzok készítésére	EMG 830 SIMPLE	INFELOR Álló Géza, Juhász Bálint, Varga Lajos	EMG	EMG 1969 saját használatra
TRAN	Tranzisztorok paramétereinek meghatározása mérési eredmények alapján	Extended Mercury Autocode	E.I.V.R.T. Maczkó István	E.I.V.R.T. Méhn Márton	
EXGA	TRAN programmal nyert eloszlás exponenciális és Gauss közlítése	Extended Mercury Autocode	E.I.V.R.T. Méhn Márton	E.I.V.R.T. Méhn Márton	
EREX	TRAN programmal nyert eloszlás erfc és exponenciális függvénnyel történő közelítése	FORTRAN IV	E.I.V.R.T. Zsák József	E.I.V.R.T. Zsák József	
EXPITER	Integrált TTL rendszerű expander-kapu karakterisztikáinak számítása	ELLIOT-803 autokód	HIKI Koblinger László, Fejes László, Beke István	HIKI Koblinger László, Fejes László, Beke István	
Hordozósűrűségek számítása inhomogén bázisban	Hordozósűrűség számítása tetszőleges injekciós szintre, kettősen exponenciális közelítés mellett	ALGOL	MTA-MFKI Bródy Ferenc	HIKI Kovács Ferenc	

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
RNP-UNIPÁT	Reaktáns négypólus univerzális paramétereit, átviteli tényezőjét számítja ki az elemekből	ELLIOT ALGOL	TRT Tarlacz László	TRT Tarlacz László, Radvány Jenő	
RNP-ATAU	Reaktáns négypólus csillapítását és futási idejét számítja ki tetszés szerinti frekvenciákon	ELLIOT ALGOL	TRT Tarlacz László	TRT Tarlacz László, Radvány Jenő	
RNP-REFIMM	Reaktáns négypólus bemenő impeciáját és admittanciáját, valamint reflexiós csillapítását számítja ki tetszés szerinti frekvenciákon	ELLIOT ALGOL	TRT Tarlacz László	TRT Tarlacz László, Radvány Jenő	
Filtcomp. Ladder	Aluláteresztő és sávszűrők egyenletes veszteségű tervezése	ELLIOT ALGOL	TRT Radvány Jenő	TRT Radvány Jenő	Híradástechnika XXI. évf. 3. sz. 93—95 old. (1970)
Gamma trans.	Adott reaktáns létrahálózat átviteli függvényének kiszámítása bilineárisan transzformált frekvencia függvényében	ELLIOT ALGOL	TRT Radvány Jenő	TRT Radvány Jenő	
Num. Cascade	Reaktáns létrahálózat láncparamétereinek kiszámítása adott frekvenciákon	ELLIOT ALGOL	TRT Radvány Jenő	TRT Radvány Jenő	
Even loss iteration	Adott páros f.sz. sávszűrő tervezett egyenletes veszteségi tényezőjének kiszámítása a kapcsolási paraméterekből	ELLIOT ALGOL	TRT Radvány Jenő	TRT Radvány Jenő	
EAT program	Lineáris működésű tranzisztort és diódát tartalmazó áramkörök egyenáramú analízise	GIER-ALGOL-4	MIKI Roska Tamás, Bencsik Györgyi	MIKI Roska Tamás, Bencsik Györgyi Skultéty László	Tanulmány KGM ISzSzI számára, 1969
TOL-1 programcsomag	Lineáris működésű tranzisztort és diódát tartalmazó áramkörök közvetett és közvetlen toleranciáinak számítása	GIER-ALGOL-4	MIKI Bánfalvi Károly, Bencsik Györgyi, SZÜV Baranyai Jolán	MIKI Skultéty László, Roska Tamás, Bánfalvi Károly, Bencsik Györgyi	Tanulmány KGM ISzSzI számára, 1969
IHA-2	Több bemenetű és kimenetű lineáris aktív áramköranalízise (max 300 csomópont)	GIER-ALGOL-4	MIKI Kalotay Balázs, Kiss Zoltán, Soós Tibor	MIKI Kalotay Balázs, Soós Tibor	Tanulmány KGM ISzSzI számára, 1969

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
1H1 PAHASZIM	Több bemenetű és kimenetű lineáris passzív áramkör analízise (max 300 csomópont)	GIER-ALGOL-4	MIKI Kalotay Balázs	MIKI Kalotay Balázs	Tanulmány KGM ISzSzI számára, 1969
2N1	Mérési eredmények közelítése racionális törtfüggvényekkel	GIER-ALGOL-4	MIKI Kadinger Béla	MIKI Kadinger Béla	Tanulmány KGM ISzSzI számára, 1968
1K1	Mérési eredmények autokorrelációja	GIER-ALGOL-4	MIKI Kadinger Béla	MIKI Kadinger Béla	Tanulmány KGM ISzSzI számára, 1968
TRAP-3 tranziens analízis program	Aluláteresztő polinomszűrők átmeneti függvényének számítása	GIER-ALGOL-4	MIKI Herendi Miklós	MIKI Herendi Miklós	
LIN PLOT	Időtartománybeli vagy frekvenciatartománybeli felelet ábrázolása lineáris léptékben	GIER-ALGOL-4	MIKI Bencsik Györgyi	MIKI Bencsik Györgyi	Tanulmány KGM ISzSzI számára, 1969
LOG PLOT	Frekvenciatartománybeli felelet ábrázolása logaritmus léptékben	GIER-ALGOL-4	MIKI Bánfalvi Károly	MIKI Bánfalvi Károly	Tanulmány KGM ISzSzI számára, 1969
MIKAP-1G	Lineáris működésű elentronikus áramkörök teljes analízise	GIER-ALGOL-4	MIKI Bánfalvi Károly, Bencsik Györgyi, SZÜV Baranyai Jolán	MIKI Roska Tamás, Bánfalvi Károly, Bencsik Györgyi, SZÜV Zsombok Zoltán	Használati utasítás KGM ISzSzI számára, 1969
DIREKT-1 programcsomag	Átviteli függvény realizálása feszültségvezérelt áramgenerátort tartalmazó hálózattal	GIER-ALGOL-4	SZÜV Szabó Endre, Baranyai Jolán	MIKI Roska Tamás	Tanulmány KGM ISzSzI számára, 1969
DIODA	Eljárás dioda réteghőmérsékletének és kisjelű paramétereinek meghatározására	ALGOL	MKKL Tarnay Kálmán	MKKL Tarnay Kálmán	V008.01 MKKL tanulmány, 1969
PNP	Eljárás pnp tranzisztor réteghőmérsékletének és kisjelű paramétereinek meghatározására	ALGOL	MKKL Tarnay Kálmán	MKL Tarnay Kálmán,	V008.012 MKKL tanulmány, 1969
14-HARM	Pontjaival adott függvény harmonikus analízise	RAZDAN-ALGOL	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Tarnay Kálmán,	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Tarnay Kálmán Székely Vladimir	Eljárásgyűjtemény, 1969
22-PLOT	Függvény ábrázolása szélesnyomtatóval	RAZDAN-ALGOL	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Székely Vladimir	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Tarnay Kálmán, Székely Vladimir	Eljárásgyűjtemény, 1969

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
31-RACT	Racionális törtfüggvény amplitúdó és fáziskarakterisztikája	RAZDAN-ALGOL	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Tarnay Kálmán	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Székely Vladimir, Tarnay Kálmán	
POIS	Poisson eloszlású álvéletlen számok generálása	RAZDAN-ALGOL	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Székely Vladimir	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Székely Vladimir Tarnay Kálmán,	
BODE	Bode diagram meghatározása és ábrázolása	RAZDAN-ALGOL	Baráth István, Joó Zsuzsa, Oroszlány Lajos, Takács Gábor	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Székely Vladimir	
GT	Gunn dióda triggerelési idejének meghatározása	RAZDAN-ALGOL	Koblinger László	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Székely Vladimir	Electronics Letters Vol.5. No. 24. pp. 609—610 (1969)
KOMB	NAND-NOR kapukat és INVERTER-t tartalmazó kombinációs áramkör analízise	RAZDAN-ALGOL	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Tarnay Kálmán	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Tarnay Kálmán	
SEQU	NAND- és NOR kapukat, INVERTER-t, RS-, JK-, és T tárolókat, valamint A/D átalakítót tartalmazó szinkron szekvenciális áramkör időtartománybeli analízise	RAZDAN-ALGOL	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Tarnay Kálmán	BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Tarnay Kálmán	
Keret	Áramköri lapok keretkábelen történő optimális elrendezése	MINSZK-22 MITRA autokod	MTA-AKI Kovács György	MTA-AKI Kovács György	
PPU 2	Post processor az MTA-AKI-ban készített, ADMAP nevű nyomtatott áramköri lapokat gyártó berendezés vezérlő szalagjának előállítására	CII 10010 FORTRAN 16k	MTA-AKI Kovács György	MTA-AKI Kovács György	
TWW 021001	Síkbeli koordinátákkal adott pontok között minimális fák generálása az egy pontból kiinduló ágak számának korlátozásával	CII 10010 FORTRAN 16k	MTA-AKI Máté Levente	MTA-AKI Máté Levente	
EM 0219	Logikai kapcsolás realizációja minimális számú integrált áramköri modulban	MITRA-2 autokod	MTA-AKI Máté Levente	MTA-AKI Máté Levente	

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
CONEX	Optimális hátlap vezetékezés és dokumentáció készítés	GIER-ALGOL Help 3	SUV, UTK Pozsony Jan Sturc	MTA-AKI Kovács György	
	Ellenállások megbízhatósági vizsgálatának statisztikai értékelése	MINSZK 22	Csókás István	BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék Kiss Dénes HIKI Kiss Kálmán	Diplomaterv BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék 1969
PROG-CONV-MC	Többszörös konvolúció integrál számítása Monte-Carlo módszerrel	GIER-ALGOL-4	SZÜV Dévai Géza	BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék Géher Károly TKI Gulyás Ottó	Program leírás 1969
TOPAN	Univerz polinom együtthatóinak meghatározása RLC áramkörökre	GIER-ALGOL-4	Radványi András	TKI Hennyey Zoltán	Diplomaterv, BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék, 1969
DECOMP	Kétkapu felbontás univerz polinomjai	GIER-ALGOL-4	Radványi András	TKI Hennyey Zoltán	Diplomaterv, BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék, 1969
	Szubrutinok nemlineáris áramkörök analíziséhez	RAZDAN-ALGOL	Semjén András	BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék Kiss Dénes VEIKI Csébfalvi Károly	Diplomaterv, BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék, 1969
SYNT-1	Direkt csatolt tranzisztoros áramkörök egyenáramú munkapontjának beállítása	GIER-ALGOL-4	Cser József	BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék Kiss Dénes	Program leírás 1969
SYNT-2	Direkt csatolt tranzisztoros áramkörök egyenáramú munkapontjának beállítása	GIER-ALGOL-4	Cser József	BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék Kiss Dénes	Program leírás 1969
TELEFON-GYÁR-1	Amplitúdó korrektor méretezése lineáris programozással	GIER-ALGOL-4	SZÜV Baranyai Jolán	BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék Géher Károly, Halász Edit, TRT Radvány Jenő, Tarlacz László	Tanulmány a Telefongyár számára, 1969
TELEFON-GYÁR-2	Áthidalt T felépítésű, kaszkádba kapcsolt négypólusokból álló amplitudó korrektor méretezése lineáris programozással	GIER-ALGOL-4	SZÜV Baranyai Jolán	BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék Géher Károly, Halász Edit, TRT Radvány Jenő, Tarlacz László	Tanulmány a Telefongyár számára, 1969
Null-átmenet demodulátor számítása	Azonos szélességű impulzusokat generál és ezek átlagát számítja	RAZDAN-ALGOL	Bágyi István	BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék Gordos Géza	Program-leírás 1969

SZEKERES BÉLA
BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék

Antennákkal kapcsolatos fontosabb fogalmak

ETO 621.396.67.09

Ez a cikk egy sorozat többi cikkéhez hasonlóan az antennákkal kapcsolatos ismereteink egy csoportjának összefoglalását tűzte ki célul, s mint a sorozat első tagja a témakör alapfogalmait tárgyalja. Az itt következő definíciók, jelölések és elnevezések nagy része az elmúlt évtizedek folyamán a hazai szakirodalomban egységesen kialakult. Más részük, főleg a speciális területek ritkábban használt fogalmai (pl. térszög, a sugárzás intenzitása stb.) még nem tudtak gyökeret ereszteni. Ezeket, itt közölt alakjukban a szerző javaslatnak tekinti.

Antenna, tápvonal, elektromágneses tér

Antenna

Az antenna elektromágneses energia kisugárzására vagy vételére szolgáló eszköz, s mint ilyen a tápvonal és a szabad tér közötti transzformátornak tekinthető.

A tápvonal elektromágneses energia mesterséges vezetésére szolgál. Villamos állapotát feszültséggel és árammal vagy haladó és reflektált teljesítményekkel, mint kapocspári paraméterekkel írhatjuk le. A megfelelő kapocspári paraméterek hányadosát (impedancia, admittancia, reflexiós tényező) inpedanciaparamétereknek nevezzük.

Az elektromágneses tér a szabad térben (a rádiócsatornában) az elektromágneses energia hordozója. A rádiócsatornára az jellemző, hogy benne elektromágneses hullámok mesterséges vezetés nélkül terjednek. Az elektromágneses teret a térerősséggel és teljesítménysűrűséggel írjuk le.

A sugárzó távolterében a forrás pontszerűnek tekinthető. Ilyenkor akadályoktól mentes térben a villamos térerősség, a mágneses térerősség és a teljesítménysűrűség között kölcsönös és egyértelmű kapcsolat áll fenn és térerősség alatt mindig a villamos térerősséget értjük.

$$S=\frac{1}{2}EH=\frac{1}{2}\frac{E^2}{\eta_0}=\frac{1}{2}\ H^2\eta_0 \qquad (1)$$

ahol E a villamos térerősség amplitúdója V/m-ben, H a mágneses térerősség amplitúdója A/m-ben, S a teljesítménysűrűség W/m²-ben és η_0 a szabad tér specifikus impedanciája.

Pontszerű forrás esetén a teljesítménysűrűség helyett a tér leírására a sugárzás intenzitása is használható.

A sugárzás intenzitása az egységnyi térszögbe kisugárzott teljesítmény $\left[\frac{\text{W}}{\text{radián}^2}\right]$:

$$\Phi=Sr^2 \qquad (2)$$

Beérkezett: 1970. III. 2.

A forrás közelterében vagy reflektáló akadályok közelében a térerősségek és a teljesítménysűrűség közötti összefüggést nem az (1) képlet adja. A térerősségeket ilyenkor mindig megkülönböztetve villamos térerősségnek és mágneses térerősségnek nevezzük.

Polarizáció

Az elektromágneses tér polarizációját a villamos térerősség vektorának térbeli helyzete alapján állapítjuk meg. Egy antenna polarizációja alatt az általa előállított tér polarizációját értjük. A reciprocitás tételének gondolatmenetét alkalmazva ez a vevőantenna polarizációjának definíciója is.

Egy pontszerűnek tekinthető forrás által előállított teret a távoltérben három derékszögű komponensével jellemezhetjük. Mivel a forrástól nagy távolságra a hullám síkhullámnak tekinthető, melynek csak a terjedésre merőleges térerősség-komponensei vannak, a koordináta-rendszer harmadik, z tengelyét a terjedés irányában felvéve egy pontszerű forrás legáltalánosabb tere is leírható két síkbeli komponensével. A térerősség vektorainak ezt a síkját a polarizáció síkjának nevezzük.

A villamos térerősség derékszögű komponensei a polarizáció síkjában

$$E_x=E_1 \sin(\omega t-\beta z) \qquad (3)$$

$$E_y=E_2 \sin(\omega t-\beta z+\delta) \qquad (4)$$

A (3) és (4) egyenlet a teret két lineárisan polarizált komponens összegeként adja meg.

A teljes hullám polarizációját az eredő vektor végpontjának egy jelperiódus alatt megtett útjával jellemezzük. A (3) és (4) egyenlettel megadott görbe általában ellipszis, ezért a polarizáció legáltalánosabb esetben elliptikus.

Ha a fenti egyenletekben $E_1=0$, akkor a hullám y irányban lineárisan polarizált, ha $E_2=0$, akkor x irányban lineárisan polarizált. Ha $\delta=0$ a hullám, szintén lineárisan polarizált, és az E vektor iránya a tg $\tau=E_1/E_2$ összefüggésből számítható. A gyakorlatban leginkább elterjedt vízszintes és függőleges polarizáció elnevezésnek csak az antennával kapcsolatban van értelme és ezek az antenna által vízszintes irányban kibocsátott hullám villamos térerősségvektorának helyzetére utalnak.

Fontos speciális eset adódik, ha $E_1=E_2$ és $\delta=+90°$. Az eredő hullám ekkor körösen polarizált.

Elliptikus és körös polarizációnál a hullám fontos jellemzője a polarizáció (tehát az E vektor) forgásiránya. Ha körös polarizációnál $\delta=\pm 90°$, akkor a megfigyelőtől távolodó hullám E vektora az óramutató járásával ellenkező irányba forog, ezt balforgású polarizációnak nevezzük. Ha $\delta=-90°$, akkor a pola-

rizáció jobbforgású. Néhány helyen, így a fizikában is, az érkező hullám E vektorával definiálják a polarizáció forgásirányát, δ megfelelő értékeihez ekkor értelemszerűen ellenkező forgásirányok adódnak. Az általunk leírt definíció megegyezik az IEEE 1964-ben elfogadott definíciójával, és a választást az indokolja, ily módon egy helix antenna által előállított tér polarizációjának forgásiránya megegyezik a helix menetirányával.

A polarizáció az antenna fontos jellemzője. A polarizációillesztés egy rádióösszeköttetésnél legalább olyan fontos, mint az impedanciaillesztés.

Az antennajellemzők csoportosítása

A legfontosabb antennajellemzők három fő csoportra oszthatók.

A sugárzási jellemzők az antenna és a szabad tér közötti illesztés leírására szolgálnak. Ide sorolható a sugárzási karakterisztika, a nyereség, az irányhatás és a polarizációs karakterisztika.

Az impedanciajellemzők a tápvonal és az antenna közötti kapcsolat leírására szolgálnak. Legfontosabb közülük az antenna bemeneti impedanciája és lineáris antennáknál a sugárzási ellenállás.

A harmadik paramétercsoportot kissé önkényesen transzfer-paramétereknek nevezhetjük, mert a csatlakozó tápvonal kapocspári paraméterei és az elektromágneses térjellemzők között teremtenek kapcsolatot. Közülük a hatásos hossz- és a hatásos felület a legfontosabb.

Sugárzási jellemzők

Sugárzási karakterisztika

A sugárzási karakterisztika az adóantenna által előállított tér relatív intenzitását adja meg egy térbeli poláris koordináta-rendszerben (1*a* ábra). A sugárzás erősségére az origóból a karakterisztikát megadó felületig húzott rádiuszvektor jellemző. A legtöbb antennát a térbeli karakterisztika két fősíkban készült metszete jól jellemzi. Az 1*b* ábra a metszet poláris ábrázolása, az 1*c* ábra ennek derékszögű változata.

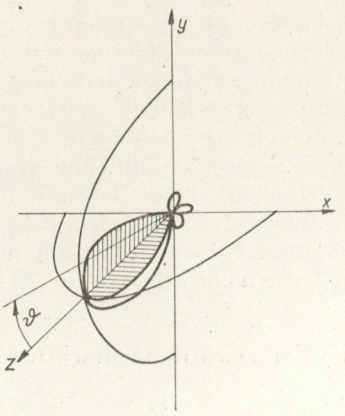
Ha a sugárzási karakterisztika az antenna által előállított relatív villamos térerősséget $E_r(\vartheta; \varphi)$-t tünteti fel, akkor feszültség-karakterisztikának, ha a relatív teljesítménysűrűséget $S_r(\vartheta; \varphi)$-t, akkor teljesítmény-karakterisztikának nevezzük.

$$E_r(\vartheta; \varphi) = \frac{E(\vartheta; \varphi)}{E_{max}} \tag{5}$$

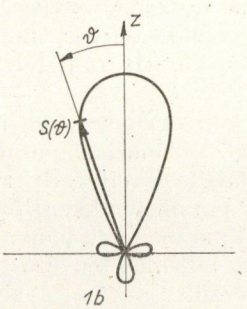
$$S_r(\vartheta; \varphi) = \frac{S(\vartheta; \varphi)}{S_{max}} \tag{6}$$

A sugárzási karakterisztika térbeli kiterjedését irányélességi szögek írják le (2. ábra). Ezek a -3 dB-es Θ_{3db} és a -10 dB-es pontok közötti Θ_{10db} szöget adják meg. A 10 dB-es irányélességi szöget főleg nagynyereségű, mikrohullámú antennáknál használják.

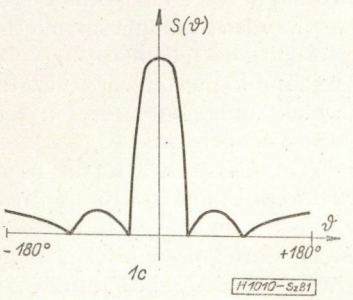
Vevőantenna irányfüggő jellemzőit vizsgálva a reciprocitási tétellel kimutatható, hogy egy adott beeső síkhullámot feltételezve a vevőantenna sarkain megjelenő üresjárási feszültség relatív értéke a forgatás függvényében $E_r(\vartheta; \varphi)$-vel, a vevőantennából kivehető maximális hatásos teljesítmény relatív értéke $S_r(\vartheta; \varphi)$-vel megegyezik. Ilyen értelemben beszélhetünk az antenna sugárzási karakterisztikájáról az adás vagy vétel feltüntetése nélkül.



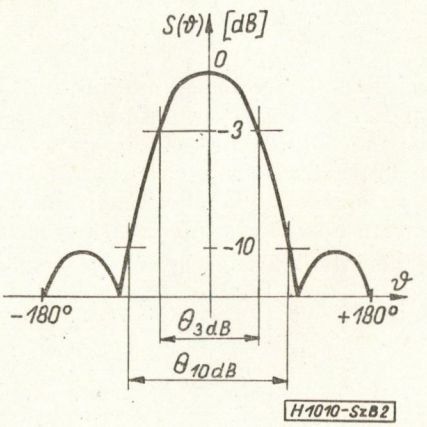
1a



1b



1. ábra



2. ábra

Polarizációs karakterisztika

Egy antenna a tér különböző irányaiba általában különböző polarizációjú hullámot sugároz. A polarizáció átfogó leírása tehát a sugárzási karakterisztikához hasonlóan egy térbeli polarizációs karakterisztikával lehetséges. Egy polarizációs karakterisztika bonyolultabb felépítésű, mint a sugárzási karakterisztika, ezért ha lehet, nem használják. Egy antenna polarizációja alatt a fő sugárzási irányban előállított tér polarizációját értik.

Izotróp antenna

Az izotróp antenna a tér minden irányába azonos intenzitással sugároz. A valóságban nem állítható elő, elméleti referencia-antennaként azonban igen hasznos. Az izotróp sugárzó által r távolságban előállított teljesítménysűrűség $\frac{W}{m^2}$-ben:

$$S_0=\frac{P_s}{4\pi r^2} \tag{7}$$

ahol P_s a kisugárzott teljesítmény.
Az izotróp antenna által előállított sugárzás intenzitása $\frac{W}{\text{radián}^2}$-ben:

$$\Phi_0=\frac{P_s}{4\pi} \tag{8}$$

Az előállított térerősség $\frac{V}{m}$-ben

$$E_0=\frac{\sqrt{30P_s}}{r} \tag{9}$$

Irányhatás és nyereség

A P_s teljesítményt kisugárzó antenna távoli térerősségét célszerű az alábbi alakban felírni

$$E(\vartheta;\varphi)=E_0\cdot f(\vartheta;\varphi) \tag{10}$$

Az előállított teljesítménysűrűség

$$S(\vartheta;\varphi)=S_0\cdot g(\vartheta;\varphi) \tag{11}$$

A sugárzás intenzitása (2) alapján

$$\Phi(\vartheta;\varphi)=\Phi_0\cdot g(\vartheta;\varphi) \tag{12}$$

ahol $g(\vartheta;\varphi)=|f(\vartheta;\varphi)|^2$ az antenna iránydiagramja. A normalizált iránydiagram

$$g_n(\vartheta;\varphi)=\frac{g(\vartheta;\varphi)}{g_{max}} \tag{13}$$

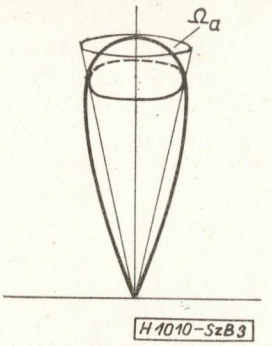
Kimutatható, hogy

$$g_n(\vartheta;\varphi)=S_r(\vartheta;\varphi) \tag{14}$$

Az antenna sugárzási karakterisztikája helyettesíthető egy idealizált antennanyalábbal (3. ábra).

$$\Omega_a=\int\int_{4\pi} g_n(\vartheta;\varphi)d\Omega \tag{15}$$

ahol $d\Omega=\sin\vartheta\cdot d\vartheta\cdot d\varphi$ elemi térszög, Ω_a ekvivalens **antennanyaláb térszöge.**



3. ábra

Az ekvivalens antennanyaláb térszöge különösen vevőantennák zajjellemzőinek számításánál használható jól. A Poynting vektornak az antennát körülvevő gömb felületére vett integrálásával kimutatható, hogy

$$\int\int_{4\pi} g(\vartheta;\varphi)d\Omega=4\pi \tag{16}$$

Az irányhatás definíciószerűen

$$D(\vartheta;\varphi)=\frac{S(\vartheta;\varphi)}{S_0}=\frac{\Phi(\vartheta;\varphi)}{\Phi_0} \tag{17}$$

$$D(\vartheta;\varphi)=4\pi\frac{S(\vartheta;\varphi)}{\int\int_{4\pi}S(\vartheta;\varphi)d\Omega}=4\pi\frac{\Phi(\vartheta;\varphi)}{\int\int_{4\pi}\Phi(\vartheta;\varphi)d\Omega} \tag{18}$$

Veszteséges antennák esetén a kisugárzott és a betáplált teljesítmény nem azonos

$$P_{be}=P_s+P_v \tag{19}$$

Az antenna hatásfoka

$$\eta=\frac{P_s}{P_{be}} \tag{20}$$

A nyereség definíciószerűen

$$G(\vartheta;\varphi)=4\pi\frac{\Phi(\vartheta;\varphi)}{P_{be}} \tag{21}$$

$$G(\vartheta;\varphi)=\eta g(\vartheta;\varphi) \tag{22}$$

A nyereség maximális értékét (G) az antenna nyereségének nevezzük.

A legtöbb antenna esetén, különösen a mikrohullámú antennáknál, az antenna ohmos veszteségei elhanyagolhatók. Ilyenkor a nyereség és az irányhatás megegyezik.

A (18) és (21) képletből látható, hogy az irányhatást legkönnyebben a mért sugárzási karakterisztikából lehet meghatározni, a nyereség viszont legegyszerűbben összehasonlító méréssel állapítható meg.

Mérésnél referenciaként kisebb frekvencián félhullámú dipólust alkalmaznak. Egy antenna félhullámú dipólushoz viszonyított nyereségét viszonylagos nyereségnek nevezzük.

$$G_v=\frac{G}{G_d} \tag{23}$$

Impedanciajellemzők

Az impedanciajellemzők fontossága frekvenciasávonként és antennatípusonként eltérő. Mikrohullámú antennáknál, ahol a tápvonal és az antenna határfelülete nehezen adható meg, az impedanciának nincs jelentősége. A tápvonal antenna felőli lezárására a tápvonalban mérhető állóhullámarány a jellemző.

Az antenna bemeneti impedanciája a bemeneti feszültség és bemeneti áram hányadosa

$$Z_{be}=\frac{U_{be}}{I_{be}} \tag{24}$$

A sugárzási ellenállást lineáris antennák esetén definiálják.

$$R_s=\frac{P_s}{|I|^2} \tag{25}$$

ahol I valamely referenciahelyen mért áramerősség leggyakrabban a bemeneti áram I_{be} vagy az áramhasban mért áram I_m.

Veszteségmentes antennánál a bemenetre vonatkoztatott sugárzási ellenállás a bemeneti impedancia valós részét adja.

Transzfer jellemzők

Felfogásunk szerint az antenna transzformátor, melynek kapcsaihoz a tápvonal és a szabad tér csatlakozik. A transzfer jellemzők, a vevőantenna hatásos hossza és hatásos felülete, a fenti két kapocspár paraméterei között teremtenek kapcsolatot. Egy vevőantenna a tápvonal felől aktív kétpólusnak tekinthető (4. ábra), amelynél a generátor üresjárási feszültségét a hatásos hossz segítségével, a generátorból kivehető maximális hatásos teljesítményt a hatásos felület segítségével határozhatjuk meg.

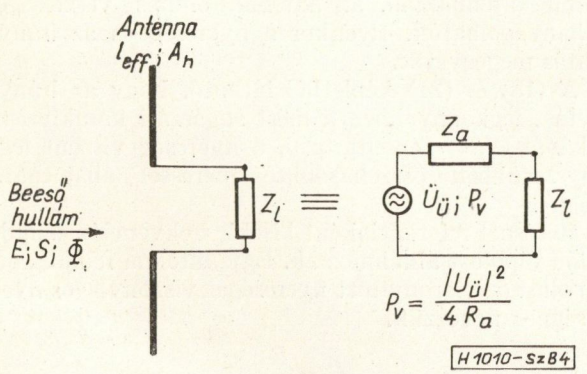
A vevőantenna hatásos hossza definíciószerűen m-ben

$$l_{eff}=\frac{U_{ü}}{E} \tag{26}$$

ahol $U_{ü}$ az antenna sarkain megjelenő üresjárási feszültség, E a beeső hullám térerősségének antennával párhuzamos komponense.

A vevőantenna hatásos felülete m²-ben

$$A_h=\frac{P_v}{S} \tag{27}$$



4. ábra

ahol P_v a vevőantennából kivehető maximális hatásos teljesítmény, S a beeső hullám teljesítménysűrűsége.

Adott esetben a hatásos hosszat és a hatásos felületet a reciprocitás felhasználásával az antenna adási jellemzőiből lehet kiszámítani.

Amint az a (26) és (27) képletből látható, egy vevőantenna hatásos hossza és hatásos felülete csak átszámítási faktorok és általában nincsenek közvetlenül összefüggésben az antenna fizikai méreteivel. Ilyen közvetlen összefüggés csak lineáris antenna és apertúrasugárzó esetén van.

Egy lineáris antenna hatásos hossza az árameloszlásból számítható

$$l_{eff}=\frac{1}{I(0)}\int_0^l I(z)dz \tag{28}$$

ahol $I(0)$ az antenna bemeneti árama, l az antenna fizikai hossza, $I(z)$ az árameloszlás.

Egy apertúrasugárzó hatásos felülete a térerősségnek az apertúra mentén való eloszlásából számítható.

$$A_h=\frac{\left|\iint E(x;y)dA\right|^2}{\iint |E(x;y)|^2 dA} \tag{29}$$

A (26) képlet felírható az antenna irányhatásával is

$$A_h=D\frac{\lambda^2}{4\pi} \tag{30}$$

Az apertúra hatásos felületének és nyílásfelületének hányadosát apertúrahatásfoknak nevezik.

$$\eta_a=\frac{A_h}{A} \tag{31}$$

Az apertúrahatásfok szokásos értéke 0,5 és 0,8 között van.

Összefoglalás

A fentiekben felsoroltuk a legfontosabb antennajellemzőket. A felsorolás nagyobbrészt kialakult fogalmakat gyűjt össze, melyek jelölésmódja és elnevezése hazánkban meghonosodott. Az újabb fogalmakat a szerző egyúttal javaslatnak is tekinti.

IRODALOM

1. *Kraus, J. D.:* Antennas. Mc. Gr. Hill 1950.
2. *Jordan, E. C.:* Electromagnetic Waves and Radiating Systems. Prentice Hall 1950.
3. *Jasik, H.:* Antenna Engineering Handbook. Mc. Gr. Hill 1961.
4. *Walter, C. H.:* Traveling Wave Antennas. Mc. Gr. Hill 1965.
5. *Kraus, J. D.:* Radio Astronomy. Mc. Gr. Hill 1966.
6. *Collin, R. E.–Zucker, F. J.:* Antenna Theory. Mc. Gr. Hill 1969.
7. IEEE Test Procedure for Antennas. IEEE No. 149. 1965

(Folytatás a 168. oldalról)

Csehszlovákia 1969-ben 94 500 db tv és 199 700 db rádiókészüléket importált. A legnagyobb tv szállító Magyarország volt, akit sorrendben a Szovjetunió és az NDK követtek. A rádiókészülékeket elsősorban Jugoszláviából importálták, míg a további szállító országok Szovjetunió, Magyarország, Japán, Bulgária, az NDK és Románia voltak. Japánból az elmúlt évben 5000 db magnetofont importáltak. 1970-re hasonló nagyságrendű importot terveznek. *(Blick durch die Wirtschaft, 1970. jan.)*

*

A szovjet ipari termelésre vonatkozóan nemrégiben közzétett hivatalos statisztikai adatok szerint a Szovjetunióban 1969 folyamán 7 260 000 db rádió- és 6 590 000 tv-készüléket állítottak elő, mely utóbbi mennyiségből 90 000 db színes vevő volt. *(Nachrichten für Aussenhandel, 1970. jan.)*

*

Az amerikai Motorola cég felmérése szerint 1969-ben a szórakoztató elektronikai készülékekbe a tőkés cégek 12 millió dollár értékben 9 millió darab integrált áramkört építettek be, amely mennyiség 1970-ben 15 millió darabra, 1974-ben pedig 100 millió darabra emelkedik. Ezek 45%-át az USA-ban, 55%-át Nyugat-Európában és Japánban használják fel. Az integrált áramkörök tehát a szórakoztató elektronikában is egyre inkább tért hódítanak.

Az integrált áramkörök jelenleg azonban döntő részben a professzionális elektronikában — mindenekelőtt a katonai célú berendezésekben és a komputerekben, valamint az ipari elektronikában — kerülnek felhasználásra. Ilyen vonatkozásban jellemző, hogy az USA 1970. évi integrált áramkör forgalma 650 millió dollár, míg félvezető forgalma 680 millió dollár lesz.

Az 1970. évi amerikai integrált áramkör forgalom az alábbi főbb típusokból tevődik össze:

12 kapu kapcsolásnál kevesebb monolitikus digitalis	IC	331 millió $
12—100 kapu kapcsolású MSI	IC	113 millió $
12 kapu kapcsolás alatti monolitikus lineáris	IC	94 millió $
vastagréteg hybrid	IC	50 millió $
monolitikus MOS	IC	36 millió $
vékonyréteg hybrid	IC	32 millió $
LSI	IC	7,6 millió $

(Radioschau, 1969. 12. sz.)

*

Míg néhány évvel ezelőtt a tranzisztorok, addig most az az integrált áramkörök hihetetlen gyors előretörése az elektronikai alkatrész piac egyik legjellemzőbb eseménye lett. A sokat ígérő, új területre érthetően az alkatrész gyártó cégek többsége jelentős erőforrásokat koncentrál, s versenyképességének javítása céljából nem egy esetben olyan mérvű árcsökkentésekhez folyamodik, ami hovatovább a vállalat rentabilitását veszélyezteti. Erre jó példa a Texas Instrument, amely egyébként a Ferranti előtt az angol integrált áramkör piac 50—60%-án uralkodik, amikor is 74-féle TTL áramkör árát 30%-kal csökkentette. Amikor a Texas Instrument 1968-ban elkezdte a TTL áramkörök gyártását, a legegyszerűbb típus is 15 sh-be került, 1969 májusában ezt az árat a Texas Instrument 13 sh 3 d-re mérsékelte. Az árcsökkentésre reagálva a Mullard és a National Semiconductor a TTL integrált áramkörök árát 11 sh 6 d-re mérsékelte, s ennek retorziójaként a Texas 1969 decemberében kereken 10 sh-es árat jelentett be.

Nyilvánvaló azonban, hogy ilyenmérvű árcsökkenés még az 1970-re prognosztizált 100—150%-os TTL forgalom növekedése mellett sem lehetséges, annál is inkább, mivel az önköltségcsökkentés forrásait már csaknem teljes egészében kimerítették. *(Economist, 1969. dec.)*

*

Az amerikai National Cable Television Association szakértőinek véleménye szerint 1970 végére 30 millió háztartás részére 7500 kábeles televízió-rendszer (CATV) fogja biztosítani a tv műsorszolgáltatást. *(Electronics World, 1969. dec.)*

*

Az amerikai Bell System a hetvenes évek végéig 1 millió tv-telefont kíván felszerelni, jóllehet 1970 végén előreláthatóan csak 500—1000 készülék lesz használatban. A Bell konszern a tv telefont 1964-ben mutatta be a nagyközönség számára, s azóta több kísérletsorozatot végeztek a rendszer tökéletesítésére vonatkozóan. Az utolsó kísérlet 1969-ben zajlott le, amikoris a Westinghouse new-yorki és pittsburghi irodái között létesítettek összeköttetést. A tv-telefon rendszer lehetővé tette, hogy a Westinghouse managerei az illetékesekkel szemtől szemben beszélhessenek, továbbá, hogy részükre fontos táblázatokat és grafikonokat bemutathassanak. A próba eredményével a Bell és a Westinghouse egyaránt elégedett volt. *(Handelsblatt, 1970. jan.)*

*

Statisztikai adatok szerint 1969 első kilenc hónapjában az NSZK rádió-tv termelése — az előző év azonos időszakához viszonyítva — a következők szerint alakult:

Megnevezés	1968 első 9 hó		1969 első 9 hó	
	Mennyiség db	Érték millió	Mennyiség db	Érték Mill. DM.
Asztali rádiókészülékek	660 704	139,1	804 726	182,2
Hordozható- és autórádiók	2 403 027	319,2	2 880 910	366,8
Zeneszekrények	171 747	75,4	190 520	83,—
TV készülékek*	1 788 956	928,8	2 036 949	1106,—

* Ami az 1969 évi össztermelést illeti, hozzávetőlegesen 2,5 millió db fekete-fehér és 490 000 db színes tv-készüléket állítottak elő. *(Funkschau, 1970. 1. sz.)*

*

Megalapozott becslések szerint 1969 első félévében az USA 40 gyártó cége 1,3 milliárd félvezető alkatrészt állított elő, mely mennyiségből 450 millió szilícium planár tranzisztor, 750 millió dióda és 100 millió db integrált áramkör volt. Más forrásból származó információ szerint 1969-ben az amerikai ipar 1000 millió db szilícium anyagú félvezetőt állított elő. *(Radio Mentor Electronic. 1970. jan.)*

*

A viszonylag kedvező árak és a kiváló műszaki paraméterekkel rendelkező színes tv-készülékajánlat következtében Japánban a piaci kereslet és ezzel párhuzamosan az ipar teljesítőképessége az utóbbi hónapokban jelentősen megnövekedett. A készülék gyártás kapacitásának bővítése természetesen mindenekelőtt a tv-képcső ellátottság függvénye. A vezető japán színes tv gyártó cégek: a Toshiba, Matsushita, Hitachi és a Sony azt a célt tűzték maguk elé, hogy a japán színes tv gyártó ipar összkapacitását 1970 tavaszára havonta kereken 600 000 db-ra emelik. Új kapacitások üzembehelyezése, eredményeként 1971-re már havi 800 000 db-os termeléssel számolnak, ehhez azonban már jelentős exportot is teljesíteni kell, mivel ezt a mennyiséget a belső piac egyedül nem tudja felvenni. *(Handelsblatt, 1970. jan.)*

*

A Toshiba Inc. szóvivője szerint a cég hamarosan színes video-magnókkal jelenik meg a piacon, melynek ára nagyon kedvező lesz. Jelenleg ugyanis az USA-ban a legolcsóbb videofelvevő készülék 800 dollárba kerül. Az Ampex véleménye szerint nagyobb forgalomra csak az esetben lehet számítani, ha a készülék ára 500 $ alatt lesz. *(Blick durch die Wirtschaft, 1970. jan.)*

MAGYAR KÁBEL MŰVEK

VEZÉRIGAZGATÓSÁGA

Budapest, XI., Budafoki út 60 • Telefon: 453-590

GYÁRTMÁNYOK:

Jelző-, mérő-, működtetőkábelek
Erősáramú szigetelt vezetékek
Erősáramú kábelek 1–35 kV-ig
Alumínium és acél-alumínium szabadvezetékek
Tekercselőhuzalok
Switch-kábelek
Gumitömlő vezetékek
Híradástechnikai vezetékek
Távkábelek
Hírközlő kábelek
Hajókábelek
Zománchuzalok
Zárt-acélkötelek

Tartalmi összefoglalások

ETO 538.566:621.371

Ferencz Cs.:

Hullámterjedés tetszőleges tulajdonságú lineáris közegekben

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 6. sz.

A szerző inhomogén, anizotróp, időben változó és áramló közegekben való hullámterjedést vizsgál. Az áramlást nem relativisztikus egyenlettel jellemzi. Eredményeinek alkalmazhatóságát is bemutatja.

ETO 621.382.334.024

Fejes L.—Beke I.—Koblinger L.:

Többemitteres integrált áramköri tranzisztorok egyenáramú tulajdonságai

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 6. sz.

A cikk többemitteres tranzisztorok egyenáramú tulajdonságait tárgyalja az adott eszközre kiterjesztett nemlineáris tranzisztormodell segítségével. Részletesen analizálja a többemitteres tranzisztor integrált áramköri felépítéséből következő parazita tranzisztorok hatását a TTL kapu bemenő áramára és a vezérlő fokozatok terhelhetőségére, valamint a többemitteres tranzisztor telítési feszültségét. Végül egy megvalósított TTL áramkör többemitteres tranzisztorán mért áramerősítési tényezőket ismerteti.

ETO 621.315.61:621.382.334

Sztankovics L.:

Integrált áramkörök hordozóiként alkalmazott szigetelőanyagok

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 6. sz.

A cikk a szigetelő alapú vékony réteg és vastag réteg integrált áramkörök hordozóival szemben támasztott fontosabb követelményeket tárgyalja. Foglalkozik az ismertebb oxidkerámiák, üvegek, üvegkerámiák elektromos, hőtechnikai, kémiai paramétereivel, továbbá kitér a felhasználási követelményekre és a gazdaságossági irányelvekre is.
Irodalmi adatok alapján összeállított táblázatok és grafikonok felhasználásával több fizikai-kémiai összefüggés kiértékelésére nyílik mód. Így pl. megállapítható, hogy mind műszaki, mind gazdaságossági szempontból az alumíniumoxid hordozók kerülnek általánosan előtérbe. Az üveg alapú hordozók területén az alacsony alkálitartalmúak a kedvezőbbek.

ETO 621.395.345:621.395.722

Makay A.:

Elsőbbségi és statisztikusan választó áramkörök elektronikus telefonközpontokban

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 6. sz.

A szerző felállítja a jelfogós és elektronikus elsőbbségi áramkör analógiáját. Rámutat arra, hogy a véletlenszerű, statisztikus kiválasztás megvalósítása elektronikus áramkörökkel aránylag egyszerűen teljesíthető. Ismerteti a forgóláncok működésének elvét és a megoldás előnyeit. Matematikailag jellemzi az elsőbbségi áramköröket. Végül leírja a gyorsműködésű, statisztikusan választó áramkör megvalósítását.

ETO 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher K.:

Számítógép programok katalógusa, 1969

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 6. sz.

Az összeállítás közli a Budapesti Műszaki Egyetem Vezetékes Híradástechnika Tanszéke által nyilvántartott híradástechnikai vonatkozású számítógép programnyilvántartás 1969. évi szaporulatát.

ETO 621.396.67.09

Szekeres B.:

Antennákkal kapcsolatos fontosabb fogalmak

HÍRADÁSTECHNIKA XXI. (1970) 6. sz.

A cikk áttekintést ad a legfontosabb antennajellemzőkről. Ezeket az antenna feladatának megfelelően két csoportra osztja. Az impedanciajellemzők az antenna bemeneti kapocspárját írják le és az adó és antenna, valamint az antenna és vevő közötti teljesítményátadás számításához használhatók. A sugárzási jellemzők az antenna szabadtéri oldalát írják le és lehetővé teszik, hogy az antennát a rádiócsatorna mindkét végén a különböző hullámterjedési feltételekhez illesszük.

Обобщения

ДК 538.566:621.371

Ференц Ч.:

Распространение радиоволн в линейной среде с любыми параметрами

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 6

Рассматривается распространение радиоволн в неоднородной, анизотропической, переменной в времени и текучей среде. Течение характеризуется нерелативистическим уравнением. Показывается применяемость полученных результатов.

АК 621.382.334.024

Фейеш Л.—Беке И.—Коблингер Л.:

Свойства постоянного тока транзисторов с многократными эмиттерами интегральных схем

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 6

Статья излагает свойства постоянного тока многоэмиттерных транзисторов с помощью моделя нелинейного транзистора расширенного на этот прибор. Подробно анализируются влияние паразитных транзисторов возникающее из конструкции в форме интегральной схемы многоэмиттерного транзистора на входный ток вентиля ТТЛ и допустимую нагрузку возбуждающих каскадов, а также напряжение насыщения многоэмиттерного транзистора. Наконец даны коэффициенты усиления по току измеряемые на многоэмиттерном транзисторе осуществленной схемы ТТЛ.

АК 621.315.61:621.382.334

Станкович Л.:

Изолирующие материалы примененные в качестве подложек интегральных схем

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 6

Статья излагает важнейшие требования по подложкам интегральных схем на тонких и толстых пленках с изоляционными основами. Описываются электрические, термические и химические параметры известных оксидно-керамических, стеклянных и стеклянно-керамических материалов, дальше требования применения и точки зрения экономии.
Использованием таблиц и графиков составленных по литературным данным дана возможность оценки некоторых физико-химических соотношений. Таким образом можно, например, установить преимущества подложек из окиси алюминия с технической и экономической точки зрения. В области стеклянных подложек материалы с малым содержанием щелка более выгодны.

АК 621.395.345:621.395.722

Макаи А.:

Преимущественные и статистические искающие цепи в электронных АТС

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 6

Автор излагает аналогию релейных и электронных преимущественных цепей. Показывается, что случайное, статистическое искание относительно просто осуществляется электронными цепями. Описываются принцип работы и преимущества решения вращающихся цепей. Анализируются математически преимущественные цепи. Наконец описывается осуществление быстродействующей, статистически искающей цепи.

ДК 621.39:681.3.06(085)

Д-р К. Гехер:

Каталог программ вычислительных машин, 1969

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 6

Составление дает прирост в г. 1969 ведомости программ вычислительных машин касающихся техники связи, изготовленной кафедрой проводной связи Будапештского Технического Университета.

ДК 621.396.67.09

Секереш Б.:

Важнейшие основные понятия по антеннам

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXI. (1970) № 6

Дано обозрение о важнейших параметрах антенн. Эти разделены в две группы по задачам антенн. Параметры импедансов описывают входные зажимы антенны и используются для расчета передачи мощности между передатчиком и антенной или же антенной и приемником. Параметры излучения описывают сторону антенны в направлении свободного пространства и дают возможность согласования антенн на своих концах радиоканала и различным условиям распространения радиоволн.

Zusammenfassungen

DK 538.566:621.371

Cs. Ferencz:

Wellenausbreitung in linearen Medien von beliebigen Eigenschaften

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) Nr 6.

In dem Artikel wird die Wellenverbreitung in inhomogenen, anisotropen, zeitvariablen und strömenden Medien geprüft. Die Strömung wird mit nicht relativistischen Gleichungen charakterisiert. Die Anwendbarkeit der Ergebnisse wird auch erklärt.

DK 621.382.334.024

L. Fejes—I. Beke—L. Koblinger:

Gleichstromeigenschaften von Mehremitter-Transistoren für integrierte Schaltungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) Nr 6.

Die Gleichstromeigenschaften der Mehremitter-Transistoren werden mit Hilfe von nichtlinearen Transistor-Modellen ausgebreitet auf die gegebenen Mittel diskutiert. Der Effekt der Parasitentransistoren, die infolge des integrierten Schaltungsaufbaus der Mehremittertransistoren entstehen, wird auf den Eingangsstrom des TTL-Tors und auf die Belastbarkeit der Steuerungsstufen, sowie die Sättigungsspannung des Mehremittertransistors eingehend analysiert.

DK 621.315.61:621.382.334

L. Sztankovics:

Isolationsmaterialien für Träger von integrierten Schaltungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) Nr 6.

In dem Artikel werden die wichtigeren Forderungen der Träger der Dünnschicht und Dickschicht integrierten Schaltungen mit Isolationsmaterialbasis diskutiert. Es wird mit den elektrischen, thermischen und chemischen Parametern der bekannten Oxyd-Keramiken, ferner mit den Forderungen der Anwendung und mit der Richtlinien der Wirtschaftlichkeit beschäftigt. Mit der Anwendung der Tabellen und Diagramme die auf Grund literatischer Angaben zusammengesetzt wurden, besteht die Möglichkeit zur Auswertung mehrerer physikalisch-chemischen Zusammenhänge. So kann z.B. festgestellt werden, dass die Aluminiumoxydträger sowohl vom technischen als auch vom ökonomischen Gesichtspunkt gewönlich in den Vordergrund kommen. Auf dem Gebiet der Träger mit Glasbasis sind jene om niedrigeren Alkaliinhalt sind günstiger.

DK 621.395.345:622.395.722

A. Makay:

Prioritäts- und statistisch wählende Stromkreise in elektronischen Fernsprechzentralen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) Nr 6.

Die Analogie des mit Relais und elektronisch aufgebauten Prioritätsstromkreises wird aufgestellt. Es wird darauf hingewiesen, dass die Ausführung der zufälligen statistischen Wahl mit elektronischen Stromkreisen verhältnissmässig leicht ausgeführt werden kann. Das Prinzip der Funktion der Drehketten und die Vorteile der Lösung werden erörtert. Die Prioritätsstromkreise werden mathematisch charakterisiert. Zuletzt wird die Ausführung des schnell funktionierenden statistisch wählenden Stromkreises beschrieben.

DK 621.39:681.3.06(085)

Dr. K. Géher:

Digitalrechnerprogramm-Katalog, 1969

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1970) Nr 6.

In der Zusammensetzung wird die Vermehrung des Digitalrechnerprogrammregisters bezüglich der Fernmeldetechnik im Jahre 1969 erörtert. Dieser Digitalrechnerprogrammregister wird durch den Lehrstuhl der Drahtgebundenen Nachrichtentechnik der Technischen Universität Budapest in Evidez gehalten.

DK 621.396.67.09

B. Szekeres:

Antennenparameter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) Nr 6.

In dem Artikel wird eine Übersicht über den wichtigsten Antennenparametern gegeben. Diese Parameter werden auf zwei Gruppen geteilt, den Aufgaben den Antennen entsprechend. Die Impedanzparameter beschreiben die Eingangsklemmenpaare der Antennen und können zu der Berechnung der Leistungsübergabe zwischen dem Sender und Antenne, bezw. der Antenne und Empfänger angewendet werden. Die Strahlungsparameter beschreiben das Verhalten der Antennen auf der Seite des freien Raumes und ermöglichen, dass die Antenne auf allen beiden Seiten der Radiokanäle zu den verschiedenen Verhältnissen der Wellenverbreitung angepasst werden können.

Summaries

UDC 538.566:621.371

Cs. Ferencz:

Wave Propagation in Linear Medium with Arbitrary Properties

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) No 6

Wave propagation is examined in inhomogeneous, anisoptropic, time variable and streaming medium. The streaming is not characterized by relativistic equation. The applicabality of the received results is also presented.

UDC 621.382.334.024

L. Fejes—I. Beke—L. Koblinger:

Direct Current Properties of Multi-Emitter Integrated Circuit Transistors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) No 6

Direct current properties of multi-emitter transistors are described by the aid of nonlinear transistor model extended to the given device. The effect of the parasitic transistors, due to the integrated circuit construction of the multi-emitter transistors, on the input current of the TTL gate and on the load capacity of the driving stages and the saturation voltage of the multi-emitter transistor is analysed in detail. Finally current amplification factors measured on a multi-emitter transistor of a realised TTL circuit is presented.

UDC 621.315.61:621.382.334

L. Stankovics:

Insulating Materials Applied as Substrates of Integrated Circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) No 6

Main requirements concerning the substrates of the thin-film and thick-film integrated circuits with insulating basis are discussed. The electrical, thermal and chemical parameters of the well-known oxyde-ceramics, glasses and glass-ceramics, further requirements concerning the use and economic trends are dealt with. By the use of tables and diagrams based on literary data provision is made to the evaluation of several physico-chemical relations. E.g. it may be stated, that both from the technical and economical point of view of the aluminium oxyde substrates become generally employed. In the field of substrates of glass basis, those having less alkali contents are more advantageous.

UDC 621.395.345:621.395.722

A. Makay:

Priority and Random Selection Circuits in Electronic Telephone Exchanges

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 6

The analogy of the relay and electronic preferential circuit is presented. It is shown, that the realisation of the stochastic random selection is relatively simple by means of electronic circuits. The principle and the advantages of the solution of the rotating chain is presented. The preferential circuits are mathematically characterized Finally, the realisation of the high-speed random selecting circuit is described.

UDC 621.39:681.3.06 (085)

Dr. K. Géher:

1969 Computer Programme Catalogue

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 6

The Catalogue presents the increase of the register of the computer programmes regarding telecommunication engineering recorded by the Chair of Wire-bound Telecommunication of the Polytechnical University, Budapest.

UDC 621.396.67.09

B. Szekeres:

Antenna Parameters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) No 6

The tutorial article reviews the important antenna parameters, which according to the function of the antenna, are divided into two main categories. The impedance parameters describe the input port of the antenna and can be used for transmitter to antenna or antenna to receiver power-transfer calculations. The radiation parameters describe the antenna behaviour at the free space side and enable the antenna to be matched to the various propagation conditions at both sides of the radio channel.

Résumés

CDU 538.566:621.371

Ferencz, Cs.:

Propagation des ondes dans milieux linéaires ayant paramétres arbitraires

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) No 6

L'auteur examine la propagation des ondes dans milieux inhomogènes, anisotropiques, changeants dans le temps. L'écoulement est caractérisé par un équation nonrélativistique. L'applicabilité des résultats est aussi présentée.

CDU 621.382.334.024

Fejes, L.—Beke, I.—Koblinger, L.:

Propriétés pour courant continu des transistors á émetteurs multiples pour circuits integrés

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) No 6

L'article examine les propriétés pour courant continu des transistors à émetteurs multiples à l'aide d'un modèle de transistor nonlinéaire appliqué à ce dispositif. Une analyse détaillée est donnée en ce qui concerne l'effet des transistors parasitiques par conséquence de la construction à émetteurs multiples du transistor sur le courant d'entrée de la porte TTL et sur la charge admissible des étages de commande, ainsi que sur la tension de saturation du transistor à émetteurs multiples. Enfin les facteurs d'amplification de courant d'un transistor à émetteurs multiples pour un circuit TTL réalisé sont donnés.

CDU 621.315.61:621.382.334

Sztankovics, L.:

Matiéres isolantes appliquées pour porteurs des circuits integrés

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) No 6

L'article donne les exigences plus importantes pour les porteurs des circuits integrés à couche mince et à couche épaisse de base isolante. Les paramètres électriques, thermiques et chimiques des oxide-céramiques, verres, verre-céramiques bien connues et ensuite les exigences de l'application et les points de vue économiques sont aussi examinés. Utilisant des tableaux et graphiques compilés des données litéraires on peut évaluer plusieurs rélations physico-chimiques. On peut établir, par exemple, de cette manière, les avantages des porteurs à oxide d'aluminium du point de vue technique et économique. Parmi les porteurs à base de verre ceux avec le contenu bas d'alcali sont plus avantageux.

CDU 621.395.345:621.395.722

Makay, A.:

Circuits électroniques de préference et de sélection statistique dans bureaux centraux téléphoniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) No 6

L'auteur examine l'analogie des circuits de préference à relais et électroniques. Il démontre la réalisation rélativement simple de la sélection stochastique, statistique par des circuits électroniques. Le principe de fonetion et les avantages de la solution des chaînes tournantes sont descrits. Une analyse mathématique des circuits de préference est donnée. Enfin la réalisation du circuit de sélection statistique à fonction vite est présentée.

CDU 621.39:681.3.06 (085)

Dr. K. Géher:

Catalogue des programmes pour ordinateurs, 1969

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) N° 6.

La composition donne l' augmentation en 1969 du registre des programmert pour ordinateurs, concernant la technique de la télécomunication, compilé par la télécommunication a fic de l' Université Technique de Budaqest.

CDU 621.396.67.09

Szekeres, B.:

Concepts importants des antennes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXI. (1970) No 6

L'article donne un résumé des paramètres les plus importants des antennes. Ces sont divisés en deux groupes correspondants aux tâches de l'antenne. Les caractéristiques d'impédance décrivent les bornes d'entrée de l'antenne et peuvent être utilisées pour le calcul du transfert de puissance entre l'émétteur et antenne ou bien antenne et récepteur. Les caractéristiques de rayonnement décrivent le côté de l'antenne vers l'espace et donnent la possibilité de l'adaptation de l'antenne aux deux extrémités du canal radio correspondant aux conditions de la propagation des ondes.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

Irodaházak, üzemek tervezői!
Beruházók!

Felajánljuk Önöknek G—03-as típusú

ELKISTON tranzisztoros Diszpécser-berendezést,

amely ipari üzemek termelési folyamatainak ellenőrzésére és irányítására, kereskedelmi szervek, bankok, államigazgatási hivatalok, kórházak jellegzetes hírközlési igényeinek kielégítésére szolgál.

A berendezés hangosüzemű, Duplex összekötetésre is alkalmas, egyidejűleg két konferencia létrehozásának lehetőségével.
A központ több változatban készülhet, s így 6, 12, 24, 36, 48, illetve 96 alállomás fogadására.

A gyártó cég speciális igények kielégítését is vállalja.

Felvilágosítás:

Elektrotechnika I. Sz.

Budapest, XIII., Sallai Imre-u. 8.,

Kereskedelmi osztály,	Telefon: 315-136.
Termelési osztály,	Telefon: 122-418.
Műszaki osztály,	Telefon: 310-776.

ÜZEMEK!
TERVEZŐK!
TERMELŐSZÖVETKEZETEK!

1970 JUL 3

Felhívjuk szíves figyelmüket szövetkezetünk biztonságtechnikai szolgáltatásaira:

Vegye igénybe szakembereinket az alábbiak elvégzésére:

1. MSZ 172/1—67 szabvány által előírt
   ÉRINTÉSVÉDELMI MÉRÉSEK.
2. MSZ 274—62 szabvány által előírt
   VILLÁMHÁRÍTÓ-VIZSGÁLATOK.
3. 1/1963 BM számú rendeletben előírt és az MSZ 1600—67 szabvány szerint végzett
   VILLAMOS TŰZVÉDELMI VIZSGÁLATOK.
4. Fentiekkel kapcsolatos javítások elvégzése.
   Idegen kivitelező által végzett villanyszerelési munkák műszaki átvétele.

Gyors, pontos, szakszerű munkavégzés, szaktanácsadás

T. ügyfeleink érdeklődését az alábbi címeken várjuk:

Elektrotechnikai I. Sz.

Budapest, XIII., Sallai Imre u. 4. Telefon: 122-418.

KIRENDELTSÉGEK: Budapest, XIII., Victor Hugo u. 9.
Biztonságtechnikai részleg
Telefon: 294-183.
Szeged, Farkas u. 16. Pf. 503.

ELKIS
BUDAPEST