50.165

ORSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

XVI. ÉVFOLYAM, 10. SZÁM, 289—320 OLDAL
BUDAPEST, 1965. OKTÓBER HÓ 10

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

1965. október XVI. évfolyam, 10. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

Dr. GÉHER KÁROLY: Lineáris hálózatok toleranciájáról és érzékenységéről 289
Dr. GÁL JÓZSEF: Új eljárás mozgó elemektől mentes logikai áramkörök megvalósítására 302
Szemle 308, 317
Dr. VALKÓ IVÁN PÉTER: Integrált szilárdtest áramkörök 309
Könyvismertetések 312
Dr. KNAPP OSZKÁR: Elektronikai célokra alkalmas üvegek tulajdonságai 313
Tartalmi összefoglalások 317
Обобщения 317
Zusammenfassungen 318
Summaries 318
Résumés 319

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

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

Index: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113-450. Felelős kiadó: SOLT SÁNDOR. A lap megjelent 1300 példányban. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 24 Ft, egész évre 48 Ft. Egyes szám ára: 4 Ft Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,065 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest 62.
65.8204 Egyetemi Nyomda, Budapest

HÍRADÁSTECHNIKA
A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

DR. GÉHER KÁROLY
a műszaki tudományok kandidátusa
BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék
és Távközlési Kutató Intézet

Lineáris hálózatok toleranciájáról és érzékenységéről*

A lineáris hálózat (pl. csillapító, korrektor, szűrő, erősítő) számított és mért hálózatjellemző függvényei közötti eltérés több okra vezethető vissza. Ilyenek az alábbiak:

a) A *matematikai model* megalkotásánál fizikai közelítésekkel élünk, pl. a nonlinearitásokat, külső zavaró jeleket nem vesszük figyelembe, a veszteségek és parazita elemek hatását elhanyagoljuk.

b) Számításainkat csak *közelítő pontossággal* tudjuk elvégezni.

c) A *hálózat mérésénél* a gerjesztések és a kezdeti feltételek különbözhetnek az általunk feltételezett körülményektől. A mérési pontosság hatása jelentkezik pl. a mérő frekvenciák vagy a vizsgáló jelek emelkedési idejének a névlegestől való eltérésében.

d) A hálózat gyártásánál az áramköri elemek *névleges értékétől eltérő elemeket* használunk fel, melynek következtében a hálózatjellemző függvény is eltér névleges értékétől.

e) A hálózatot alkalmazás közben *külső behatások* érik (pl. hőigénybevétel, mechanikai igénybevétel), melynek következtében az áramköri elemek és így a hálózatjellemző függvények megváltoznak.

Tágabb értelemben a toleranciaszámítás ezen eltérések vizsgálatával és káros következményeinek leküzdésével foglalkozik.

A következőkben mi elsősorban azzal a kérdéssel foglalkozunk, hogy az áramköri elemeknek a névleges értékeiktől való eltérése milyen hálózatelméleti problémák megoldását kívánja. Látni fogjuk, hogy az a szokásos hálózatelméleti szemlélet (analízis és szintézis az idő, frekvencia és komplex frekvencia tartományban) bizonyos bővítését kívánja meg.

Először is a névlegestől való eltérések nemcsak determinisztikusak lehetnek (mint pl. a veszteségek hatása), hanem statisztikus jellegűek is (az áramköri elemek a névleges érték körül szórnak), ami megkívánja a valószínűségszámítás és a sztochasztikus folyamatok elméletének alkalmazását a hálózatelméletben. Másodszor a tömeggyártással való összefüggés megkívánja a gazdaságossági szempontok figyelembevételét. Az ekvivalens kapcsolások és az elemtoleranciák kiválasztásánál bonyolult optimum számításokat kell végeznünk. Felmerül olyan tervezési eljárások jogosultsága, melyeknél megengedjük az áramköri elemek számának a növekedését annak érdekében, hogy az áramköri elemekre lazább toleranciát írhassunk elő.

A toleranciák kérdésével világszerte foglalkoznak, hiszen fontos gyártási probléma, jelentős gazdasági kihatásai vannak és mivel matematikailag nehéz probléma, az elméleti kutatás számára nagyon vonzó terület.

Már megjelent néhány könyv, mely a lineáris hálózatok toleranciájával részletesen foglalkozik. Mole könyve [26] a hullámparaméteres szűrők, Chang [6] és Horowitz]20] könyvei a szabályozó rendszerek tolerancia és érzékenység kérdéseit tárgyalják. Kizárólag a tolerancia kérdésekkel foglalkoznak Tomovic [36], valamint Гусев és Фомин [11] munkái. A kérdés aktualitását aláhúzza az irodalomjegyzékben felsorolt sok új közlemény (melyek jelentős része az IEEE Transactions on Circuit Theory-ban jelent meg) és a tudományos kongresszusokon szereplő számos előadás.

A lineáris hálózatok jellemzésére használt jelöléseinket az idő, frekvencia és komplex frekvencia tartományban az 1. táblázat mutatja. A hálózatot az idő tartományban például a $k(t)$ súlyfüggvénnyel, a frekvencia tartományban az $A(\omega)$ amplitúdó és a $b(\omega)$ fáziskarakterisztikával írhatjuk le. Sok esetben célszerűbb a hálózatot az időtartományban a $h(t)$ átmeneti függvénnyel, a frekvenciatartományban az $a(\omega) = \ln A(\omega)$ logaritmikus amplitúdó karakterisztikával és a $\tau = \frac{db}{d\omega}$ futási idő karakterisztiká-

1. táblázat

Lineáris hálózatok jellemzése

Idő tartomány t	Frekvencia tartomány ω	Komplex frekvencia tartomány $p = \sigma + j\omega$
$k(t)$	$K(j\omega) = A(\omega)e^{-jb(\omega)}$ $a = \ln A(\omega)$ $\tau = \frac{db}{d\omega}$	$K(p) = k_1 \frac{\prod_1^m (p - p_i')}{\prod_1^n (p - p_i'')} = k_2 \frac{\prod_1^m \left(1 - \frac{p}{p_i'}\right)}{\prod_1^n \left(1 - \frac{p}{p_i''}\right)}$

* A szerzőnek a Csehszlovák Tudományos Akadémia Hálózatelméleti Nyári Iskoláján (Prága, 1965. szept. 6—15.) elhangzott előadása.

val jellemzni. A komplex frekvenciát $p = \sigma + j\omega$, a transzfer függvényt $K(p)$ jelöli. A zérusokat p'_i-vel, a pólusokat p''_i-vel jelöljük. Ha a pólus és a zérus között nem kell különbséget tennünk, akkor a p_i jelölést használjuk. $K(p)$ második alakjának felírásánál feltételeztük, hogy $p_i \neq 0$. Ha p_i μ-szörös zérus vagy pólus, akkor egy $p^{\pm\mu}$ alakú szorzótényező is fellép és következésképp m, vagy n μ-vel csökken. A $k(t)$, $K(j\omega)$, $K(p)$ stb. hálózatfüggvényeket közösen y-nal jelöljük. A hálózatfüggvények az időn, frekvencián és komplex frekvencián kívül az áramköri elemeket jellemző paraméterektől (z impedancia, α erősítés, $\ddot{u}$ áttétel stb.) is függenek. Ezek valódi értékét jelölje x_i, névleges értékét pedig x_{i0}.

$x_i = x_{i0} + \Delta x_i$, ahol Δx_i az áramköri elem toleranciája, általában komplex mennyiség.

Az $y = f(x_1, x_2, \ldots x_N)$ hálózatjellemző (abszolút) érzékenysége az x_i változóra vonatkoztatva

$$S_i = \left.\frac{\partial y}{\partial x_i}\right|_{x_{i0}} \tag{1a}$$

a hálózatjellemző toleranciája pedig

$$\Delta y = y - y_0 = \sum_{i=1}^{N} S_i \Delta x_i \tag{1b}$$

ahol y_0 a hálózatjellemző névleges értéke. Elterjedten használják az

$$S_i^r = \frac{\partial \ln y}{\partial \ln x_i} = \frac{\partial y}{\partial x_i}\frac{|y}{|x_i} = \frac{x_i}{y}\frac{\partial y}{\partial x_i} = \frac{x_i}{y} S_i \tag{2a}$$

relatív érzékenységet és a

$$\frac{\Delta y}{y} = \sum_{i=1}^{N} S_i^r \frac{\Delta x_i}{x_i} \tag{2b}$$

relatív toleranciát. Egyes esetekben célszerű a

$$Q_i = \frac{\partial \ln y}{\partial x_i} = \frac{1}{y} S_i, \tag{3}$$

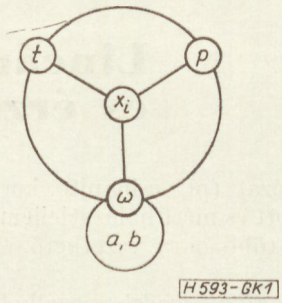
illetve

$$Q_i^r = \frac{\partial y}{\partial \ln x_i} = x_i S_i \tag{4}$$

félig relatív érzékenységek használata.

Az 1. ábrán áttekinthetjük a toleranciaszámítás néhány feladatát és a dolgozat felépítését. Az x_i áramköri elemek valószínűségi változók, Δx_i pedig zérus várható értékű valószínűségi változó. Mivel a tolerancia az (1*b*) és (2*b*) kifejezések alapjá n valószínűségi változók összege így saját maga is valószínűségi változó. *A hálózatot jónak mondjuk, ha* $|\Delta y| \leqslant \varepsilon$, *ellenkező esetben a hálózat selejtes.* Az első felmerülő probléma tehát a selejt valószínűségével kapcsolatos (1. fejezet).

A következő probléma a toleranciák és érzékenységek meghatározása az idő, frekvencia és komplex frekvencia tartományában. A 2. fejezetben látni fogjuk, hogy ezen *analízis feladat* hogyan oldható meg analitikusan, méréssel és gépi módszerekkel. A problémák következő csoportja a *toleranciák kölcsönös kapcsolata*, például az időtartomány és a frekvenciatartomány toleranciáinak kapcsolata. A frekvenciatartományon belül minimálfázisú hálózatoknál fellép a fáziskarakterisztika és a logaritmikus amplitúdó karakterisztika toleranciáinak kapcsolata. A problémák sokkal nehezebb csoportja az, amelynél az y hálózatjellemző függvény előírt Δy toleranciájából kell az áramköri elemek Δx_i toleranciáját meghatározni.



1. ábra

Az egyenletekre tekintve látjuk, hogy a feladat megoldása nem egyértelmű és a feladat matematikai megoldása érdekében még mellékfeltételeket köthetünk ki. E *szintézis feladattal* a 4. fejezetben foglalkozunk.

1. A selejt valószínűsége [26, 30]

Az áramkört jónak mondjuk, ha a hálózatjellemző toleranciájának abszolút értéke az előírt tolerancia határ alatt marad, vagyis:

$$|\Delta y| = |y - y_0| = \left|\sum_{i=1}^{N} S_i \Delta x_i\right| \leqslant \epsilon \tag{5}$$

ellenkező esetben az áramkör selejtes.

A selejt $P(|\Delta y| > \varepsilon)$ valószínűségének meghatározása érdekében tekintsünk egy ξ valószínűségi változót és vizsgáljuk meg legegyszerűbb tulajdonságait és összegeződésének legegyszerűbb törvényeit [30]. Tételezzük fel, hogy ζ-nek létezik valószínűség sűrűsége és ezt jelöljük $p(x)$-el. A $\xi \leqslant x$ esemény valószínűsége

$$P(\xi \leqslant x) = \int_{-\infty}^{x} p(x)\,dx, \tag{6}$$

a várható érték

$$M\{\xi\} = \bar{\xi} = \int_{-\infty}^{\infty} x\,p(x)\,dx, \tag{7}$$

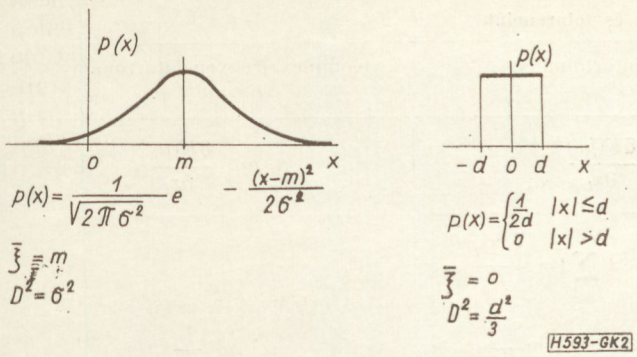
A szórásnégyzet:

$$D^2\{\xi\} = D^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (x - \bar{\xi})^2 p(x)\,dx. \tag{8}$$

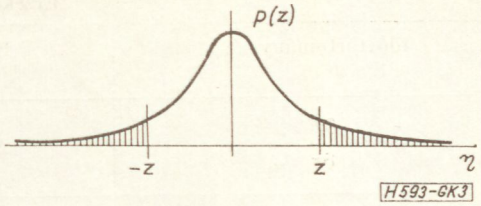
Legyen c ξ-től független konstans, ekkor

$$M\{c\xi\} = cM\{\xi\} \text{ és } D^2\{c\xi\} = c^2 D^2\{\xi\} \tag{9}$$

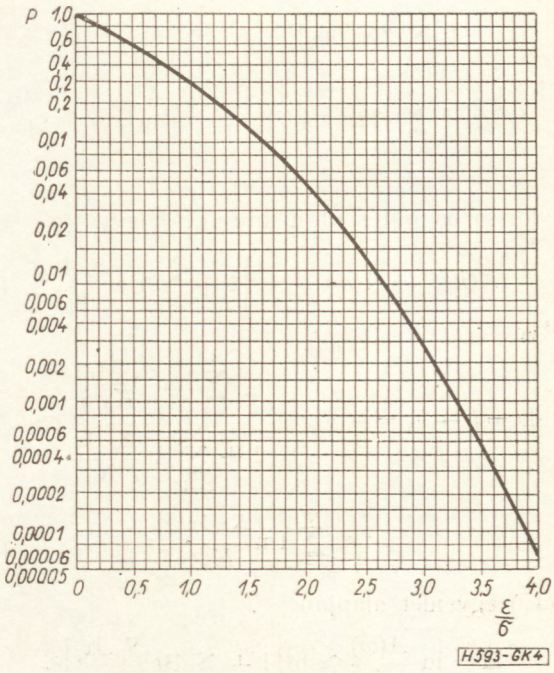
A 2. ábrán *Gauss-eloszlás (normális eloszlás) és egyenletes eloszlás esetén* láthatjuk a viszonyokat.



2. ábra



3. ábra



4. ábra

A két független valószínűségi változó összegéből alkotott $\eta = \xi_1 + \xi_2$ valószínűségi változó sűrűség függvénye a konvolúció integrállal számítható ki

$$P_\eta(z) = \int_{-\infty}^{\infty} p_1(x)p_2(z-x)\,dx \tag{10}$$

és az eljárás N változó összegezésére is kiterjeszthető. Ha az egyes változók normális eloszlásúak és páronként függetlenek, akkor az eredő eloszlás is normális lesz

$$\begin{aligned} m &= m_1 + m_2 + \dots m_N \\ D^2 &= \sigma^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots \sigma_N^2 \end{aligned} \tag{11}$$

átlaggal, illetve szórásnégyzettel. Ha az átlagtól való eltérést tekintjük változónak és a $\sigma^2 = 1$ normalizálást elvégezzük a Gauss-eloszlás matematikai táblázatokban használt alakjához jutunk, melynek valószínűség sűrűség függvénye

$$\varphi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z^2}{2}} \tag{12}$$

eloszlásfüggvénye pedig:

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{z} e^{-\frac{u^2}{2}}\,du \tag{13}$$

Így a selejt valószínűsége (3. ábra):

$$P(|\eta|>z) = \int_{-\infty}^{-z} \varphi(z)\,dz + \int_{z}^{\infty} \varphi(z)\,dz = 2\left[1-\Phi(z)\right] \tag{14}$$

Esetünkben $S_i \Delta x_i$ zérus várható értékű valószínűségi változó, melynek szórásnégyzete σ^2. A (9) összefüggés értelmében az utóbbit az áramköri elemek szórása határozza meg. Az eredő szórásnégyzet $\sigma^2 = \sum_{i=1}^{N} \sigma_i^2$. Az y hálózatjellemző tolerancia határa ϵ.

A selejt valószínűsége:

$$P(|\Delta y|>\epsilon) = 2\left[1-\Phi\left(\frac{\epsilon}{\sigma}\right)\right] \tag{15}$$

A 4. ábrából leolvashatjuk, hogy miként csökken a selejt valószínűsége, ha $\frac{\epsilon}{\sigma}$-t növeljük, vagyis a hálózatjellemző megengedett toleranciáját növeljük, vagy az eredő szórásnégyzetet csökkentjük.

2. A toleranciák és érzékenységek meghatározása

2.1. *A toleranciák és érzékenységek közvetlen számítása* [16]

A 2. táblázat mutatja az érzékenységeket és a toleranciákat az idő, a frekvencia és a komplex frekvencia tartományban. A toleranciákat megadó képletekhez a következő módon jutunk.

Az ω frekvenciatartományban fontos, hogy az $S_i(j\omega) = \left.\frac{\partial K(j\omega)}{\partial x_i}\right|_{x_{i_0}}$ érzékenységből és a Δx_i toleranciákból a $\Delta K(j\omega)$ tolerancián kívül az $A(\omega)$, $b(\omega)$ és $a(\omega)$ toleranciákat is ki tudjuk számolni. A közvetlen tervezési előírások ugyanis ezek a valós változójú, valós függvények. Mivel:

$$K(j\omega) = K_0(j\omega) + \sum_{i=1}^{N} S_i\,\Delta x_i =$$

$$K_0(j\omega)\left[1+\sum_{i=1}^{N}\frac{S_i\,\Delta x_i}{K_0}\right] = K_0(j\omega)\left[1+\sum_{i=1}^{N}\mathrm{Re}\,\frac{S_i\,\Delta x_i}{K_0} + j\sum_{i=1}^{N}\mathrm{Im}\,\frac{S_i\,\Delta x_i}{K_0}\right] \tag{16}$$

2. táblázat

Érzékenységek és tolarenciák

Idő tartomány t	Frekvenciatartomány ω	Komplex frekvenciatartomány $p = \sigma + j\omega$
$s_i(t) = \left.\frac{\partial K}{\partial x_i}\right\|_{x_{i0}}$	$S_i(j\omega) = \left.\frac{\partial K(j\omega)}{\partial x_i}\right\|_{x_{i0}}$	$S_i(p) = \left.\frac{\partial K(p)}{\partial x_i}\right\|_{x_{i0}}$
$\Delta k(t) = \sum_{i=1}^{n}\sum_{k=1}^{m} c'_{ik} e p''_i t \Delta p'_k +$ $+ \sum_{i=1}^{n} c''_i\, e p''_i t \Delta p''_i +$ $+ \sum_{i-1}^{n} c'''_i t e p''_i t \Delta p''_i$	$\Delta a = \ln \frac{A(\omega)}{A_0(\omega)} \approx \sum_{i=1}^{N} \mathrm{Re}\, \frac{S_i \Delta x_i}{K_0}$ $\Delta b = b - b_0 \approx -\sum_{i=1}^{N} \mathrm{Im} \frac{S_i \Delta x_i}{K_0}$ $\Delta a \leqslant \frac{1}{A_0} \sum_{i=1}^{N} \lvert S_i \rvert \lvert \Delta x_i$	$\Delta p_i = p_i - p_{i0} \approx$ $\approx \Delta K_x \left.\frac{1}{\frac{\partial K}{\partial p_i}}\right\|_{p_{i_0}}$

Taylor-sorba fejtés után kapjuk, hogy

$$|K(j\omega)| = A(\omega) \approx A_0 \left[1 + \sum_{i=1}^{N} \mathrm{Re}\, \frac{S_i \Delta x_i}{K_0}\right] \quad (17)$$

illetve

$$\Delta b = b - b_0 = -\,\mathrm{arctg}\, \frac{\sum_{i=1}^{N} \mathrm{Im} \frac{S_i \Delta x_i}{K_0}}{1 + \sum_{i=1}^{N} \mathrm{Re} \frac{S_i \Delta x_i}{K_0}} \approx$$

$$\approx \sum_{i=1}^{N} \mathrm{Im} \frac{S_i \Delta x_i}{K_0} \quad (18)$$

A (17) egyenlet alapján

$$\Delta a = \ln \frac{A(\omega)}{A_0(\omega)} \approx \ln \left[1 + \sum_{i=1}^{N} \mathrm{Re}\, \frac{S_i \Delta x_i}{K_0}\right] \approx$$

$$\approx \sum_{i=1}^{N} \mathrm{Re}\, \frac{S_i \Delta x_i}{K_0} \quad (19)$$

A (18) és (19) egyenletekkel a fáziskarakterisztika és a logaritmikus amplitúdó karakterisztika toleranciáira a gyakorlati számításoknál jól használható közelítő formulákat adtunk meg. Lényeges, hogy a tolerranciákat valós valószínűségi változók összegeként állítottuk elő. Ha az N elemszám kicsi, akkor a legrosszabb esetet (vagyis az abszolút értékek összegeződését) feltételezve a logaritmikus amplitúdó karakterisztikára a következő becslést adhatjuk:

$$\Delta a \leqslant \sum_{i=1}^{N} \left|\frac{S_i \Delta x_i}{K_0}\right| = \frac{1}{A_0} \sum_{i=1}^{N} |S_i|\,|\Delta x_i| \quad (20)$$

A (20) képlet alkalmazása nagyobb elemszám esetén irreális következményekre vezet.

A $p = \sigma + j\omega$ komplex frekvencia tartományban az áramköri elemek toleranciájának elsősorban a pólusokra és a zérusokra való hatását vizsgáljuk. Papoulis [28] és Horowitz [20] munkáit követve a pólusok és zérusok megváltozását a következő módon fejezhetjük ki. A transzfer függvény toleranciája az áramköri elemek megváltozásának következtében:

$$\Delta K_x = \sum_{i=1}^{N} S_i(p)\, \Delta x_i = \sum_{i=1}^{N} \frac{\partial K}{\partial x_i} \Delta x_i$$

Ugyanezt a toleranciát kell kapnunk akkor is, ha a zérusok és pólusok megváltozását megszorozzuk a transzfer függvény p_i szerinti érzékenységeivel:

$$\sum_{p_i} \frac{\partial K}{\partial p_i} (p_i - p_{i0}) = \Delta K_x$$

Ha csak az i-edik zérus vagy pólus változik, írhatjuk, hogy

$$\Delta p_i = p_i - p_{i0} = \Delta K_x \left.\frac{1}{\frac{\partial K}{\partial p_i}}\right|_{p_{i_0}} \quad (21)$$

ahol ΔK_x a transzfer függvény toleranciája az összes áramköri elem toleranciája következtében. $K(p)$ racionális törtfüggvény lévén a $\left.\frac{\partial K}{\partial p_i}\right|_{p_i}$ kifejezés aránylag egyszerűen számolható. A (21) összefüggés μ-szörös gyök esetén

$$\Delta p_i = p_i - p_{i0} = \left[\Delta K_x \left.\frac{1}{\frac{\partial K}{\partial p_i}}\right|_{p_{i_0}}\right]^{1/\mu} \quad (22)$$

alakú lesz. Az összefüggés akkor alkalmazható jól, ha $\Delta K_x(p_{i0})$ értéke egyéb megfontolások alapján ismert.

Bode bilineáris tétele értelmében a $K(p)$ hálózatfüggvény az x áramköri elem lineáris törtfüggvénye

$$K(p) = \frac{A(p) + xB(p)}{C(p) + xD(p)} \quad (23)$$

ahol A, B, C és D x-től független polinomok. A gyök—helygörbe módszer lehetőséget ad az

$$1 + x \frac{B(p)}{A(p)} = 0 \quad (24)$$

egyenlet gyökeinek vizsgálatára x függvényében. A *pólusok és zérusok megváltozásának vizsgálata tehát az áramköri elemek függvényében a gyök—helygörbék felhasználásával is történhet.* Tájékoztatás céljából az 5. ábrán a soros rezgőkör esetén bemutatjuk a zérusok változását R, L és C függvényében.

Emlékezhetünk arra, hogy egyenletes veszteség $\left(\frac{R}{L} = \frac{G}{C}\right)$ feltételezése esetén a pólusok és a zérusok $\frac{R}{L}$ értékkel balra tolódnak és a súlyfüggvényben a veszteség következtében egy $e^{-\frac{R}{L}t}$ szorzó lép fel.

A pólusok és zérusok toleranciáinak ismeretében ki tudjuk fejezni a *logaritmikus amplitúdó és fáziskarakterisztika toleranciáit* [5]. Ezek az úgynevezett Bode-diagrammok nagyon hasznosak a lineáris hálózatok analízisénél és szintézisénél. A pólusok és zérusok megváltoztatása például az approximációs feladat megoldásánál gyakran előfordul és az alábbi eredmények felhasználása esetén e változtatások hatása követhető.

A 6. ábra mutatja a hálózatfüggvény pólusainak, zérusainak és a k_2 konstans megváltozásának hatását a logaritmikus amplitúdó és fázis karakterisztikára. Feltételeztük, hogy a tényezők jellege változatlan marad, ami azt jelenti, hogy a k_2 konstans előjele változatlan, az origóban fekvő gyök az origóban marad, a valós tengelyen fekvő gyök csak a valós tengelyen változik és a $j\omega$ tengelyen fekvő tiszta képzetes gyök továbbra is tiszta képzetes, konjugált komplex gyök lesz. A 6. ábra első sora a hálózatfüggvény k_2 konstansának toleranciáját mutatja. A második sor az origóban elhelyezkedő zérus esete, melynek toleranciája feltételünk értelmében zérus. A harmadik sor a negatív valós tengelyen fekvő zérushely változásának hatását mutatja. A zérushely változása jelentékeny hatást okoz az amplitúdó és fáziskarakterisztikában. A konjugált komplex gyököt az ω_i abszolút értékével és a ϑ fázisával írjuk le és az utóbbi helyett a $\zeta = -\cos\vartheta$ paramétert vezetjük be. Konjugált komplex gyök esetén az abszolút érték és a fázisszög toleranciájának hatását külön kell vizsgálni. A 6. ábra utolsó sorában a tiszta képzetes zérushely toleranciájának hatását tüntettük fel.

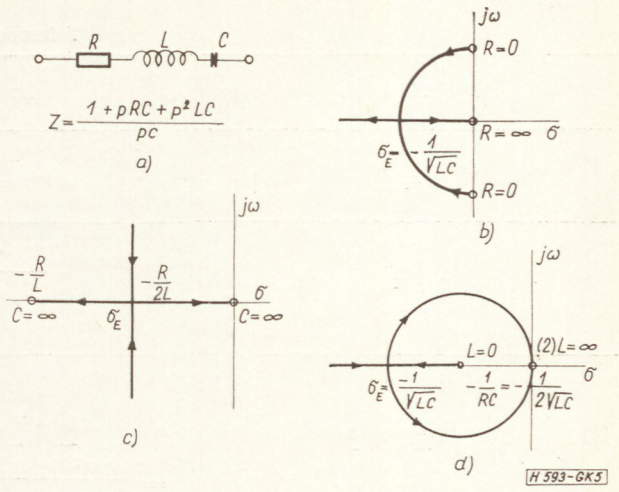
A 3. táblázat a gyöktényezők és a logaritmikus amplitúdó és fáziskarakterisztika toleranciáinak képleteit foglalja össze. Az előzőek értelmében a következő esetek találhatók meg: $k_2 = \text{const.}$, zérus a valós tengelyen, konjugált komplex gyök, tiszta képzetes gyök. Mivel feltételeztük, hogy az origóban elhelyezkedő zérushely változatlanul az origóban marad, ezt nem tüntettük fel a táblázatban.

A p komplex frekvencia tartományban a toleranciák vizsgálatának egy másik lehetséges útja az

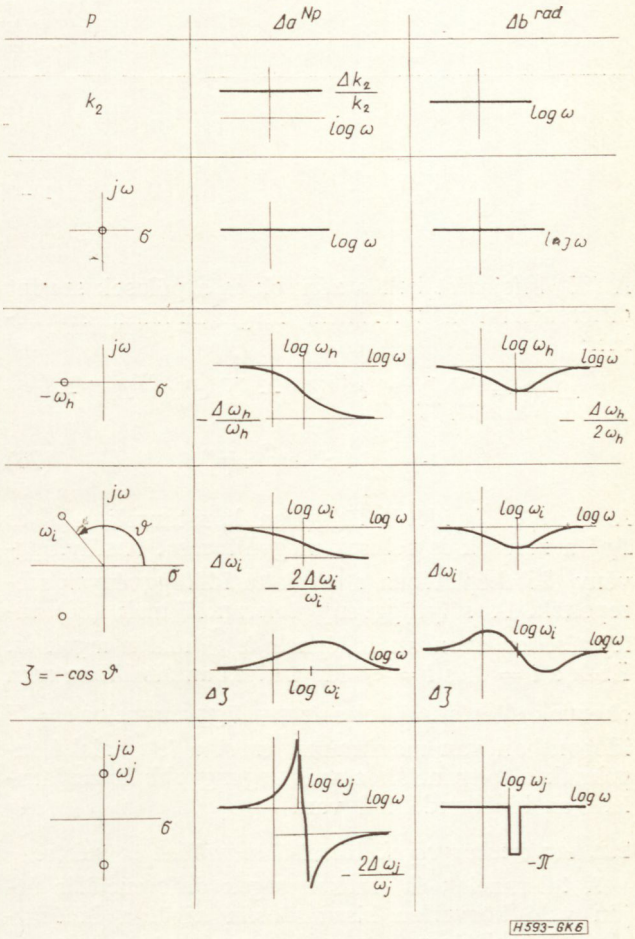
$$F(p) = \frac{A_0 + A_1 p + \ldots A_m p^m}{B_0 + B_1 p + \ldots B_n p^n}$$

racionális törtfüggvény A_i és B_i együtthatóiból indul ki. Ez az út nagyon szépen csatlakozik a lineáris differenciálegyenletekhez, ahol az együtthatók szórásának hatását is vizsgálják a megoldásra. E kérdésekre nem tértünk ki, hanem tájékozódásul az irodalomra utalunk [1, 17, 18, 23].

A t időtartományban a $k(t)$ súlyfüggvény toleranciájának jellegét a pólusok és zérusok toleranciájának ismeretében nagy vonalakban megítélhetjük. Ha a $K(p) = \frac{A(p)}{B(p)}$ hálózatfüggvény valódi tört és



5. ábra



6. ábra

a pólusok egyszeresek, akkor a Heaviside-féle kifejtési tétel alapján

$$k_0(t) = \sum_{i=1}^{n} \frac{A(p_i'')}{B'(p_i'')} e^{p_i'' t} =$$

$$= k_1 \sum_{i=1}^{n} \frac{(p_i'' - p_1')(p_i'' - p_2') \ldots (p_i'' - p_m')}{(p_i'' - p_1'') \ldots 1 \ldots (p_i'' - p_n'')} e^{p_i'' t} \qquad (25)$$

3. táblázat

Tolerancia képletek

Gyöktényezők	$\Delta a = [\mathrm{Np}]$	$\Delta b = [\mathrm{rad}]$
k_2	$\dfrac{\Delta k_2}{k_2}$	0
$1 + \dfrac{p}{\omega_h}$	$-\dfrac{(\omega/\omega_h)^2}{1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_h}\right)^2}\dfrac{\Delta\omega_h}{\omega_h}$	$-\dfrac{\omega/\omega}{1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_h}\right)^2}\dfrac{\Delta\omega_h}{\omega_h}$
$1 + 2\zeta\dfrac{p}{\omega_i} + \left(\dfrac{p}{\omega_i}\right)^2$ $D = 1 + (4\zeta^2 - 2)\left(\dfrac{\omega}{\omega_i}\right)^2 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_i}\right)^4$	$\Delta a_{\omega i} = \dfrac{-2\left(\dfrac{\omega}{\omega_i}\right)^4 - (4\xi^2 - 2)\left(\dfrac{\omega}{\omega_i}\right)^2}{D}\dfrac{\Delta\omega_i}{\omega_i}$ $\Delta a_\zeta = \dfrac{4\zeta\left(\dfrac{\omega}{\omega_i}\right)^2}{D}\Delta\zeta$	$\Delta b_{\omega i} = \dfrac{-2\zeta\dfrac{\omega}{\omega_i} - 2\zeta\left(\dfrac{\omega}{\omega_i}\right)^3}{D}\dfrac{\Delta\omega_i}{\omega_i}$ $\Delta b_\zeta = \dfrac{2\dfrac{\omega}{\omega_i}\left[1 - \left(\dfrac{\omega}{\omega_i}\right)^2\right]}{D}\Delta\zeta$
$1 + \left(\dfrac{p}{\omega_j}\right)^2$	$2\dfrac{\left(\dfrac{\omega}{\omega_j}\right)^2}{1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_j}\right)^2}\dfrac{\Delta\omega_j}{\omega_j}$	$-\pi\,\delta(\omega - \omega_j)\,\Delta\omega_j$

A (25) kifejezést kell a zérusok és a pólusok szerint differenciálni a tolerancia meghatározása érdekében:

$$\Delta k(t) = \sum_{i=1}^{n}\sum_{k=1}^{m} c'_{ik}\, e^{p''_i t}\,\Delta p'_k + \sum_{i=1}^{n} c''_i\, e^{p''_i t}\,\Delta p''_i + \sum_{i=1}^{n} t\, c'''_i\, e^{p''_i t}\,\Delta p''_i \qquad (26)$$

A c'_{ik}, c''_i, c''_i időtől független konstansok, $\Delta p'_k$ és $\Delta p''_k$ a zérusok és pólusok megváltozása. A súlyfüggvény (25) képletében $e^{p''_i t}$ alakú időfüggvények szerepeltek. A súlyfüggvény toleranciájának (26) kifejezésében azonban fellépnek $te^{p''_i t}$ alakú tagok is. Ezek a $t = 0$ és $t = \infty$ időpontokban általában nem okoznak eltérést. Mivel a $te^{-\frac{t}{T}}$ függvénynek a $t = T$ időpontban van maximuma, ezért a $te^{p''_i t}$ alakú tagoknak a toleranciához való legnagyobb hozzájárulása az időállandóknál van.

2.2. *Az érzékenységek közvetett számítása és mérése*

A toleranciák és érzékenységek differenciálás útján való közvetlen kiszámításán kívül a hálózatelmélet több összefüggése felhasználható a toleranciák közvetett számítására (például Bode, Blackman, Polivanov, Szigorszkij, Zeljah tételei [2, 34, 35]). E módszereknek különösen a méréseknél van jelentősége, ahol a differencia hányados mérése helyett a toleranciák és érzékenységek mérését impedanciák, transzferfüggvények stb. mérésére vezetjük vissza.

A 7. ábrán levő létra kapcsolású négypólust a

$$\Gamma = \frac{U_b}{2U_2}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \qquad (27)$$

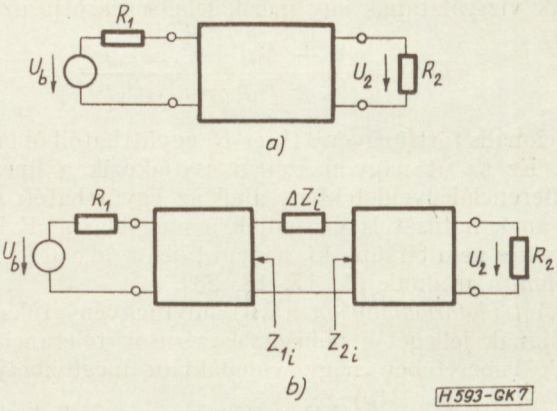
átviteli tényezővel írjuk le. Ha például egy hosszági impedancia Δz-vel megváltozik, akkor az U_2 feszültség is U'_2-re és Γ Γ'-re változik

$$\Gamma = \frac{U_b}{2U'_2}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \qquad (28)$$

A csillapítás toleranciájának z_i-től származó része:

$$\Delta a_i = \ln|\Gamma'| - \ln|\Gamma| = \ln\left|\frac{\Gamma'}{\Gamma}\right| = \ln\left|\frac{U_2}{U'_2}\right| \qquad (29)$$

Az $\dfrac{U'_2}{U_2}$ hányadost a 7*b* ábra alapján egyszerűen meghatározhatjuk. A generátor felé mutatkozó impedanciát z_{1i}-vel, a terhelés felé mutatkozó impedanciát z_{2i}-vel jelölve kapjuk, hogy



7. ábra

$$U_2 = cU_b \frac{z_{2i}}{z_{2i} + z_{1i}} \qquad U_2' = cU_b \frac{z_{2i}}{z_{2i} + z_{1i} + \Delta z_i} \tag{30}$$

ahol c egy arányossági tényező. (30)-at (29)-be helyettesítve

$$\Delta a_i = \ln \left| \frac{z_{2i} + z_{1i} + \Delta z_i}{z_{2i} + z_{1i}} \right| = \ln \left| 1 + \frac{\Delta z_i}{z_{2i} + z_{1i}} \right| \tag{31}$$

A keresztági admittanciától származó részre hasonló gondolatmenettel kapjuk, hogy

$$\Delta a_k = \ln \left| 1 + \frac{\Delta y_k}{y_{2k} + y_{1k}} \right| \tag{32}$$

A tolerancia a hosszági impedanciáktól és a keresztági admittanciáktól eredő résztoleranciák eredője. A (31) és (32) képletekkel a csillapítás toleranciájának számítását impedanciák és admittanciák számítására vezettük vissza [26].

A $K(p) = \frac{U_2}{U_0}$ transzfer függvény $S_i = \frac{\partial K}{\partial z_i}$ érzékenységét (8*a* ábra) a következő módon határozhatjuk meg [36].

1. Határozzuk meg a hálózat $K_{10} = \frac{U_1}{U_0}$ transzfer függvényét, ahol U_1 az érzékenység szempontjából vizsgált impedancián fellépő feszültség.

2. Az áramkört a z_1 impedanciánál megszakítva és a bemenetnél rövidrezárva (8*b* ábra) meghatározzuk a $K_{23} = \frac{U_2}{U_3}$ transzfer függvényt.

Ezek ismeretében az érzékenység:

$$S_i = \frac{1}{z_i} K_{10} K_{23} \tag{33}$$

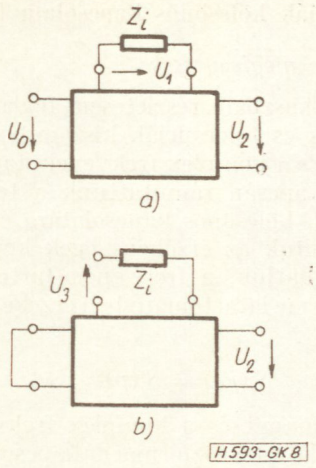
Eljárásunk helyességét a következő gondolatmenet bizonyítja. A Z_i impedancia megváltozása ΔU_1 feszültségváltozást okoz, mely a kimeneten $\Delta U_2 = K_{23} \Delta U_1$ nagyságú feszültségváltozásban jelentkezik. Mivel első közelítésben $\Delta U_1 = \Delta z_i \, I_1 = \Delta z_i \frac{U_1}{z_i} = \Delta z_i \frac{1}{z_i} K_{10} U_0$ kapjuk, hogy $\Delta U_2 = K_{23} \Delta z_i \frac{1}{z_i} K_{10} U_0$.

A $\frac{\Delta U_2}{U_0} = \Delta K$ és $\frac{\Delta K}{\Delta z_i} = S_i$ összefüggések felhasználásával (33)-at kapjuk. A (33) összefüggés az érzékenységek számítását a transzfer függvények kiszámítására vezeti vissza és lehetővé teszi például *gráfelméleti (topológiai) formulák felhasználását.* A (33) az érzékenységek *mérésére* is jól felhasználható.

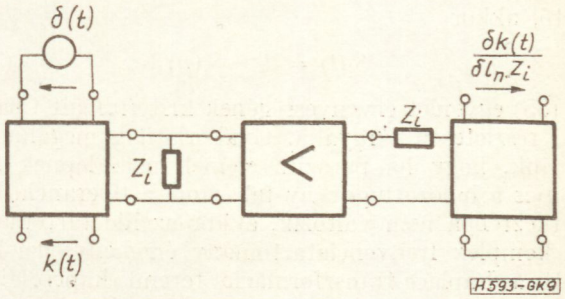
A módszer az időtartománybeli érzékenységekre is kiterjeszthető. A (33) és a (4) összevetéséből kapjuk, hogy

$$z_i S_i = \frac{\partial K}{\partial \ln z_i} = K_{10} K_{23}$$

vagyis a félig relatív érzékenység a két transzfer függvény szorzata. A transzfer függvények szorzása a négypólusok elválasztó fokozaton keresztül történő láncbakapcsolásának felel meg. Tekintettel arra, hogy a súlyfüggvény a Dirac-deltára adott felelet, a függvények p tartományban való szorzása az időtartományban a konvolúció integrálnak felel meg,



8. ábra



9. ábra

továbbá a tetszőleges bemenetet és kimenetet az időtartományban a konvolúció integrál kapcsolja össze, a 9. ábrán látható mérési elrendezést kapjuk a $k(t)$ súlyfüggvény félig relatív érzékenységének meghatározására. A méréshez impulzusgenerátor, elválasztó erősítő, oszcilloszkóp és a vizsgálandó hálózat két példánya szükséges.

2.3. *A Monte-Carlo-módszer alkalmazása*

A hálózatok statisztikus tulajdonságainak vizsgálatára az elektronikus digitális számológépek előnyösen felhasználhatók. Tételezzük fel például, hogy a létrahálózatok analízisének általános programja, mely lehetőséget ad a csillapítás, forgatás stb. számítására — rendelkezésünkre áll. Akkor az áramköri elemek statisztikus eloszlásának megfelelően az elektronikus digitális számológép kisorsolja az elemek értékét. Az ily módon kapott áramköri elemértékekkel a gép elvégzi az analízist különböző frekvenciájú pontokban. Az eljárást sokszor megismételve a hálózatfüggvények sokaságát kapjuk, melyből a statisztikus jellemzőket a gép kiértékeli. A Monte-Carlo-eljárás alkalmazása feltételezi, hogy a számítás során fellépő kerekítési hibák nagyságrendileg kisebbek a toleranciákból adódó eltéréseknél.

A Monte-Carlo-eljárás aránylag egyszerűen programozható és gyorsan eredményt szolgáltat. Segítségével az áramköri elemek tetszőleges statisztikus eloszlása figyelembe vehető, és az egyes áramköri elemekre és a hálózatfüggvényre egyéb kikötések is tehetők. Várható, hogy a módszer a toleranciaszámításban elterjed.

3. A toleranciák kölcsönös kapcsolata [6, 8, 22]

3.1. *Általános megjegyzések*

A 2.1. szakaszban részletesen foglalkoztunk az érzékenységek és toleranciák kiszámításával az idő, a frekvencia és a komplex frekvencia tartományban. Az 1. ábra kapcsán rámutattunk a toleranciák és érzékenységek kölcsönös kapcsolatára és a 2. táblázatban megadtuk az érzékenységek képleteit. Egyszerűen belátható, a frekvencia-tartománybeli és komplex frekvenciatartománybeli érzékenységek kapcsolatát:

$$S_i(j\omega) = S_i(p)\,|_{j\omega} \tag{34}$$

Az idő tartományt és a komplex frekvencia tartományt a Laplace-transzformáció kapcsolja össze. Ha a p, illetve t szerinti integrálás és az x_i áramköri jellemző szerinti differenciálás sorrendje felcserélhető, akkor

$$S_i(t) = \mathcal{L}^{-1}\, S_i(p) \tag{35}$$

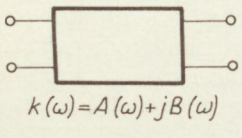
A (35) egyenlet érvényességének kritériumait Chang [6] részletesen tárgyalja. Gyakorlatilag megállapíthatjuk, hogy ha parazita elemek nem lépnek fel, vagyis a hálózatfüggvény fokszáma a tolerancia következtében nem változik, akkor az idő tartomány és komplex frekvenciatartomány érzékenységei között a Laplace-transzformáció teremt kapcsolatot.

Nem nehéz megmutatni, hogy minimálfázisú hálózatok esetén a csillapítás és a forgatás toleranciáit a Hilbert-transzformáció, illetve a Bode-féle formulák kötik össze. Természetesen fel kell tételeznünk, hogy az áramköri elemek toleranciája ellenére a hálózat minimálfázisú maradt.

Az alábbiakban néhány olyan kérdést vizsgálunk meg, melyek a különböző tartományok kapcsolatát új szempontból világítják meg és esetleg az áramköri elemek toleranciájától távol eső problémák megértését is elősegítik.

3.2. *A valós és képzetes rész toleranciájának kapcsolatáról* [31]

A 10. ábrán látható négypólus $K(j\omega)$ átviteli karakterisztikájának valós részét jelölje $A(\omega)$, képzetes részét $B(\omega)$. Az $A(\omega)$ és $B(\omega)$ valós függvények az x_i áramköri elemek ismeretében meghatározhatók. Az áramköri elemek értéke a valószínűség sűrűségek által meghatározott módon a véletlentől függ. Ennek következtében az $A(\omega)$ és $B(\omega)$ függvények is a véletlentől függenek és sztochasztikus folyamatnak tekinthetők. Az alábbiakban az $A(\omega)$ és $B(\omega)$ sztochasztikus folyamatok jellemzőivel foglalkozunk. Ilyen jellemzők például az átlag, szórás, korrelációs függvény, spektrál sűrűség.



10. ábra

A 3.1. pontban már utaltunk arra, hogy a jobb félsíkban és a j tengelyen reguláris komplex függvények valós és képzetes részét a Hilbert-transzformáció kapcsolja össze. Ebben az esetben

$$B(\omega) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{A(\tau)}{\omega - \tau}\,\mathrm{d}\tau \tag{36a}$$

$$A(\omega) - A(\infty) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{B(\tau)}{\omega - \tau}\,\mathrm{d}\tau \tag{36b}$$

A (36) egyenletet az $y = \int_{-\infty}^{\infty} k(t-\tau)\,x(\tau)\,\mathrm{d}\tau$ konvolúció integrállal összevetve megállapítható, hogy az a $k_H = \frac{1}{\pi\omega}$ súlyfüggvénnyel való konvolúciónak tekinthető. Ily módon a Hilbert-transzformáció helyettesíthető az Ω frekvenciatartományban egy $K_H(j\Omega)$ átviteli, illetve az ekvivalens $A_H(\Omega)$ amplitúdó és $b_H(\Omega)$ fázis karakterisztikákkal. A k_H súlyfüggvényt és a K_H átviteli karakterisztikát, mint ismeretes, a Fourier-transzformáció kapcsolja össze. A számítást elvégezve [29] a következő eredményeket kapjuk:

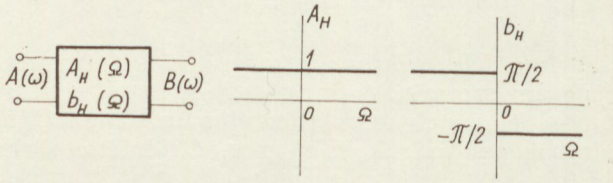
$$K_H(j\Omega) = \mathcal{F}k_H(t) = \begin{cases} -j, & \text{ha } \Omega > 0 \\ j, & \text{ha } \Omega < 0 \end{cases} \tag{37a}$$

$$A_H(\Omega) = 1 \tag{37b}$$

$$b_H(\Omega) = \begin{cases} -\dfrac{\pi}{2}, & \text{ha } \Omega > 0 \\ \dfrac{\pi}{2}, & \text{ha } \Omega < 0 \end{cases} \tag{37c}$$

A Hilbert-transzformációt megvalósító (37) egyenletekkel megadott négypólust a 11. ábrán láthatjuk. Tehát a Hilbert-transzformáció egy olyan lineáris rendszeren történő áthaladással ekvivalens, ahol a bemenet $A(\omega)$, a kimenet $B(\omega)$. Természetesen a (37) egyenletekkel megadott négypólus fizikailag nem realizálható. Bevezetése azért volt szükséges, hogy a sztochasztikus folyamatok lineáris transzformációjára vonatkozó összefüggéseket [24, 29] alkalmazni tudjuk (4. táblázat).

A valós résznek és a képzetes résznek a névleges értékeiktől való eltérését jelöljük ΔA-val és ΔB-vel. Mindkettő az ω frekvencia függvénye és mindkettőről feltételezzük, hogy véges szórású, stacionárius sztochasztikus folyamat. Mivel $A_H(\Omega) = 1$, a ΔA és ΔB toleranciák átlagára, szórására, korrelációs függvényére és spektrál sűrűségére egyszerű összefüggéseket kapunk:



11. ábra

4. táblázat

Sztochasztikus folyamatok lineáris transzformációja

	Bemenet	Kimenet
Eloszlás	normális	
Átlag	$M = \{\xi_1\} = \bar{\xi}_1$	$M\{\xi_2\} = A(0)\bar{\xi}_1$
Szórásnégyzet	$D_1^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} G_1(\omega)\,\mathrm{d}\omega$	$D_2^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} A^2(\omega)\,G_1(\omega)\,\mathrm{d}\omega$
Korrelációs fv	$R_1(\tau) = \mathcal{F}^{-1}G_1(\omega)$	$R_2 = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} k(\alpha)k(\beta)R_1(\tau+\alpha-\beta)\mathrm{d}\alpha\mathrm{d}\beta = \mathcal{F}^{-1}G_2(\omega)$
Spektrálsűrűség	$G_1(\omega) = \mathcal{F}R_1(\tau)$	$G_2(\omega) = A^2(\omega)\,G_1(\omega)$

$$M\{\Delta A\} = M\{\Delta B\} = 0 \qquad (38a)$$
$$D^2\{\Delta A\} = D^2\{\Delta B\} \qquad (38b)$$
$$R\{\Delta A\} = R\{\Delta B\} \qquad (38c)$$
$$G\{\Delta A\} = G\{\Delta B\} \qquad (38d)$$

Tehát a valós és képzetes rész toleranciáinak statisztikus jellemzői megegyeznek.

Ha a gondolatmenetben tett feltételezések az a csillapításra és a b fázisforgatásra teljesülnek, akkor ezek statisztikus tulajdonságait is a (38) összefüggések adják meg.

3.3. *A frekvencia tartomány és időtartomány toleranciájának kapcsolatáról* [19]

Kiindulásul vizsgáljuk a fáziskarakterisztika kismértékű színuszos változásának hatását az időtartományra [15]. Ilyen változás például reflexió következtében léphet fel. A színuszos változás frekvenciáját Ω_0-val, amplitúdóját $\tilde{b}$-vel jelöljük (12. ábra):

$$\Delta b = \tilde{b}\sin\Omega_0\omega \qquad (39)$$

Ha a színuszos változás nélkül a kimenő jel y volt, akkor a Fourier-integrál sorbafejtésével igazolható, hogy a kimenő jel a színuszos fázisváltozás következtében

$$y_{\tilde{b}} \approx y + \frac{\tilde{b}}{2}y(t+\Omega_0) - \frac{\tilde{b}}{2}y(t-\Omega_0) \qquad (40)$$

értékűre változik. (40) azt jelenti, hogy az eredeti y jel mellett két echojel is fellép. Az időtartománybeli toleranciára a

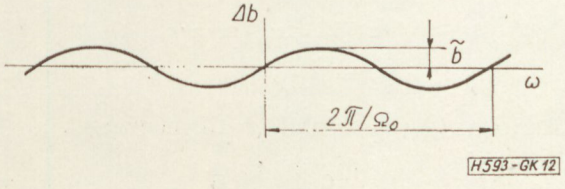
$$\Delta y_{\tilde{b}} = y_{\tilde{b}} - y = \frac{\tilde{b}}{2}y(t+\Omega_0) - \frac{\tilde{b}}{2}y(t-\Omega_0) \qquad (41)$$

összefüggés következik. (41) alapján a toleranciára jellemző mennyiségre az

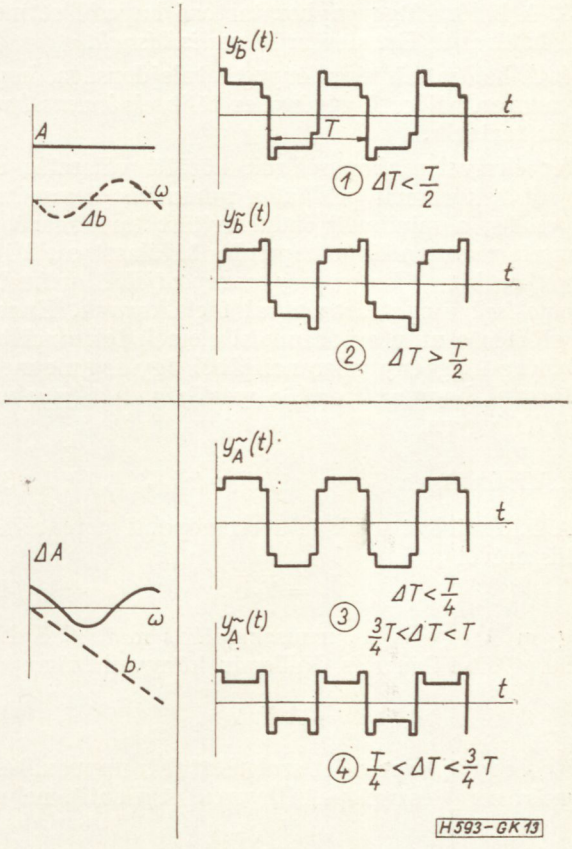
$$\frac{|\Delta y_{\tilde{b}}|}{|y|_{\max}} \leqslant \tilde{b} \qquad (42)$$

egyenlőtlenséget kapjuk, ahol a toleranciát a gyakorlati szokásoknak megfelelően $|y(t)|$ maximumára $|y|_{\max}$-ra vonatkoztattuk.

Hasonló eredményre jutunk, ha koszínuszos amp-



12. ábra



13. ábra

litúdó változást tételezünk fel. A 13. ábra mutatja a különböző esetekben fellépő kimenő jeltorzulást.

Általános esetben a kis színuszos és koszínuszos hatások összegezésével kapjuk meg az eredő jeltorzulásra jellemző tolerancia felső korlátját. Jelöljük az amplitúdó karakterisztika névleges értékétől való eltérését ΔA-val. A névleges értéktől való eltérés az ω frekvencia függvénye. ΔA Fourier-spektrumát $S_{\Delta A}(\Omega)$-val jelöljük. Ω-t tolerancia frekvenciának, $S_{\Delta A}(\Omega)$-t tolerancia spektrumnak nevezzük. Ugyanígy értelmezzük a fáziskarakterisztika tolerancia spektrumát, $S_{\Delta b}(\Omega)$-t. Ezen jelölésekkel a (42) egyenlőtlenség

$$\frac{|\Delta y|}{|y|_{\max}} \leqslant \int_{-\infty}^{\infty} [|S_{\Delta A}(\Omega)| + |S_{\Delta b}(\Omega)|]\,\mathrm{d}\Omega \qquad (43)$$

alakban általánosítható. A (43) sajnos csak elég durva becslését adja az időtartománybeli toleranciáknak.

4. Az optimális érzékenységre és toleranciára történő tervezés lehetőségei

A villamos hálózatok tervezésének egyenes útja, vagyis a hálózatszintézis, a következő lépésekből áll:

1. Meg kell vizsgálni, hogy a feltételezett áramköri elemekkel (pl. R, L, C, $\ddot{u}$) milyen hálózatfüggvények valósíthatók meg. Ezek a *megengedett függvények.*

2. A hálózat előírt tulajdonságait, a specifikációkat megengedett függvényekkel kell megközelíteni. Ezt nevezzük *approximációnak.*

3. A hálózatfüggvényhez tartozó kapcsolást meg kell határozni. Ezt nevezzük *realizálásnak.*

4. A hálózatszintézis lényeges tulajdonsága, hogy ugyanazon hálózatfüggvényhez több *ekvivalens kapcsolás* tartozik.

Az ekvivalens kapcsolások közötti választás elterjedt kritériumai például a minimális elemszámú kapcsolás, a minimális induktivitást tartalmazó, a transzformátor nélküli kapcsolás kiválasztása. Mi a következőkben *érzékenység szempontjából optimális kapcsolások* meghatározásával foglalkozunk. Ennek megtörténte után az áramköri elemek toleranciáját a hálózatfüggvény toleranciájából úgy fogjuk meghatározni, hogy az *áramkör gyártásának költsége minimális* legyen.

4.1. *Minimális érzékenységű hálózatok* [3, 4, 10, 21, 33]

A hálózatokat írjuk le a csomóponti potenciálok módszerével

$$\bar{\mathbf{I}}_0 = \bar{\mathbf{Y}}_0 \bar{\mathbf{U}}_0 \qquad (44)$$

Legyen $\mathbf{A}$ egy valós, nemszinguláris mátrix. Ekkor (lásd például Cauer és Guillemin könyveiben) az

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A}^t \mathbf{Y}_0 \mathbf{A} \qquad (45)$$

mátrix egy új kapcsolást szolgáltat (t transzponálást, vagyis a sorok és oszlopok felcserélését jelenti), melyre

$$\bar{\mathbf{U}}_0 = \mathbf{A}\bar{\mathbf{U}} \qquad (46)$$

$$\bar{\mathbf{I}} = \mathbf{A}^t \bar{\mathbf{I}}_0 \qquad (47)$$

Nekünk olyan kapcsolásokra van szükségünk, melyeknek hálózatfüggvénye változatlan. Tehát olyan $\mathbf{A}$ mátrixokat engedünk meg, melyek $\mathbf{U}_0$, illetve $\bar{\mathbf{I}}_0$ i-edik és k-adik elemét változatlanul hagyják. Ezt elérhetjük, ha az i-edik sorban a k-adik elem 1, és a többi elem zérus. Menjünk egy lépéssel tovább és az A mátrixot írjuk fel

$$\mathbf{A} = \mathbf{E} + \mathbf{B}\,\Delta v \qquad (48)$$

alakban, ahol $\mathbf{E}$ az egységmátrix, Δ_v független változó, $\mathbf{B}$ elemei pedig bizonyos megkötéseknek tesznek eleget annak érdekében, hogy a hálózatjellemző a transzformáció folyamán változatlan maradjon.

Az $\mathbf{Y}$ mátrix határátmenetben a

$$\frac{\mathrm{d}\mathbf{Y}}{\mathrm{d}v} = \mathbf{B}^t\mathbf{Y} + \mathbf{Y}\mathbf{B} \qquad (49)$$

lineáris differenciálegyenlet rendszernek tesz eleget. Ha bevezetjük a

$$\bar{\mathbf{G}}^t = (G_1,\ G_2,\ \ldots) \qquad (50a)$$

$$\bar{\mathbf{C}}^t = (C_1,\ C_2,\ \ldots) \qquad (50b)$$

$$\bar{\mathbf{L}}^t = (L_1,\ L_2,\ \ldots) \qquad (50c)$$

vezetés, kapacitás és induktivitás mátrixokat, akkor [5,6]

$$\frac{\mathrm{d}\bar{G}}{\mathrm{d}v} = \mathbf{M}\bar{G} \qquad (51a)$$

$$\frac{\mathrm{d}\bar{C}}{\mathrm{d}v} = \mathbf{M}\bar{C} \qquad (51b)$$

$$\frac{\mathrm{d}\bar{L}}{\mathrm{d}v} = \mathbf{M}\bar{L} \qquad (51c)$$

alakban írható, ahol $\mathbf{MB}$-ből számítható, és a hálózatfüggvény invarianciája érdekében bizonyos megkötéseknek tesz eleget.

Az y hálózatfüggvény relatív érzékenysége (2a) alapján

$$S_i^r = \frac{x_i}{y}\frac{\partial y}{\partial x_i} \qquad (52)$$

félig relatív érzékenysége pedig (3) szerint

$$Q_i = \frac{1}{y}\frac{\partial y}{\partial x_i} = \frac{S_i^r}{x_i} \qquad (53)$$

Alkossuk meg a

$$\bar{\mathbf{Q}}_G^t = (Q_{G1},\ Q_{G2},\ \ldots) \qquad (54a)$$

$$\bar{\mathbf{Q}}_C^t = (Q_{C1},\ Q_{C2},\ \ldots) \qquad (54b)$$

$$\bar{\mathbf{Q}}_L^t = (Q_{L1},\ Q_{L2},\ \ldots) \qquad (54c)$$

mátrixokat. Akkor kimutatható, hogy ezek a

$$\frac{\mathrm{d}\bar{\mathbf{Q}}_C}{\mathrm{d}v} = -\mathbf{M}^t\bar{\mathbf{Q}}_G \qquad (55a)$$

$$\frac{d\bar{Q}_C}{dv} = -\mathbf{M}^t\bar{Q}_C \qquad (55b)$$

$$\frac{d\mathbf{Q}_L}{dv} = -\mathbf{M}^t\bar{Q}_L \qquad (55c)$$

adjungált differenciálegyenlet rendszernek tesznek eleget. Az optimalizálási kritérium a relatív érzékenységek összegének minimalizálása:

$$\Phi = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}\left[|S_{Gi}^r|^2 + |S_{Ci}^r|^2 + |S_{Li}^r|^2\right] \qquad (56)$$

A Φ-ben szereplő szabad paramétereket (melyek **M**, illetve **B** szabad paraméterei) úgy választjuk meg, hogy $\frac{d\Phi}{dv}$ a legnagyobb negatív értéket vegye fel. (A legmeredekebb csökkenés módszere.) **M** ismeretében a (51) és (52) egyenletek integrálhatók. Új S_i^r érzékenységek számíthatók és $\frac{d\Phi}{dv}$-ből újabb **M** határozható meg. Az eljárást folytatva az eredeti hálózatból olyan ekvivalens kapcsolásra jutunk, mely az (56) kritérium szerint optimális érzékenységű. A 14. ábra mutatja egy Foster-féle kononikus kapcsolás átalakítását minimális érzékenységű hálózattá az $\omega = 1{,}5$ frekvencián. Látjuk, hogy új induktivitás és kapacitás jelenik meg a kapcsolásban, de úgy, hogy kapacitív hurok, illetve induktív hurok keletkezik. Gráfelméleti megfontolásokból következik, hogy ebben az esetben a zérustól különböző véges sajátfrekvenciák száma nem változik. Az áramköri elemeknek a transzformáció szerinti megváltoztatása biztosítja a hálózatfüggvény (esetünkben bemenő impedancia) változatlanul maradását.

4.2. *Minimális költségű hálózatok* [34]

Feltehető, hogy az áramköri elemek ára (C_i) a toleranciával fordított arányban van és a

$$C_i = c_i\left(\frac{|x_i|}{d_i}\right)^v \qquad (57)$$

összefüggéssel, ahol c_i és v konstans közelítőleg leírható. A hálózat gyártási költsége egy konstans összegből és az áramköri elemek árából tevődik össze. Az utóbbi

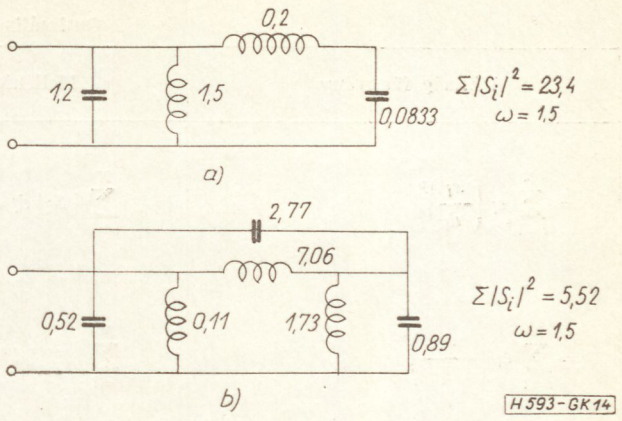
$$C = \sum_{i=1}^{N} c_i\left(\frac{x_i}{d_i}\right)^v \qquad (58)$$

értékű. Ezt a költséget kívánjuk minimalizálni. Mellékfeltételként a legrosszabb esetet, vagyis az abszolút értékek összegeződését kötjük ki, vagyis

$$\sum_{i=1}^{N}|S_i|d_i = \epsilon \qquad (59)$$

Az

$$L = \sum_{i=1}^{N} c_i\left(\frac{x_i}{d_i}\right)^v + \lambda\left[\sum_{i=1}^{N}|S_i|\,d_i - \epsilon\right] \qquad (60)$$



14. ábra

Lagrange-függvényt képezve és differenciálva

$$\frac{\partial L}{\partial|d_i|} = -c_i v x_i^v|\Delta x_j|^{-(v+1)} + \lambda|S_i| = 0 \qquad (61)$$

Amiből

$$d_i = \left(\frac{v c_i x_i^v}{\lambda|S_i|}\right)^{\frac{1}{v+1}} \qquad (62)$$

Ezt a feltételi egyenletbe helyettesítve:

$$\sum_{i=1}^{N}|S_i|\left(\frac{v c_i x_i^v}{\lambda|S_i|}\right)^{\frac{1}{v+1}} = \epsilon \qquad (63)$$

kapjuk, hogy

$$\lambda^{\frac{1}{v+1}} = \frac{1}{\epsilon}\sum_{i=1}^{N}|S_i|\left(\frac{v c_i x_i^v}{|S_i|}\right)^{\frac{1}{v+1}} \qquad (64)$$

amit (62)-be behelyettesítve:

$$d_i = \epsilon\frac{\left(\frac{c_i x_i^v}{|S_i|}\right)^{\frac{1}{1+v}}}{\sum_{i=1}^{N}|S_i|\left(\frac{c_i x_i^v}{|S_i|}\right)^{\frac{1}{v+1}}} \qquad (65)$$

(65)-ből a $Q_i^r = x_i S_i$ félig relatív érzékenységek [lásd (4)-et] bevezetésével

$$\frac{d_i}{x_i} = \epsilon\frac{\left(\frac{c_i}{|Q_i^r|}\right)^{\frac{1}{v+1}}}{\sum_{i=1}^{N}\left(c_i|Q_i^r|^v\right)^{\frac{1}{v+1}}} \qquad (66)$$

Tehát minimális költséget kapunk az (59) mellékfeltétel mellett, ha a relatív toleranciákat (66) szerint választjuk meg.

Az 5. táblázatban a most bemutatott Lagrange-multiplikátor módszerrel további optimális toleranciákat számoltunk ki. A második esetben a szórásnégyzet állandóságát kötöttük ki mellékfeltételként. A harmadik esetben az áramkör ára csökken, ha a hálózatfüggvény toleranciájának szórása növekszik: $V = V_0 - c_0\sigma^{\frac{\mu}{2}}$. Ezt a költségek növekedésével, a $c_0\sigma^{2\mu}$ tényezővel vettük figyelembe. A negyedik esetben a selejtes áramkörök árát, $c_{-1}P\left(\frac{\epsilon}{\sigma}\right)$-t adtuk hozzá

5. táblázat

Optimális toleranciák

Költség függvény	Mellékfeltétel	Megoldás
$C = \sum_{i=1}^{N} c_i \left(\frac{x_i}{d_i}\right)^{\nu}$	$\sum_{i=1}^{N} \lvert S_i \rvert d_i = \varepsilon$	$\frac{d_i}{x_i} = \varepsilon \frac{\left(\frac{c_i}{\lvert Q_i^r \rvert}\right)^{\frac{1}{\nu+1}}}{\sum_{i=1}^{N} (c_i \lvert Q_i^r \rvert^{\nu})^{\frac{1}{\nu+1}}}$
$C = \sum_{i=1}^{N} c_i \left(\frac{x_i}{d_i}\right)^{\nu}$	$\sum_{i=1}^{N} \lvert S_i \rvert^2 d_i^2 = 3\sigma^2$	$\frac{d_i}{x_i} = \sqrt{3}\sigma \frac{\left(\frac{c_i}{\lvert Q_i^r \rvert^2}\right)^{\frac{1}{\nu+2}}}{\left[\sum_{i=1}^{N} (c_i \lvert Q_i^r \rvert^{\nu})^{\frac{2}{\nu+2}}\right]^{\frac{1}{2}}}$
$C = \sum_{i=1}^{N} c_i \left(\frac{x_i}{d_i}\right)^{\nu} + c_0 \sigma^{2\mu}$	$\sum_{i=1}^{N} \lvert S_i \rvert^2 d_i^2 = 3\sigma^2$	$\frac{d_i}{x_i} = \sqrt{3}\sigma \frac{\left(\frac{c_i}{\lvert Q_i^r \rvert^2}\right)^{\frac{2}{\nu+2}}}{\left[\sum_{i=1}^{N} (c_i \lvert Q_i^r \rvert^{\nu})^{\frac{2}{\nu+2}}\right]^{\frac{1}{2}}}$ $\sigma^2 = \frac{1}{3} \frac{\left[\sum_{i=1}^{N} \left(\frac{\nu}{2} c_i \lvert Q_i^r \rvert^{\nu}\right)^{\frac{2}{\nu+2}}\right]^{\frac{\nu+2}{2\mu+\nu}}}{(c_0\mu)^{\frac{2}{2\mu+\nu}}}$
$C = \sum_{i=1}^{N} c_i \left(\frac{x_i}{d_i}\right)^{\nu} + c_{-1} P\left(\frac{\varepsilon}{\sigma}\right)$	$\sum_{i=1}^{N} \lvert S_i \rvert^2 d_i^2 = 3\sigma^2$	Explicit megoldás nem ismeretes
$C = \sum_{i=1}^{N} c_i \left(\frac{x_i}{d_i}\right) + c_0 \sigma^{2\mu} + c_{-1} P\left(\frac{\varepsilon}{\sigma}\right)$	$\sum_{i=1}^{N} \lvert S_i \rvert^2 d_i^2 = 3\sigma^2$	Explicit megoldás nem ismeretes

a költséghez. Ebben az esetben és az utolsó esetben is csak numerikusan lehet az optimális toleranciát meghatározni.

5. Záró megjegyzések

Az előzőket áttanulmányozva kirajzolódnak előttünk a lineáris hálózatok érzékenység és tolerancia problémái. A bemutatott módszerek gyakorlati alkalmazásánál természetesen még sok körülményre kell tekintettel lenni. Fontos, hogy tisztán lássunk néhány nehézséget. A hálózatok toleranciájánál vannak *determinisztikus* és *statisztikus* toleranciák. A determinisztikus változásokat célszerű az *abszolút toleranciákra* tervezni. A statisztikus változásoknál egyrészt lehet arra törekedni, hogy az egyes $S_i \Delta x_i$ tényezőktől származó *résztoleranciák azonosak legyenek*. Mivel az érzékenységek nagy intervallumban változnak, az egyes áramköri elemek toleranciái is tág határok között változnak. Nagyon fontos azon áramköri elemek kiválogatása, melyek érzékenysége a legnagyobb. Hasonlóan lényeges azon frekvenciák és időpontok kiválasztása, ahol a tolerancia a legnagyobb értékét veszi fel. Ha ilyen kiválogatás elvégezhető, akkor *súlyozottan vehetjük figyelembe* a kritikus elemektől eredő résztoleranciákat.

Lényeges motívum, hogy az érzékenységek és a toleranciák az időnek, frekvenciának és komplex frekvenciának függvényei. A *szintézis feladatnál az érzékenységet* éppen úgy *előírásnak tekinthetjük*, mint például a futási idő karakterisztika, vagy az egységugrásra adott felelet (átmeneti függvény) tolerancia sémáját. $S_i(p)$-re megállapíthatunk megengedett függvényeket, ábrázolhatjuk Bode-diagrammban, vagy pólus-zérus képpel, teljesen hasonlóan az $F(p)$ hálózatfüggvényhez.

Célunk általában az, hogy a hálózatfüggvény toleranciájának szórását minimalizáljuk úgy, hogy a hálózatfüggvény változatlanul maradjon. E bonyolult *optimalizálási eljárás* elektronikus digitális számológép felhasználását kívánja meg, bár egyes egyszerű esetekben a Lagrange-multiplikátor módszerrel explicit eredményt kaphatunk.

A lineáris áramkörök tömeggyártásánál sok *gazdasági motívum* is fellép [9, 12, 13]. Szorgalmaznunk kell ezen kérdések megértését és igyekeznünk kell a megkötéseket matematikai modellekkel leírni.

Egyszerűbb konkrét passzív áramkörök, szűrők, futási idő korrektorok, amplitúdó korrektorok tolerancia és érzékenység analízisével már foglalkoztunk [7, 25, 34]. Kezdeti lépések történtek az érzékenységet figyelembe vevő szintézis konkrét alkalmazására is. Reméljük, hogy sikerül a toleranciák kölcsönös kapcsolatának a 3.2. és 3.3. szakaszban bemutatott gondolatait a frekvenciatartománybeli és időtartománybeli approximációnál is gyümölcsöztetni. Szeretnénk az analízis eredményeit az áramkörök beállításánál és bemérésénél felhasználni.

Az aktív áramkörök [11] elsősorban az aktív RC hálózatok [4] és a visszacsatolt hálózatok [6] érzékenység és tolerancia szempontjából sok további kérdést vetnek fel. Az új gyártási eljárások következtében (mikroelektronika, szilárdtest áramkörök stb.) a feladatok megoldása nagyon időszerűvé vált [27].

IRODALOM

1. *Ch. Belone:* Sensitivity Sums for homogeneaus Functions. IEEE Trans. C. T. 1964. March, p. 171.
2. *H. W. Bode:* Network Analysis and Feedback Amplifier Design. D. Van Nostrand Company Inc. Princeton, 1945.
3. *P. W. Broome—F. J. Young:* The Selection of Circuit Components for Optimum Circuit Reproducibility. IRE Trans. on. C. T. 1962. March, pp. 18—23.
4. *D. A. Calahan:* Sensitivity Minimization in Active RC Synthesis. IRE Trans. on C. T. 1962. March, pp. 38—42.
5. *Gh. Cartianu—D. Poenaru:* Variation of Transfer Functions with the Modification of Pole Location. IRE Trans. on C. T. 1962. March, pp. 98—99.
6. *Sh. S. L. Chang:* Synthesis of Optimum Control Systems. McGraw-Hill, New-York: 1961. Chapt. 8. pp. 192—215.
7. *Csurgay Árpádné Gereben Ildikó:* Lineáris hálózatok tolerancia számítása. Diplomaterv a BME Vezetékes Híradástechnika Tanszéken, 1963.
8. *H. Dobesch—H. Sulanke:* Zeitfunktion. VEB Verlag Technik, Berlin, 1962.
9. *H. F. Dodge—B. J. Kinsburg—M. K. Kruger:* Quality Control Requirements of the L3 Coaxial Cable.B. S. T. J. 32. pp. 943—967. July 1953.
10. *R. O. Duda:* On Resistive Networks with Optimum Circuit Reproducibility IRE Trans. on. C. T. 1962. Sept. pp. 297—298.
11. *В. П. Гусев—А. В. Фомин:* Расчет електрических допусков радиоелектронной аппаратури. Советское Радио 1963
12. *D. H. Evans:* Optimum Tolerance Assigment to Yield Minimum Manufacturing Cost. BSTJ 1958. pp. 461—484.
13. *R. F. Carret—T. L. Tuffnel—R. A. Wadded:* Application of Quality Control Requirements in the Manufacture of Components of the L3 Coaxial System. B. S. T. J. 32 pp. 969—1005. July 1953.
14. *M. Gavrilovic—R. Petrovic—D. Siljak:* Adjoint method in the sensitivity analysis of optimal systems. Journal of the Franklin Institute 1963. July.
15. *Géher K.:* Futási idő problémák mikrohullámú rádióösszeköttetéseknél. Kand. disszertáció, Budapest, 1961. (Elérhető az MTA kézirattárban).
16. *K. Géher:* The tolerances of linear networks and systems in the time, frequency and complex frequency domains. Periodica Polytechnica, Electrical Engineering Vol. 9. No. 2, 1965. pp. 105—117
17. *A. J. Goldstein—F. F. Kuo:* Multiparameter sensitivity IRE Trans. on C. T. 1961. June, pp. 177—178.
18. *J. Gorski—Popiel:* Classical Sensitivity — a Collection of Formulae. IEEE Trans. C. T. 1963. June, pp. 300—302.
19. *I. Gumowski:* Some Relations between Frequency and Time — Domain Errors in Network Synthesis Problems. IRE Trans. C. T. 1958. March, pp. 66—69.
20. *I. M. Horowitz:* Synthesis of Feedback Systems. Academic Press, New-York and London, 1963.
21. *C. Infante:* An application of the Broome—Young error analysis to a resistive attenuator. IEEE Trans. C. T. March, p. 119.
22. *H. Kaden:* Impulse und Schaltvorgänge in der Nachrichtentechnik. R. Oldenbourg, München, 1957.
23. *F. F. Kuo:* Pole-Zero Sensitivity in Network Functions. IRE Trans. on C. T. 1958. Dez. pp. 372—373.
24. *Б. Р. Левин:* Теория случайных процессов и ее примендние в радиотехнике. Советское радио. 1960
25. *Madas I.:* Optimális toleranciák számítása. Diplomaterv a BME Vezetékes Híradástechnikai Tanszéken, 1965.
26. *J. H. Mole:* Filter Design Data for Communication Engineers. E F. N. Spon Ltd. London, 1952. Chapt. 10,
27. *J. H. Mulligan:* The Role of Network Theory in Solid-State Electronics — Accomplishments and Future Challenges. IEEE Trans. on. C. T. 1963. Sept. No. 3. pp. 323—332.
28. *A. Papoulis:* Displacement of the zeros of the impedance Z(p) due to incremental variations in the network elements. Proc. IRE vol. 43. pp. 79—82. January 1955.
29. *В. С. Пугачев:* Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического усправления. физматгиз, 1960.
30. *Rényi A.:* Valószínűségszámítás. Tankönyvkiadó. 1954.
31. *H. E. Rowe—W. D. Wartars:* Transmission in multimode Waveguide with random imperfections. B. S. T. J. vol. 41. pp. 1031—1170. May 1962.
32. *J. W. Scholten:* The effects of tolerances in the elements of image parameter filter. Philips Telecommunication Review 22/2, January 1961.
33. *J. D. Schoeffler:* The Synthesis of Minimum Sensitivity Networks IEEE Trans. on C. T. 1964. June. pp. 271—276.
34. *Sárossy J.:* Toleranciák számítása. Diplomaterv a BME Vezetékes Híradástechnika Tanszéken, 1964.
35. *В. Д. Сигорский:* Обшая теория четырохполюсника, Издателъство Академии Наук Украйнской ССР. Киев, 1951.
36. *R. Tomovic:* Sensitivity analysis of dinamic systems. McGraw-Hill, 1964.

DR. GÁL JÓZSEF
Budapesti Műszaki Egyetem
Vezetékes Híradástechnika Tanszék

Új eljárás mozgó elemektől mentes logikai áramkörök megvalósítására

ETO 164:621.318.56].57:621.3.062

A logikai áramkörök esetében az alkalmazott kapcsolóeszközöket tekintve kétféle rendszerről szokás beszélni: elektromechanikus (jelfogós) és elektronikus rendszerekről. Általában közismert, hogy egyik a másiktól meglehetősen távol esik, s közös vonásuk csak annyi, hogy ugyanazon logikai feladatok mindkettőben egyaránt megoldhatók. Minden más tekintetben különböznek, mindkettőnek megvannak a sajátos előnyei és hátrányai.

Az elektromechanikus rendszerekben a tulajdonképeni logikai kapcsoló hálózatok ideálisan alakíthatók ki. Az egyes eseményeket létrehozó két és többpólusú hálózatok mind a kapcsolási rajzokon, mind a valóságban könnyen követhetőek. Tervezésükre számos — megfelelő matematikai apparátusra támaszkodó — eljárás ismeretes, s a kontaktusok minimalizálása sokrétűen megoldható.

Ezek az előnyök onnan erednek, hogy a jelfogók érintkezői által végzett kapcsolási műveletek a jelfogó működtető mechanizmusától elkülönítve mennek végbe, s ugyanazon jelfogó, a maga kétféle állapotával, több — sőt általában sok — logikai hálózat zárási és nyitási viszonyait befolyásolhatja. Ilyen értelmű tulajdonságokról az elektronikus logikai áramköri rendszerekben általában nem beszélhetünk.

Az elektronikus rendszerek előnye viszont a kontaktusmentesség, s a működés gyorsasága, mely több nagyságrenddel meghaladja a relés áramkörökét.

Azokban a logikai gépekben, amelyekben az időtényezőnek döntő szerepe van (számítógépek), az elektronikus rendszerek egyeduralkodóvá váltak. Másutt azonban — mint pl. az automata telefonközpontokban —, ahol a kapcsolási gyorsaságnak kisebb szerep jut, a beruházási és karbantartási költségek, valamint az üzembiztonság szempontjai, eddig útját állták az elektronika korlátlan érvényesülésének. Ezen, s néhány hasonló szakterületen az elektronikus logikai áramkörök elenyésző mértékben, s voltaképen csak kisegítő szerepben jutnak ma szóhoz. Fennáll a valószínűsége annak, hogy ez a helyzet még évekig így is marad.

Az egyes rendszerekre jellemző kapcsolástechnikai tervezőmunka — különösen a bonyolultabb feladatok terén — két egymástól lényegesen eltérő mederben folyik, s legfeljebb csak egyes részletek során kerül sor arra, hogy felhasználják a másik rendszer körébe tartozó megoldásokat. A szakemberek érdeklődése és tevékenysége összeforrott a saját szakterületükön kialakult szemlélettel, tekintet nélkül azok előnyeire és hátrányaira.

Azonban nemcsak a gyakorlatban, de még az irodalomban sem találjuk nyomait azoknak a törekvéseknek, amelyek *a két rendszer előnyös tulajdonságait egyesítendő*, harmadik utat keresnének a logikai áramkörök tervezésének és építésének területén. Ez a tény — meggyőződésünk szerint — nem azt juttatja kifejezésre, mintha a felsorolt előnyös és hátrányos jellemzők tekintetében a vélemények megoszlanának, s ily módon édektelen lenne ilyen út keresése. Sőt, e feltevésnek minden valószínűség szerint, az ellenkezője igaz.

A jelfogós áramkörökben járatos szakemberek — márpedig kezdetben csak ezek foglalkoztak logikai áramkörök tervezésével — mindenesetre igénylik és várják ennek az új kapcsolástechnikának a megjelenését. Annak oka, hogy ez még nem történt meg, az elektronikus kapcsolástechnikának azzal a forradalmi sikerével magyarázható, amely a számítógépek tervezése és építése körül más úton és más igények hatása alatt (pl. haditechnika) az elmúlt két-három évtizedben kialakult.

Többéves kutatómunka eredményei igazolják, hogy ezen az úton nemcsak elméleti, de jelentős gyakorlati érdeklődésre is számíthatunk.

A jelen cikk s ezt követően további cikkek keretében az 1. pontban felvázolt gondolatmenet szerint adunk beszámolót az idézett munka részleteiről.

1. Mozgó érintkezőktől mentes logikai hálózatok kialakításának alapvető kérdései

Az előzőekben vázolt célkitűzés azt a programot veti fel, hogy a jelfogós áramkörökből — azok alapvető kapcsolástechnikai tulajdonságainak megtartása mellett — az elektronika eszközeivel küszöböljük ki mindazt, ami abban elektromechanikus. A megoldás során két fő kérdés merül fel:

1. Milyen kétállapotú kapcsolóelem tölthető be a jelfogó érintkező rugóinak szerepét és ezekkel összhangban:

2. milyen apparátusnak kell a jelfogó működtető tekercse és mechanizmusa helyébe kerülnie?

A nemesfém kontaktussal ellátott jelfogórugók ideális eszköznek számítanak a logikai hálózatban felmerülő kapcsolási feladatok elvégzésére. Zárt állapotukban közel nulla átmeneti ellenállást iktatnak az áramkörbe, nyitott állapotukban pedig gyakorlatilag végtelent. A hálózatnak — zárt állapotában — annak az áramnak az útját kell biztosítania, amely a kimeneten át a logikai esemény bekövetkezését jelző jelfogóra (vagy egyéb érzékelő szervre) jut. A jelfogó tekercsében folyó áram erősségét a kontaktushálózat nem befolyásolja, annak alakításában kizárólag a tekercs ellenállásának, vagy a közbeiktatott ellenállásoknak van szerepe. Az itt említett tulajdon-

ságok alapján indokoltnak látszik a jelfogós érintkezőhálózatokat *áramkapcsoló hálózatnak* nevezni.

Ha a kontaktusok helyére olyan kapcsoló elemeket helyezünk, amelyek kétféle lehetséges állapotukban a 0 (záró), ill. ∞ (nyitó) kapcsolási ellenállásokkal szemben egymástól csupán néhány nagyságrenddel különböző ellenállásértékek felvételére képesek, lényegében megszűnik az áramkapcsoló logikai hálózat létesítésének lehetősége. A hálózaton belül egymáshoz sorban vagy parallel kapcsolódó ellenállások eredő értéke tág határok között fog változni, attól függően, hogy hány kapcsolási pontot foglal magában a kérdéses logikai hálózat.

Kedvezőbb kép mutatkozna azonban a problémáról akkor, ha mind az egyes kapcsolási pontokon, mind az egész hálózat kimenetén, nem a szóban forgó átmeneti ellenállások abszolút értékére, hanem ezek helyett a záró és nyitó ellenállások arányára tudnánk építeni. Következőleg — mindent megelőzően — olyan logikai hálózat kialakítása válik szükségessé, amely nem az áramkapcsolás elvére épül, hanem lehetőséget ad arra, hogy egy hálózat kimenetén megjelenő IGEN—NEM jelek mérőszámaik arányával legyenek kifejezhetők.

Ami a jelfogó működtető elektromechanizmusának helyettesítését illeti, az imént mondottak teljesítése esetén nem merül fel nehézség a tekintetben, hogy az új működtető áramkör bemenetén az érkező jel egyértelműen kiértékelhető legyen. A feladat igazi nehézségei ama kérdés körül sűrűsödnek, milyen módon tudja befolyásolni ez a működtető szerv a hozzátartozó — a jelfogó rugóinak helyébe kerülő — elektronikus kapcsolóelemeket. Kétségtelen, hogy maguknak a kapcsolóelem fajtáknak és az azokat ellenállásuk megváltoztatására utasító, működtető áramköröknek a kiválasztás és kialakítás tekintetében szoros kapcsolatban kell állniok egymással.

A következőkben *feszültségkapcsoló hálózatok* címén foglalkozunk a kérdéses új hálózatok kialakításával kapcsolatos problémákkal és számításokkal, s *magneto-elektronikus* jelfogó néven azzal a mágneses elemekből és félvezetőkből felépített kapcsolóeszközzel, amelyre a szóban forgó hálózatok építhetők. Igazolni fogjuk, hogy az elektromechanikus áramkörök működési elvén érintkezőktől mentes elektronikus logikai áramkörök tervezhetők és építhetők.

2. Feszültségkapcsoló logikai hálózatok

A *feszültségkapcsolás* új elnevezés. Annak a ténynek kifejezésére használjuk, hogy a kapcsolóművelet során a kapcsolandó pontokhoz valamely feszültségforrásnak mindkét pólusát elvezetjük. Az ilyen logikai hálózaton belül tehát a feszültség vándorlásról lehet beszélni, s a kapcsolás valamely eseményének létrehozásához két meghatározott ponton megjelenő feszültség szolgál.

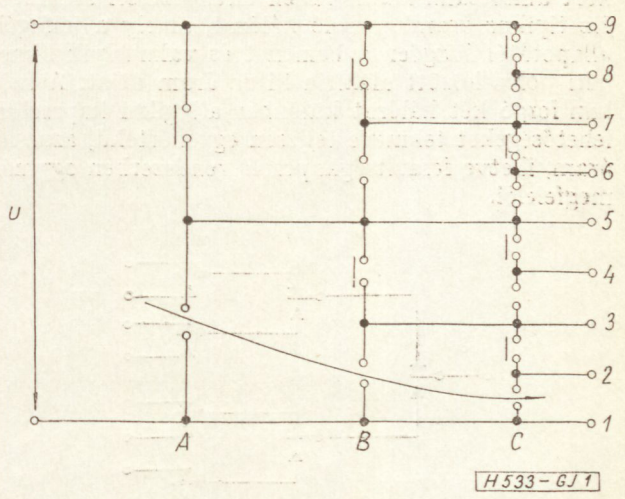
2.1 Általános elrendezés

Az 1. ábra az ún. általános feszültégkapcsoló hálózatot mutatja.

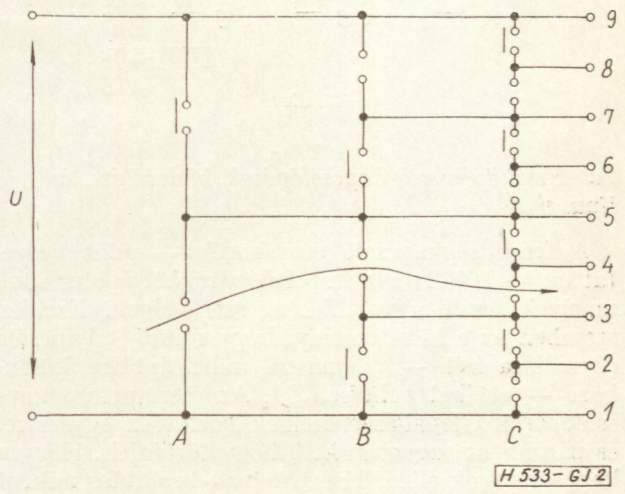
A hálózat kétállapotú kapcsolópárokból épül fel, amelyekből az *A* függőlegesben egy, a *B*-ben kettő és a *C*-ben négyet helyeztünk el. A kétállapotú kapcsolópárokat az jellemzi, hogy közülük egyszer az egyik, egyszer a másik tekinthető rövidzárnak, ill. szakadásnak. A rajzolt helyzetben, az összetartozó párok közül, mindhárom oszlopban a felsőket tekintve rövidzárban levőnek — erre utal a kérdéses kapcsolók mellé rajzolt vonalka — az *U* feszültség, a szomszédos kimenetek közül, az *1—2* pontokon mérhető. A nyíl útja mutatja az *U* feszültség „haladási" irányát.

Ha a *B* függőlegesben a 2. ábra szerint felcseréljük a kapcsolópárok kontaktusainak állapotát, az *U* feszültség a *3—4* pontok között fog megjelenni, illetve, a rövidzárban levő *1—2—3* és a *4—5—6—7—8—9* pontok között. Végeredményben tehát a feszültség a szakadást mutató kapcsolók mentén halad végig úgy, hogy az alatta és fölötte levő valamennyi kimeneten, a bemeneti oldalon hozzákötött ármaforrás pólusa jelenik meg. — Az áramforrás természetesen mind egyen-, mind váltakozóáramú lehet.

Az egyes kapcsolópárok ellenállásuk arányában osztják a hálózatban előttük álló kapcsolópáron át



1. ábra



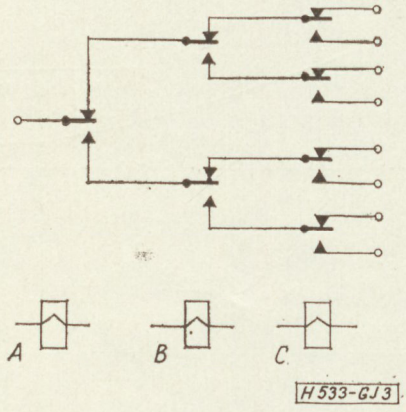
2. ábra

rájuk jutó feszültséget. Eképpen a kimeneti ponton megjelenő feszültség egyre kisebb lesz a hálózatban keletkező feszültségesések következtében. Változatlanul fennáll azonban, hogy a kimeneti pontokon az IGEN és NEM jeleknek megfelelő feszültségek aránya ugyanaz marad, mint bármelyik közbeeső kapcsolópáron.

A mondottakkal összefüggésben a feszültségkapcsoló hálózatok eseményének kifejezésére olyan elektronikus áramkör lesz alkalmas, amely működik a minimális jelfeszültségre, de nem működik a maximális maradék (zaj)-feszültségre. Attól függően, hogy ez a kívánság mennyire teljesíthető, képezhetők több, kevesebb kapcsolópárt magukbafoglaló logikai hálózatok.

A bemutatott áramkör faáramkör, mely a feszültséget az ismert logikai faáramkörök mintájára 8 különböző helyen tudja megjelentetni attól függően, hogy a három függőleges mentén összetartozó kapcsolópárok, a két lehetséges állapot közül, éppen melyikben vannak.

A 3. ábrán jelfogóérintkezőkből kialakított faáramkört állítottunk a 2. ábrabeli elrendezéssel szemben. Ez tipikus áramkapcsoló hálózat, amely a jelfogók állapotától függően a bemenet és valamelyik kimeneti pólus között alakítja ki az áram útját. A szóban forgó két hálózat különben a logikai kapcsolási lehetőségeket tekintve teljesen egyenértékű, azaz az áram, illetve feszültségkapcsoló rendszerben egymás megfelelői.



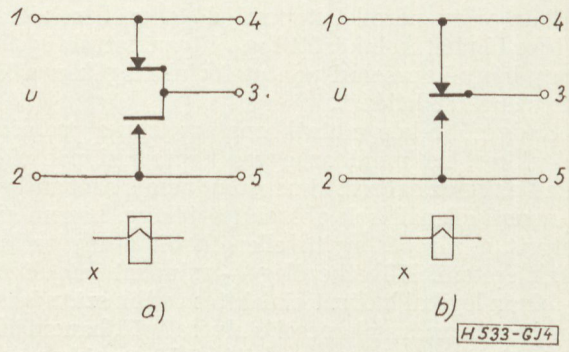
3. ábra

2.2 Feszültségosztó kapcsolópárok kialakítása és típusai

A feszültségkapcsoló áramkörök — mint bemutattuk — kétállapotú kapcsolópárokból épülnek fel, amelyek feszültségosztókként szerepelnek. Ezekkel szemben az a követelmény, hogy mindkét kapcsoló ellenállása két — egymástól minél jobban különböző — értéket vehessen fel. Az összetartozó kapcsolópárok ellenállásértékeinek beállítása egyszerre, és páronként azonosan kell, hogy történjék. Hogy a kapcsolópárok ellenállásértékeinek beállítása miként megy végbe, az az alkalmazott kapcsolóelemektől függ.

2.2.1 Jelfogórugókból kialakított feszültségosztó kapcsolópár

A feszültségosztó kapcsolópároknak legegyszerűbb és legáttekinthetőbb változata az elektromechanikus jelfogó munka és nyugalmi rugójából kialakított érintkezőpár (4*a* ábra), azaz egy váltó (morze) rugócsoport (4*b* ábra).



4. ábra

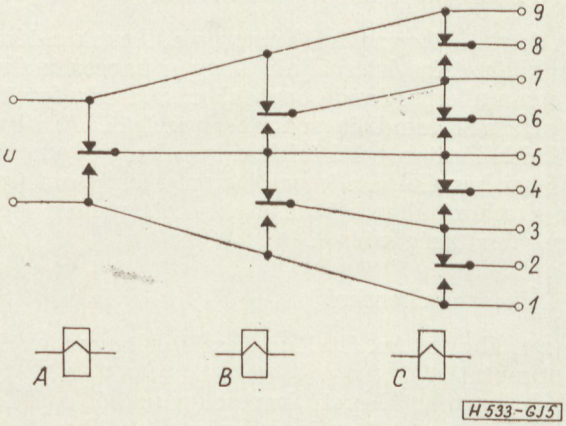
Az *1—2* pontokra kapcsolt *U* feszültség az *X* jelfogó nyugalmi állapotában a *3—5*, meghúzott állapotában pedig a *3—4* pontok között nyerhető.

Az 1. ábrán bemutatott feszültségkapcsoló faáramkör jelfogó kontaktusokból felépítve az 5. ábra szerint alakul.

Az *A—B—C* jelfogók állapotai szerint a bemenetre adott feszültség a kimeneti oldalon 8 különböző helyen érzékelhető. A feszültség mindig egyetlen kimenetpáron mutatkozik, s mind az efölött, mind az ezalatt levők rövidzárban vannak. Amidőn pl. *A—B—C—* állapotát a 0—1—1 kombináció írja le, az *U* a *4—5* pontok között mérhető, s ez *1—2—3—4*, illetve *5—6—7—8—9* pontok rövidzárban vannak.

A jelfogós feszültségkapcsoló áramkörökben gyakorlatilag is teljesül az a követelmény, hogy a feszültségosztó kapcsolópárokban az ellenállás két, egymástól igen távoleső érték között változzék. Amidőn az osztó alsó felén szakadás mutatkozik, nullfeszültség esik az osztó felső felére és megfordítva.

Nem ilyen ideális a helyzet más kapcsolóelemek alkalmazása esetén. E célra olyan elemek jöhetnek szóba, amelyekkel mind egyetlen kapcsolópár, mind



5. ábra

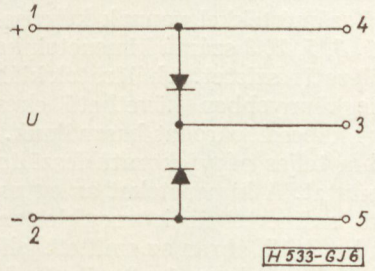
azoknak egyidejű működésre alkalmas, kisebb-nagyobb csoportja, összeállítható. n számú feszültségosztó kapcsolópárt magábafoglaló egységben biztosítani kell valamennyi osztó egyidejű átállítását egyik állapotból a másikba.

2.2.2 Félvezetőkből alkotott feszültségosztó kapcsolópár

A 6. ábra félvezető diódákból összeállított feszültségosztó párt mutat. Az U feszültség a felrajzolt polaritásban a *3*—*5* pontok között mérhető, s akkor jelenik meg a *3*—*4* ponton, ha a polaritásokat felcseréljük.

Abban az értelemben tehát, amelyben feszültségosztó kapcsolópárokról eddig beszéltünk, a diódákból összeállított osztó nem jöhet szóba. Nincs ugyanis mód arra, hogy az osztó elemeinek vezetési és zárási irányát, azaz ellenállását — az adott kapcsolást nem érintő — külső beavatkozással megváltoztathassuk.

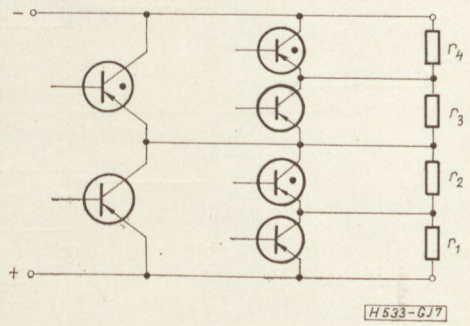
Gyakorlati célokra való alkalmassága mégis fennforog olyan esetben, amidőn az áramkörbe betáplált feszültség polaritásának megváltoztatásával élhetünk. Pl. már a 6. ábrán szereplő egyszerű kapcsolópár is alkalmas arra, hogy a telefontechnikában megoldjon olyan feladatot, amelyben közös vezetékpáron két készülék szelektív beszédkapcsolatát kívánják megvalósítani. Más szóval, a nálunk is alkalmazott ikervonal rendszerben, a központokban kétféle polaritás biztosítása mellett, egyik vagy másik keszülék kapcsolható a közös vonalra.



6. ábra

Gyakorlatilag kevésbé jöhet szóba, de elvileg tökéletesnek mutatkozik a tranzisztorokból összeállított osztópár feszültségkapcsoló áramkör céljára. Nehézség a bázis-emitter közötti nyitóáram létrehozásában van. (Az egy csoportba tartozó kapcsolópárok átállítása legkönnyebben külön telepekkel oldható meg.)

A 7. ábrán a ponttal jelölt tranzisztorok vezetnek. Az elegendő nagyra választott r_1—r_4 ellenállások



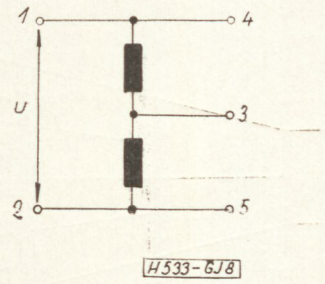
7. ábra

a vezetésben levő tranzisztorok emitter-kollektor láncába kapcsolódva nyújtják sarkaikon az U feszülséget. A két tranzisztorcsoport állapotán múlik, hogy a feszültség melyik ellenálláson jelenik meg.

2.2.3 Induktív feszültségosztó kapcsolópár

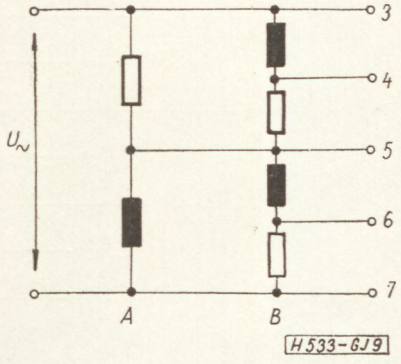
Nagy gyakorlati jelentőséget tulajdoníthatunk a mágneses elemekből készített feszültségosztó kapcsolópároknak. Egy vasmagos tekercs impedanciája az induktív komponens változtatása által már elegendő mértékben változtatható ahhoz, hogy belőle a gyakorlatban jól felhasználható osztópárt képezhessünk. A feszültségforrásnak ez esetben természetesen váltakozóáramú generátornak kell lennie.

A 8. ábra induktív feszültségosztó kapcsolópárt mutat. Az egyes vasmagos tekercsek induktivitását azáltal változtatjuk, hogy a vasmagot egy e célból rászerelt második tekercs áramával telítésig mágnesezzük.



8. ábra

A telítésig mágnesezett tekercs impedanciája elvileg tiszta ohmos lesz. A tekercspár impedanciájában ily módon a gyakorlatban körülbelül 2—3 nagyságrendnyi különbség érhető el. Egy A—B változókat tartalmazó feszültségkapcsoló áramkör, az ohmos ellenállások és imepedanciák szabványos jelölése mellett, a 9. ábrán bemutatott kapcsolásban vizsgálható.



9. ábra

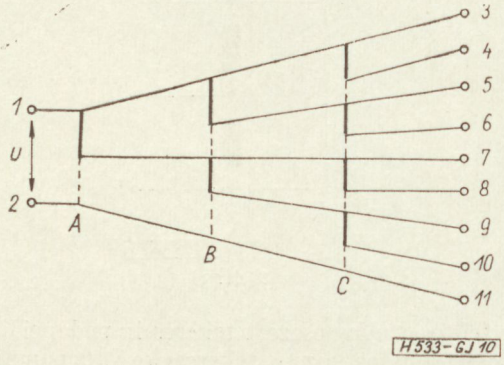
Az U váltófeszültség a *5*—*6* kiemeneti pontok között mérhető, lévén, hogy a B osztópárok beállítása az A-val ellentétes értelmű.

2.3 Az általános feszültségkapcsoló hálózat főbb jellemzői

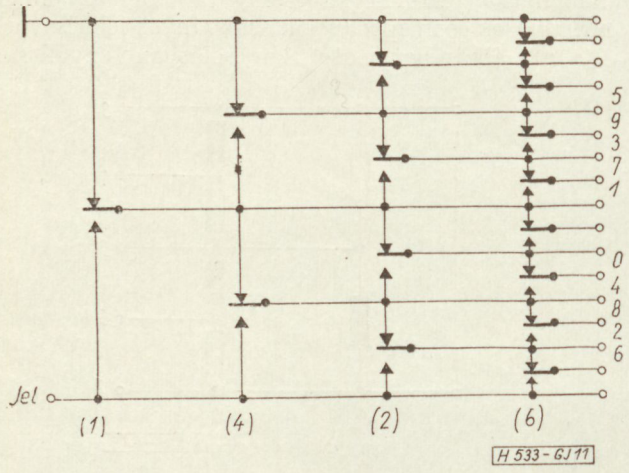
Feszültségkapcsoló logikai hálózatok viselkedése lényegében független a benne helyetfoglaló feszültségosztó kapcsolópárok megválasztásától. Célszerűnek

látszik ez okból — még a részletekbe menő analízist megelőzően — általános tulajdonságok szempontjából vizsgálni ezeket a hálózatokat.

Vezessük be a kapcsolópárok jelölésére a 10. ábrán bemutatott vonalas elrendezést. Jelölje a vastag vonal alapállapotban az osztópár kis ellenállású (rövidzárat adó), a szaggatott vonal pedig a nagy ellenállású (szakadást mutató) felét. A 10. ábra így szimbolikusan tünteti fel a feszültségkapcsoló faáramkört. Háromfokozatúnak nevezzük ezt az áramkört azért, mert az osztópároknak három, külön-külön együttműködő csoportjára van felépítve. Teljes háromfokozatú feszültségkapcsoló áramkörnek nevezzük továbbá azért, mert a három osztópárcsoportnak összes lehetséges állapotában (kombinációjában) jelentkező esemény kimuatható a 3—11. kimenetek között. Ez a teljesség csak a faáramkörökben áll fenn, másutt csak kisebb-nagyobb mértékben, azaz általában csak részleges kiépítésű feszültségkapcsoló áramkörökről beszélhetünk.



10. ábra



11. ábra

Az áramkör valamely állapotában bekövetkező esemény jelzésére alkalmas érzékelő szervet (pl. jelfogót, lámpát) a kapcsolt két kimeneti pólus közé kell kötni. A kérdéses kimeneti póluspár felső tagján az áramforrás *1* sarka, az alsón a *2* sarka jelenik meg. A hálózat ebből a szempontból kétsarkúnak nevezhető. Ha az áramforrás *1* sarkát földeljük, s a *2* lesz az a pólus, amely a jelfeszültséget szolgáltatja, változatlanul megmarad a hálózat kétsarkú tulajdonsága, hiszen az áramforrás földelt sarka is logikailag kötött úton jut a kimeneti pontpár egyikére. Más szóval nem lenne elegendő az esemény érzékelésére azt az egyik kimenetet felhasználni, amely pl. a jelfeszültséget — röviden: jelet — közvetíti. (A feszültségkapcsoló hálózatnak erre a tulajdonságára a 2. ábra kapcsán is rámutattunk.)

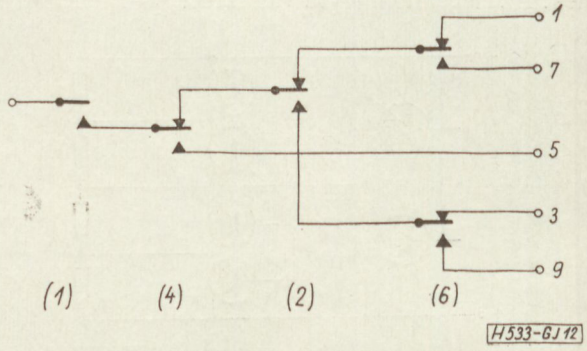
A jelfogós érintkező hálózatok mind egysarkúak. Épp e tulajdonság alapján nevezhetjük őket áramkapcsoló hálózatoknak. Kétségtelen, hogy az egysarkú hálózatok áttekinthetőbbek és könnyebben is kezelhetőek, s a formális tervezési eljárások is ezekre a tulajdonságokra vannak felépítve. Minthogy pedig a feszültségkapcsoló hálózatokat illetően alapvető célkitűzés az áramkapcsoló hálózatokkal való szoros kapcsolat megőrzése, elkerülhetetlenül szükséges ezek körében is az egysarkú elrendezést kialakítani.

Az egysarkú hálózatok érdekében az eredeti kétsarkú rendszernek abból a tulajdonságából kell kiindulni, hogy minden kapcsolási ponton (kapcsolópáron) teljesülnie kell annak a feltételnek, hogy ott vagy a jel, vagy föld jelenjék meg. A probléma fontosságára tekintettel kövessük az eljárás menetét egy — a jelfogós kapcsolástechnikában jól ismert — logikai áramkör megvalósítása kapcsán.

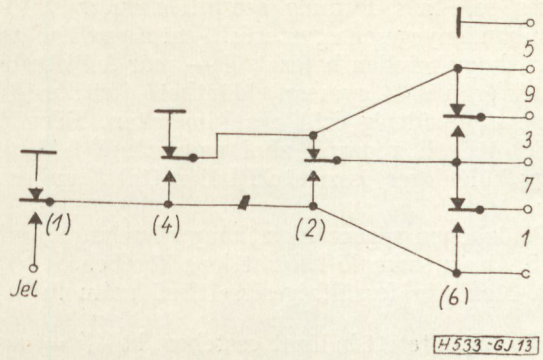
Telefonközpontok jelfogós regisztereiben általános az információnak (számjegyeknek) kombinációs jelfogóláncokkal való feljegyzése. Emellett ugyancsak általános az additív tulajdonság biztosítása. Most a tényleges megoldástól függetlenül, négy jelfogóra épülő érintkező hálózatból — ahol a jelfogók sorban 1—4—2—6 számértékkel vannak képviselve — vizsgáljuk az *1*, *3*, *5*, *7*, *9* számú kimenetek kapcsolására szolgáló hálózati részletet. A hálózatok kialakításában — mint legkönnyebben követhető elrendezést — mechanikus kapcsolópárokat használunk.

A 11. ábra teljes négyfokozatú feszültségkapcsoló hálózatot mutat. A kimeneteket az egyes fokozatok feltüntetett számértékeinek megfelelően, additíve számoztuk be. A 12. ábrán az említett jelfogós áramkapcsoló számláncnak az *1—3—5—7—9* kimenetek kapcsolására szolgáló kontaktusait tüntettük fel. A 13. ábrán a teljes négyfokozatú feszültségkapcsoló áramkörnek azt a részletét emeltük ki, amely betölti a 12. ábra szerinti áramkapcsoló hálózat szerepét.

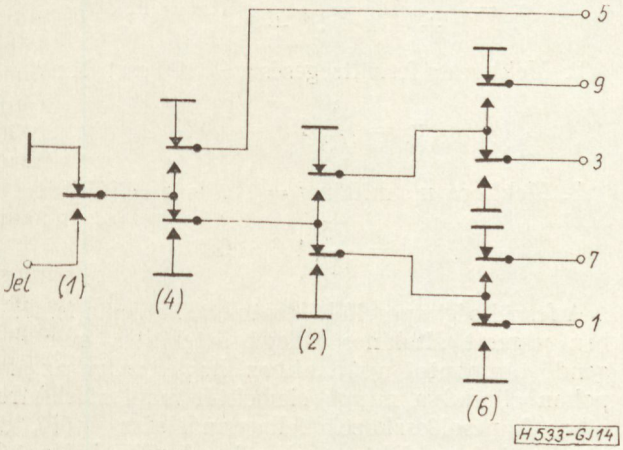
A 13. ábrán pl. a 3-as számjegy feljegyzésére szolgáló kimeneti pontpár alsó pontjára a jelfeszültség kapcsolódik az *1* és *2* számú jelfogók révén, a felsőre pedig föld, a *6* és *4* jelfogó révén. A 14. ábrán az



12. ábra



13. ábra



14. ábra

ennek megfelelő logikai úton valósítottuk meg a 3, s ehhez hasonlóan a többi kimenet kapcsolását. Figyelemre méltó, hogy a hálózat ebben a formájában legjobban a 12. ábrabeli áramkapcsoló hálózathoz hasonlít. Törvényszerűen jelentkezik az az összefüggés, hogy az áramkapcsoló hálózat munka (nyugalmi) érintkezőjének helyébe a feszültség kapcsoló hálózatban morze, a morze érintkező helyébe pedig két morze rugócsoport kerül. Ez a megfigyelés nagy segítséget jelent valamely konkrét tervezésnek olyan szakaszában, amidőn áramkapcsoló hálózatot alakítunk át feszültségkapcsoló hálózattá.

Vizsgálnunk kell az általános elrendezést abból a szempontból, hogy milyen mértékben lehetséges a jeleknek oda-vissza irányban való küldése. Az áramkapcsoló hálózatokban ezen lehetőség eleve adott. A feszültségkapcsoló hálózat azonban ettől eltérően viselkedik. Kétsarkú rendszer esetén pl. az a helyzet áll fenn, hogy amelyik kimeneti pontpár nincs a bemeneti pontpárral kapcsolatban, rövidzárban van. Egysarkú rendszerben pedig: ha nincs jel a kimeneten, föld van rajta. Egyik változatban sem engedhető meg tehát a hálózatnak olyan célra való felhasználása, hogy valamelyik kimenetére egy külső áramkörből kerülő feszültséget — távbeszélőtechnikai kifejezéssel élve — a változók valamelyik kombinációja révén azonosítsa. A kimenetre adott feszültség ugyanis rövidzárra kerül mindig, kivéve azt az egy állapotot, amelyben a kimenet éppen össze van kötve a bemenettel.

2.4 Feszülségesés a feszültségkapcsoló hálózatokon

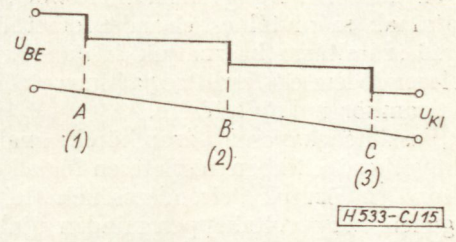
Sajátságosan új problémát jelent a logikai hálózatok körében a feszültségesés számítása. Az áramkapcsoló hálózatban nem találjuk ennek megfelelőjét, más — elektronikus — logikai rendszerekben pedig egész más számítások tartoznak a méretezés kérdéseihez. Különös módon, még legjobban, az erősáramú fogyasztói elosztó hálózatok méretezési eljárására emlékeztet.

A probléma bemutatására ragadjunk ki az általános hálózatból egy kapcsolási utat: egy egyszerű kétsarkú hálózatot (15. ábra). A három (A—B—C) változónak egy-egy kapcsoló párja az ábrázolt szimbolikus jelölés szerinti állapotában U_{ki} feszültséget hozza létre a hálózat kimenetén. Ha a kapcsolópárok kis és nagy ellenállásértékeit az impedanciák alapján vesszük számításba, a vizsgált hálózat, részleteiben a 16. ábra szerint alakul. A kapcsolópárokon előállítható kis és nagy impedanciák értékeit Z_k, illetőleg Z_n-nel, ezek arányát: a $\frac{Z_n}{Z_k}$ értékét pedig a-val jelöltük. Feltételezve, hogy a kimenetről meghajtandó áramkör nagy bemenő ellenállású a 16. ábra jelöléseivel:

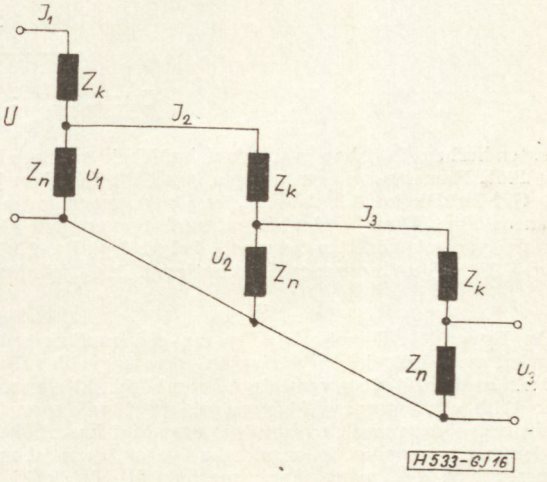
$$U_3 = U_2 - I_3 Z_k = U_1 - I_2 Z_k - I_3 Z_k =$$
$$= U - (I_1 Z_k + I_2 Z_k + I_3 Z_k)$$

Ha a elegendő nagy — márpedig logikai kapcsolás céljára ez mindenképen követelmény — az áramokra nézve fennáll, hogy: $I_2 = 2I_3$ és $I_1 = 3I_3$. Ezek alapján:

$$U_3 = U - (3I_3 Z_k + 2I_3 Z_k + I_3 Z_k)$$



15. ábra



16. ábra

A bemenő és kimenő feszültségekről beszélve általában írható:

$$U_{ki} = U_{be} - \sum_{n=1}^{f} nIZ_k, \text{ ahol}$$

I egy feszültségosztó kapcsolópár által felvett áram értéke, f pedig a tárgyalt konkrét kapcsolásban a sorbakapcsolt fokozatok száma.

U_{be} értékét az áramokkal és impedanciákkal kifejezve az f fokozatú áramkörre fennáll:

$$U_{ki} = IZ_n + fIZ_k - \sum_{n=1}^{f} nIZ_k =$$

$$aIZ_k + fIZ_k - \sum_{n=1}^{f} nIZ_k = aIZ_k - \sum_{n=1}^{f-1} nIZ_k$$

Végeredményben:

$$U_{ki} = IZ_k\left(a - \sum_{n=1}^{f-1} n\right)$$

A feszültségesés értéke:

$$U_e = U_{be} - U_{ki} = IZ_k \sum_{n=1}^{f} n$$

A százalékos feszültségesés értéke:

$$u_e = \frac{U_{be} - U_{ki}}{U_{be}} 100 = \frac{U_e}{U_{be}} 100 =$$

$$= \frac{IZ_k \sum_{n=1}^{f} n}{IZ_k(a+f)} 100 = \frac{\sum_{n=1}^{f} n}{a+f} 100\%$$

A kimenő feszültségre (U_{ki}), a feszültségesésre (U_e) és a százalékos feszültségesésre (u_e) nyert értékek közül az utóbbi a legfigyelemreméltóbb. A hálózat fokozatainak számától és elrendeződésétől függően ellenőrző számításra használjuk fel, annak eldöntésére, elegendő lesz-e a feszültség a kimenetről meghajtandó áramkör működtetésére.

A „Feszültségkapcsoló áramkörök analízise" c. soronkövetkező cikkben részletesen foglalkozunk az idetartozó hálózatok elrendezésének kérdéseivel. Kétségtelen, hogy voltaképpen minden újabb elrendezés más-más formula szerinti ellenőrzést kíván, azonban lényegesen egyszerűsíti ezt a problémát az a tény, hogy minden hálózatról — már felületes áttekintés árán is — gyorsan eldönthető, kritikussá válhat-e a feszültség értéke a kimeneten. Ellenőrzést csak ott kell végezni, ahol nagyszámú fokozattal, vagy különleges összetételű hálózattal állunk szemben.

Példaképen végezzünk néhány ellenőrző számítást a 15. ábrán szereplő hálózattípus körében.

1. Mekkora feszültségeséssel kell számolni a 15. ábrán feltüntetett hálózat esetében, ha $\frac{Z_n}{Z_k} = a = 50$.

$$u_e = \frac{\sum_{n=1}^{f} n}{a+f} 10^2 = \frac{6}{50+3} 10^2 = 11{,}3\%$$

2. Mekkora a feszültségesés $a = 100$ esetében?

$$u_e = \frac{6}{103} 10^2 = 5{,}8\%$$

3. Mekkora u_e, midőn $f = 10$, és $a = 100$?

$$u_e = \frac{55}{110} 10^2 = 50\%$$

A feszültségkapcsoló hálózatokat illetően a fentiekben végzett általános jellegű áttekintés már elegendő támpontot nyújt ahhoz, hogy ezeken az alapokon elindulva mozgó elemektől mentes, elektronikus kapcsolóeszközök felhasználására épülő, de ugyanakkor az elektromechanikus logikai hálózatok kapcsolási elveihez igazodó rendszert részleteiben is kidolgozzunk. Megállapítottuk, hogy a feszültségkapcsoló hálózat, tulajdonságánál fogva, egyes kapcsolási pontjain a döntéseket az ott elhelyezett kapcsolóelemek nyugalmi és munkaállapotbeli ellenállásának arányával juttatja kifejezésre. Felismerhető, hogy határozott, s technikailag jól realizálható döntések hozhatók létre már olyan kapcsolópárokkal is, amelyeknek a nyugalmi és munkaállapotbeli ellenállása egymástól mindössze 1—2 nagyságrenddel különbözik.

SZEMLE

Összeállította: VÁSÁRHELYI PÁL

Szeptemberben Párisban a telefonkészülékek száma eléri a 2 milliót, Franciaországban pedig a 6 milliót. Párisban jelenleg 47 készülék jut 100 lakosra, és jövőre meghaladja ez a szám az 50-et. Páris telefonhálózat sűrűség szempontjából az európai városok között a harmadik helyet foglalja el. (Moniteur Officiel du Commerce International, 1965. június 30.)

*

Az Egyesült Államokban, főleg az elektronikus számítógépeket gyártó cégek igénye alapján egyre nagyobb súlyt fektetnek a többrétegű nyomtatott áramkörök kifejlesztésére. Már több olyan kapcsolási egységet gyártanak sorozatban, mely négy összepréselt nyomtatott áramköri lemezből áll, és 10 lemezes egységeket is forgalomba hoztak, de most már 20 lemezes egységek gyártásának megoldását tűzték ki célul. (Funktechnik 1965. 4. sz.)

Az USA-ból származó jelentések szerint kísérletet tesznek arra, hogy színes televízióvevőt 125 dolláros nagykereskedelmi és 200 dolláros kiskereskedelmi áron hozzanak forgalomba. Az alacsony árat oly módon kívánják biztosítani, hogy 4 miniatűr katódsugárcsövet használnak fel, melyek az egy-egy alapszínnek megfelelő, illetve a fekete-fehér képet Schmidt-optikán keresztül kisméretű vetítő ernyőre vetítik. A rendszert 1962-ben Owen Harris angol mérnök szabadalmaztatta. A találmányt az amerikai Harries Electronics Inc. cég kívánja megvalósítani. A jelentést óvatosan kell értékelni mivel újból és újból szárnyra kapnak hasonló tervek, anélkül, hogy széles körű gyakorlati megoldást nyernének. Mivel azonban Japánban is folynak ilyen jellegű kísérletek, számítani kell arra, hogy előbb-utóbb valóban megjelennek a piacon hasonló, rendkívül olcsó televízióvevők. (Funktechnik, 1965. 4. szám p. 115.)

DR. VALKÓ IVÁN PÉTER,
a műszaki tudományok doktora, Budapesti Műszaki Egyetem

Integrált szilárdtest áramkörök

ETO 621.382.334:621.38.049.7—111

A mikroelektronikának több irányzata van. Ha eltekintünk azoktól a törekvésektől, amelyek egyszerűen a megszokott elektronikus alkatrészek lekicsinyítését célozták, főleg a mikromodul technológiát és az integrált technológiát kell megemlítenünk. A mikromodul technológiában az áramköröket külön elemekből állítják össze, az elemek mindegyike szabványos kerámia lapkára van szerelve. Az integrált technológiában viszont az áramkör megbonthatatlan fizikai egységet képez.

Az integrált technológián belül is különbséget teszünk a szigetelő alapú (vékony-réteg) áramkör és a félvezető alapú áramkör között.

Az előbbi kis üveg vagy kerámia lemezke, amely felületének különböző helyein egy vagy több fém, dielektrikum, vagy félvezető réteget hordoz (amelyeket többnyire párologtatással vittek fel). Ezek a rétegek képezik az áramköri elemeket és azok összeköttetéseit. Az utóbbi rendszerint szilícium lemezke, amelynek egyes helyein többször egymás után alkalmazott műveletekkel (diffúzió, epitaxia, párologtatás) állítják elő a különféle összetételű rétegeket, tehát áramköri elemeket és összeköttetéseket. Az „integrált szilárdtest áramkör" kifejezést rendszerint az utóbbira tartják fenn. Ezekben a rendszerekben az egyes áramköri funkciók helyét még meg lehet különböztetni, Kutatás alatt áll ezenkívül a „molekula elektronika" irányzata. Ennek célja a szilárdtest fizika új felismerései alapján olyan „funkcionális blokk"-ok kifejlesztése, amelyek egy teljes áramkörnek felelnek meg, anélkül, hogy bennük külön lehetne választani az áramkör egyes elemeinek részfunkcióit.

A mikromodul konstrukció és technológia már kiforrott rendszer, amelynek kifejlesztése az ötvenes évekre esett. A legutóbbi években új eredményekről beszámoló közlemény alig jelent meg.

Térfogat és súly szempontjából a mikromodul körülbelül egy nagyságrend javulást jelentett a hagyományos alkatrészekkel szemben; további egy nagyságrendre tehető a gyakorlatban a félvezető alapú integrált körökkel elérhető javulás.

A szükséges beruházási költségek a két rendszernél azonos nagyságrendben vannak, de a kész áramkör önköltsége, mikromodul rendszerben (kb. 50—100%-kal) nagyobbnak látszik.

Megbízhatóság szempontjából — mint alább látható — a félvezető alapú integrált technológia a legelőnyösebb.

A felhasználás szempontjából a mikromodul az univerzálisabb, mivel gyakorlatilag minden áramköri elem előállítható, míg integrált technológiában az induktivitásokkal és a nagyértékű passzív elemekkel nehézségek vannak. A mikromodulnál az alkatrészek változtatásának, tehát az áramkörök módosításának sincs akadálya. A mikromodul, valamint a vékonyréteges, továbbá a félvezetőalapú integrált technológia természetesen egymással is kombinálhatók.

Technológiai lépések

Az integrált áramkörök technológiájában a főbb lépések elvileg a következők: a hordozó alaplemez előkészítése, az áramköri elemek alakjának megfelelő geometriai minta készítése, ennek megfelelő áramköri elemek és köztük levő összeköttetések megvalósítása a hordozó lemezen, az áramkör tokozása és vizsgálata.

A gyakorlatban egy-egy nagyobb lemezen egyidejűleg sok egyforma áramkört hoznak létre és így a felsorolt lépések kiegészülnek a szétdarabolással.

Részleteikben a lépések természetesen különböznek aszerint, hogy a hordozó alap szigetelő vagy félvezető (szilícium) lemez-e.

A *szigetelő alapú* (vékony-réteg) technológiában az előkészítés célja minél tisztább és simább felület előállítása. Magukat a vékony rétegeket megfelelően kivágott maszkokon keresztül kell felvinni. Mivel több különböző anyagú réteg kerül a lemezre, áramkörönként több maszkra van szükség. Az egyes maszkokról először pontos, nagyméretű rajzokat készítenek az előzetesen megtervezett áramköri elrendezés alapján. Ezeket különleges fotokészülékkel erősen lekicsinyítik. Egy másik berendezés az egyes maszkmintákat annyi példányban ismételve fényképezi egymás mellé, ahányban ez szükséges. Végül a megsokszorozott mintáról fotomarással, esetleg mikroforgácsolással elkészítik a végleges méretben a gyártásban felhasznált fémmaszkokat.

Az egyes rétegeket rendszerint párologtatással viszik fel nagyvákuumban. Megfelelő hőmérsékletre hozzák a szigetelő alaplemezt, majd izzítással elpárologtatják a felviendő anyagot, amely a maszkon keresztül lerakódik a lemezre. Megfelelő berendezéssel művelet közben folyamatosan ellenőrzik és így szabályozzák a keletkező réteg vastagságát. A műveletet sorban megismételik a különböző maszkokkal és megfelelő anyagokkal; utoljára az összeköttetéseket viszik fel. E műveletsorok végrehajtásához (a maszkok, a tárgyak és az elpárologtatandó anyagok cseréjét is beleértve) automatákat fejlesztettek ki. A kész áramköröket feldarabolják (egy kör rendszerint 1 cm^2-nél kisebb), vizsgálják, és tokkal vagy védőréteggel, valamint kivezetésekkel látják el.

A *félvezető alapú* integrált áramkörök gyártásában különösen fontos a megfelelő tisztaságú szilíciumból készült vékony kiinduló tárcsa előkészítése. A munkamenetek között szerepel mechanikai csiszolás, elektrokémiai marás, vegyi és ultrahangos tisztítás. Egyes eljárásoknál a *p* típusú alapon megfelelő hőmérsékleten gőzfázisból *n* típusú epitaxiális réteget hoznak létre és a későbbi munkamenetben bediffundáltatott elhatároló csíkokkal bontják ezt a réteget különálló területekre, amelyek már a leendő tranzisztorok kollektorát vagy más áramköri elemek valamelyik zónáját fogják alkotni.

A maszkok készítése elvileg az előzőkben már

vázolt eljáráshoz hasonlóan történik, az optikai követelmények azonban még szigorúbbak, mert a lekicsinyítés még nagyobb mértékű. A végső eredmény egy negatív kép, amelyen keresztül a geometriai konfiguráció rámásolható az aláhelyezett tárcsára.

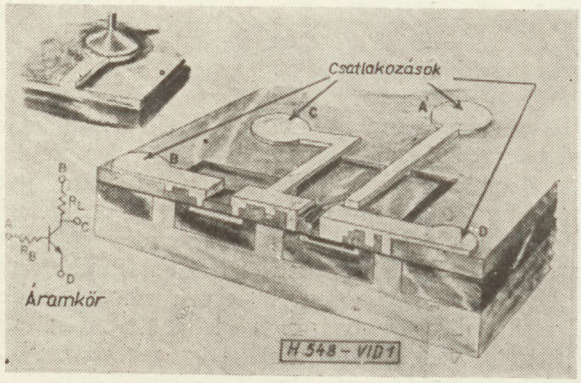
A félvezető tárcsát először is oxidálják, vagyis 1200 C-fokos oxidáló atmoszférának teszik ki. Így tömör SiO_2 bevonat keletkezik a lemez felületén. A felületet ezután fényérzékeny lakkal vonják be és a ráhelyezett maszkon keresztül ultraibolya fénnyel megvilágítják. A megvilágított részeken a lakk leoldható és megfelelő savval leoldható a szabaddá vált helyen az oxidréteg is. Ha most a lemezt újból magas hőmérsékletű kályhába helyezik és meghatározott ideig olyan atmoszférának teszik ki, amely előírt mennyiségben tartalmaz bizonyos elpárologtatott donor, illetve akceptor anyagot, a szennyezés a csupasz félvezetőfelületeken a lemezbe diffundál és ott megfelelő geometriájú és ellenállású zónákat hoz létre. A következő lépés: újabb oxidálás, amely újból egybefüggő tömör oxidréteget alakít ki. Erre azonban újból fényérzékeny lakk kerül és utána újból megvilágítás következik egy második maszkon keresztül.

Az eljárás háromszori megismétlésével végeredményben tranzisztorok három rétege kialakítható. Ha csak két réteget használunk fel, dióda és kapacitás, egyetlen réteggel pedig ellenállás nyerhető.

Az utolsó oxidálás után a leírt módon további maszk segítségével egyes pontokban lyukakat marnak az oxidrétegbe és így biztosítják a galvanikus érintkezést a félvezetőrétegekhez.

Ezután vákuumpárologtatási művelet következik az erre a célra készített maszkon keresztül. Ezzel állítják elő azokat az alumíniumcsíkokat, amelyek összeköttetéseket biztosítanak az áramkör elemei között, vagy a kivezetések felé. Ellenőrző vizsgálat és szétdarabolás után az egyes (néhány négyzetmilliméteres) lemezkéket tokba helyezik, kivezetésekkel látják el, majd a tokot lezárják. A felpárologtatott alumíniumréteg és a tokból kivezetett fémcsapok között vékony aranyhuzal biztosítja az összeköttetést; a kötést nem hegesztés, hanem termokompresszió (mérsékelten magas hőmérséklet és igen nagy nyomás egyidejű alkalmazása) hozza létre. Ezt tartják a legkényesebb műveletnek (1. ábra).

Az alkalmazott tok rendszerint módosított (6—10 kivezetéssel ellátott) TO5 tranzisztorok.



1. ábra

Az áramköri elemek

A technológiai lépések ismeretében megvizsgálható, hogy a leírt kétféle eljárással milyen áramköri elemek valósíthatók meg. Egyértelműen adódik az, hogy használható induktivitások így aligha készíthetőek. Ezzel szemben mindkét technológia alkalmas ellenállások és kapacitások előállítására.

Szigetelő alapon ellenállást rendszerint krómnikkel, ritkábban Ni-SiO fémkerámia (cermet) réteg felvitelével állítanak elő. Tetszés szerinti nagyságú négyzet szemközti élei között mérhető ellenállás Ni-Cr esetében kb. 300 Ω, Ni-SiO esetében az összetételtől függően 100—1000 Ω között változik. Nagy ellenállásérték keskeny hosszú csíkkal valósítható meg. A maszkon keresztül történő párologtatás pontossága (a hiba kb. $\pm 7{,}5$ μ), tehát a csík legkisebb szélessége is. Nagy ellenállás, még meander-alakú hajtogatással is, nagy felületet igényel. A gyakorlatban 10% tűréssel számolhatunk.

Félvezető alapon rendszerint a bázisréteggel egy menetben állítják elő az ellenállásokat, ami kb 200 Ω/□ értéket eredményez. A csíkok legkisebb szélessége 25 μ. Ebben az esetben a tolerancia $\pm 20\%$. A drágább alapanyag miatt itt jóval kisebb az igénybevehető felület és ezért néhány kΩ-nál nagyobb értéket ritkán valósítanak meg. A diffundált ellenállások az alaplemez felé jelentős kapacitással rendelkeznek.

A szigetelő alapú áramkörök párologtatott kapacitásaiba a dielektrikum rendszerint SiO, ami 500 pF/mm² elérését teszi lehetővé. Jóval nagyobb kapacitásokhoz lehet jutni TaO alkalmazásával.

Félvezető alapon kétféle módon valósítanak meg kapacitást: lezárt dióda kiürített rétegével (hátrányos a feszültségfüggő kapacitásérték), vagy pedig a könnyen növeszthető SiO_2 dielektrikumréteggel. Ezzel 200—600 pF/mm² valósítható meg.

Az induktivitások pótlására különféle műkapcsolásokat javasoltak, de ezek általában nem terjedtek el.

Az aktív elemek, tranzisztorok és diódák megvalósítása a félvezetőalapú technológiában egyszerűbb, mivel az amúgy is a planar tranzisztorok gyártásával azonos. Eltérést jelent azonban a különálló tranzisztorokhoz képest, hogy a kollektornak jelentős kapacitása van az alaplemez felé, továbbá, hogy a kollektoráram az elrendezés tetején halad át kis érintkezési felületen. Ennek folytán a soros kollektorellenállás jóval nagyobb, mint a hagyományos tranzisztoroknál. Az egy-egy tranzisztor részére igénybevett felület a maximális árammal arányos, de általában 150 × 150 μ nagyságrendjében van. Diódáknál a fő problémát az jelenti, hogy a két diódaréteg az alaplemezzel tranzisztort alkothat, amely az áramköri működését befolyásolja.

A hagyományos áramkörök mellett ebben a technológiában kombinált elemek is egyszerű módon készíthetők, például több emitteres tranzisztorok stb.

Egészen más a helyzet a szigetelő alapú áramkörökben. Itt még csak most foglalkoznak olyan aktív elemek kifejlesztésével, amelyek vékonyréteg technológiával gyárthatók. (Pl. párologtatott térvezérlésű tranzisztorok.) A kereskedelmi forgalomban eddig megjelent szigetelő alapú áramkörökben azonban az

integrált előállítás csak a passzív elemekre vonatkozik. Az aktív elemek hagyományos tranzisztorok vagy diódák, amelyeket — tokban vagy anélkül — külön csatlakoztatnak az áramkörökhöz.

Áramkörtervezési elvek

A vázolt lehetőségekből már kibontakoznak az áramkörtervezés általános elvei. Szigetelő alapú körökben az aktív elemek a költségesek, tehát inkább passzív elemeket alkalmaznak. Félvezető alapú körökben bőven alkalmaznak aktív elemeket és figyelemmel vannak arra, hogy a passzív elemek értéktűrése viszonylag nagy. Mindkét technológiában iparkodnak elkerülni a nagy ellenállás- és kapacitásértékeket. Induktivitásokat lehetőleg nem alkalmaznak. Ezek a szempontok általában leginkább a digitális körökben vehetők figyelembe.

A geometriai méreteket illetően a kicsinyítés lehetőségeit az egyes elemek mérete és az elemek sűrűsége korlátozza. Az egyes elemek mérete esetében az elvi határt a tűrés jelenti, a sűrűségnél pedig a hőelsugárzás, illetve hőelvezetés elégtelensége. Az elektromos teljesítmények csökkentésének a zajszint szab korlátot.

Általános módon vizsgálhatók az integrálás egyéb következményei is, pl. a nemkívánatos csatolások, valamint ezek csökkentése.

Áttérve most a lineáris (alakhű erősítő) áramkörökre, megállapítható, hogy itt az új technológia csak egyes, speciális esetekben, versenyképes (pl. hallásjavító készülékekben). Az irodalom főleg „hibrid", vagyis a kétféle technológia kombinálásával készült áramköröket ismertet.

Annál nagyobbak a félvezető alapú technológia előnyei digitális, pontosabban logikai körökben. Ezért a logikai körök tulajdonságai részletesebb vizsgálatot érdemelnek.

Az egyes logikai műveletek többé-kevésbé egyszerű alapáramkörökkel valósíthatók meg. A bonyolultabb feladatokat ezek kombinációi látják el. Az alapáramkörök felépítése többféle rendszer alapján történhetik meg. Egyes rendszerek inkább az egyedi alkatrészekből való felépítésnek, mások a vékonyréteg technológiának, ismét mások (amelyek főleg aktív elemeket tartalmaznak) a félvezető alapú integrált technológiának kedveznek.

A legelterjedtebb ilyen rendszerek: DCTL, DTL, TTL jelzéssel szerepelnek az irodalomban. A rendszerek összehasonlítását, kiértékelését és az áramkörök alkatrészigényét, valamint a főbb gyártó cégek által forgalomba hozott rendszerek megoszlását tanulmányozva, az derül ki, hogy az egyes nagyobb cégek termékei között azonosság még nem alakult ki, vagyis nem lehet általánosságban megjelölni a legjobban bevált logikai áramkör rendszereket. Az egyes megoldásokat nyilván különböző alkalmazási szempontok alapján választották ki.

A megbízhatóság

Korábban az elektronikus berendezésekben az aktív elem, az elektroncső volt a legkönnyebben meghibásodó alkatrész. A tranzisztorok elterjedésével és minőségi javulásával a passzív elemek megbízhatósága vált kritikusabbá. További fejlesztési eredmények után ma az a helyzet, hogy hagyományos felépítés és legjobb minőségű elemek mellett már az elemek közötti összeköttetések, tehát a forrasztások és kontaktusok felelősek a hibák többségéért. Az egyes meghibásodott alkatrészek vizsgálata pedig azt mutatja, hogy rendszerint azokat sem a belsejükben lejátszódó fizikai-kémiai folyamatok teszik tönkre, hanem saját belső érintkezéseik válnak hibássá.

Mivel a mikromodul rendszerben az összeköttetések száma nem kisebb, mint a hagyományos felépítésben, az azzal kombinált berendezések várható megbízhatósága elvileg nem jobb, mint az, amit jó minőségű hagyományos alkatrészekkel el lehet érni.

A félvezető alapú integrált áramkörökben ezzel szemben mintegy 1/3-ra csökken a szükséges összeköttetések száma és ezek nagyobb része is vákuumpárologtatással biztosított erős molekuláris kötés. Emellett a technológia lényegében kiküszöböli a felületen lejátszódó káros fizikai-kémiai folyamatokat is, hiszen főbb vonásaiban azonos a planar szilícium tranzisztorok (tehát az elektronika legmegbízhatóbb eszközei) bevált gyártási technológiájával.

Megvizsgálva a felsorolt — valamint egyéb — előnyöket és számbavéve az integrált szilárdtest áramköröknél még fennmaradó hibalehetőségeket, az adódik, hogy itt a legjobb minőségű hagyományos áramkörökhöz képest mintegy egy nagyságrendnyi javulás várható.

A fennmaradó hibaforrások között a termokompressziós kötések igénylik a legtöbb figyelmet. Ezért a részáramkörök egyesítése egyetlen félvezetőlemezen, egyetlen tokon belül, a megbízhatóságot növeli.

Konkrét számszerű adatokat a megbízhatóságról az irodalom csak a legutóbbi két évben közölt. Az adatok vizsgálatából kitűnik az igen gyors fejlődés: az új technológia gyermekbetegségeit leküzdve, ma már eljutott az elméletileg várható javuláshoz ($p < 1/10^7$ óra áramkörönként).

Érdekes tapasztalat, hogy az integrált szilárdtest áramkörökből álló rendszerekben a fellépő hibák arányszáma az idővel csökkenő tendenciát mutat. Ez szükségessé teszi az eddig szokásban volt megbízhatósági számítási módszerek megváltoztatását és új fogalmak bevezetését.

A hagyományos vizsgálati módszerek is felmondják a szolgálatot: az egyszerű statisztikus megfigyelések mellett előtérbe lép az egyes technológiai mozzanatokhoz tartozó hibaforrások tanulmányozása, az elméleti és gyakorlati módszerek kombinációja.

Egyéb szempontok

A műszaki szempontok után gazdaságossági szempontokat kell vizsgálnunk. A félvezető alapú integrált szilárdtest áramkörök gyártásbevezetése a szükséges fejlesztéssel együtt mintegy 1000 m^2 helyet igényel. Ennek a területnek jelentékeny része úgynevezett „tiszta helyiség", amelyben a levegőhőmérséklet, páratartalom, pormentesség stb. a legszigorúbban szabályozva van. A gyártóberendezések a technológia ismeretében könnyen felsorolhatók. Lényeges, hogy jóformán ugyanaz a gépsor

alkalmas a planar szilíciumtranzisztorok gyártására is. A különbség csupán annyi, hogy integrált körök esetében nagyobbak a követelmények a maszkok előállításához szükséges optikai berendezésekkel, valamint a késztermék minőségellenőrzéséhez szükséges automatikus mérőberendezésekkel szemben. Az erősen automatizált termelés meglepően kicsiny termelő létszámot igényel. Amerikai adatok a volumentől függően 30—40 főre teszik a létszámot. (Ehhez csatlakozik a fejlesztés és kutatás állandó igénye, minimálisan 30 fővel.) Hazai viszonyaink között is igen magas lenne az egy produktív dolgozóra jutó termelési érték.

Az önköltség a kinyerési százaléktól függ, amellett természetesen a termelési volumen is számít. A 25 mm átmérőjű szilíciumtárcsából kiindulva, 10% kinyerés látszik reálisnak, amely néhány év után 20%-ra emelkedhetik. A részletes önköltség-analízis szerint a népgazdaság már évi félmilliós gyártás esetében olyan jelentős megtakarításhoz jutna, amely a szükséges beruházási költségeket egy-két év alatt amortizálná.

Az elmondottak alapján következtethetünk az előttünk álló feladatokra. Ehhez mindenekelőtt az integrált áramkörök hazai szükségletét kell megbecsülni. Az kétségtelen, hogy digitális berendezésekben az integrált szilárdtest áramkörök bevezetése igen nagy előnyökkel jár, de a széleskörű bevezetés előfeltétele, hogy a felhasználó szakemberek elsajátítsák alkalmazásuk különleges módszereit. Ezen alapulnak a nyugati piac-becslések. Ezek szerint az USA-ban növekszik az elektronikus ipar teljes termelése, ezen belül növekszik az ipari és automatizálási elektronika aránya, amelyben nagy a digitális rendszerek szerepe. Ezekben 1975-ig egyre fokozódni fog az integrált körök alkalmazása. (Ezután kezdenek elterjedni a funkcionális blokkok.) Így pl. az 1970-ben gyártandó integrált áramkörök számát 150 millióra teszik.

Hazai eltérő viszonyainkra alkalmazva ezeket a szempontokat, azt állapíthatjuk meg, hogy máris jelentős szükséglettel állunk szemben, amely a 60-as évek végén többszázezres, a 70-es években milliós volumenű. Hazai gyártás esetében azonban egészen magasrendű szoros kooperációt kell kialakítani az áramkörgyártó és a beépítő vállalatok között, és ennek a kooperációnak a népgazdaság valamennyi ágára ki kell terjednie.

KÖNYVISMERTETÉSEK

A. Jellonek—Z. Karkowski: **Elektronikus mérőműszerek tervezése**

Műszaki Könyvkiadó, 1965. Ára: 55 Ft

A műszertervezésről és gyártásról sok szakcikk és könyv jelent már meg. A kérdés nagy fontosságára való tekintettel azonban szükségessé vált egy olyan mű kiadása is, amely összefoglalva, rendszerezve közli a legszükségesebb ismereteket. E célt tartották szem előtt a szerzők, könyvük megírásakor. A feladat sokrétűsége miatt nem törekedhettek teljességre, inkább csak az alapelvek ismertetésére szorítkoztak. Ezt tükrözi a könyv beosztása is: először a tervezés általános alapelveit, és a műszerekben felhasznált alkatrészeket ismertetik, majd részletesen tárgyalják az alkalmazásra kerülő tápegységeket, erősítőket, stabilizátorokat, oszcillátorokat, csillapítókat, osztókat, mérőegyenirányítókat (ez a fejezet Herpy Miklós munkája), és számlálókat. Végül a legfontosabb mérő- és számláló műszereket ismertetik, feltárva a műszerek fejlesztésének lehetőségeit. A lengyel jelölések és rajzjelek néhol eltérnek a hazai szakirodalomban használtaktól, ez azonban nem megy az érthetőség rovására. A könyv nagy hasznára szolgálhat minden műszertervezéssel és műszergyártással foglalkozó mérnök számára, de haszonnal forgathatják — elsősorban a műszerszakos — egyetemi hallgatók is. Az ismertetett anyag elsajátítását a szerzők kidolgozott példák közlésével könnyítik meg. A könyv félvászonkötésben, 430 oldal terjedelemben, részletes magyar nyelvű irodalom ajánlással kiegészítve jelent meg.

Andrejev—Kobak: **Szelektív erősítők kettős T szűrőkkel**

Műszaki Könyvkiadó, 1965. Ára: 11 Ft

A rádiótechnikában és elektronikában alkalmazott frekvenciaszelektív RC négypólusok közül a kettős T szűrőt kiemeli azon tulajdonsága, hogy átmenő földvezetéket tartalmaz, ezáltal különösen alkalmassá válik a műszerekben és egyéb berendezésekben való megépítésre. A kettős T szűrők elterjedését gátolta azonban, hogy mind ez ideig nem álltak rendelkezésre olyan képletek, amelyeknek a segítségével a méretezés pontosan elvégezhető lett volna: az elemek értékeit kísérletezéssel állapították meg. Az ebben a könyvben ismertetett új eredmények alapján minden kettős T hídat tartalmazó kapcsolás méretezése elvégezhető, valamint kézbentartható az áramköri elemek értéktoleranciájának a hatása a kapcsolás működésére. A szerzők részletesen ismertetik a kettős T szűrők felhasználási módjait a szelektív és sáverősítőkben. A könyvet, amely az „Új Technika" sorozatban, 136 oldal terjedelemben jelent meg, elsősorban a szűrőkkel és erősítőkkel foglalkozó mérnökök használhatják fel munkájukban.

Gy. Fodor, D. Sc. Eng.: **Laplace Transforms in Engineering**

Akadémiai Kiadó, Budapest, 1965.

Az olvasó 1962-ben kapta kézhez dr. Fodor György „A Laplace transzformáció műszaki alkalmazása" c. könyvét. (Műszaki Könyvkiadó, 1962.) A jelen kiadás azonban nem tekinthető az előbbi angol nyelvű fordításának, több annál. Nemcsak a problémák tárgyalása részletesebb, de a könyv számos új fejezettel is bővült.

Az első részben a természettudományok törvényszerűségeit, a klasszikus megoldási módszereket és az integrál transzformációkat tárgyalja. A következő három részben a Laplace-transzformáció szabályait, alkalmazási lehetőségeit ismerteti a mérnöki gyakorlatban számos, példával. A szerző a példákat a következő témakörökből vette: lengéstan, hálózatelmélet, négypólusláncok, elektromechanikus rendszerek, szabályozástechnika, differenciálegyenletek megoldásának különleges módszerei, mechanikai rezgések, termodinamika, folyadékok mechanikája, elosztott paraméterű hálózatok, elektromágneses hullámok, valamint nemlineáris, vagy változó együtthatós differenciál egyenletek. Az 5. és 6. részben a spektrummódszer, majd ezután a mintavevő rendszerekkel kapcsolatos Laplace-transzformációs módszerek, a 7. részben pedig a sztochasztikus folyamatok tárgyalására kerül sor. Végül a függelékben megtaláljuk a tárgyalás során felhasznált, függvények definícióját, azok értéktáblázatát, továbbá igen részletes Laplace-transzformációs táblázatot, és a visszatranszformálást megkönnyítő, parciális törtekre való bontást tartalmazó táblázatot találhatunk.

Mint a fentiekből is kitűnik a felvetett műszaki problémák nem csupán a matematikai módszereket illusztrálják, hanem a szerző célja elsősorban az azok megoldásához szükséges matematikai módszerek ismertetése, a Laplace-transzformáció széles körű alkalmazásával a mérnöki gyakorlat szolgálata. A kötet, amely igen szép kivitelben egészvászonkötésben, 758 oldalon jelent meg, világszerte nagy sikerre számíthat.

DR. KNAPP OSZKÁR,
a műszaki tudományok doktora

Elektronikai célokra alkalmas üvegek tulajdonságai

ETO 666.117:621.38

Azoknak az üvegeknek a tulajdonságait, amelyeket elektronikai célokra alkalmaznak, az utóbbi időkben igen behatóan vizsgálták és sok új jelenséget ismertek meg. Ezeknek a tulajdonságoknak az ismerete nemcsak az üvegtechnológust érdeklik, hanem a híradástechnikusokat is, mert enélkül problémáik megoldásánál nehézségekbe ütközhetnek. Az üvegtermékek ma már az elektronikai iparban speciális helyzetet foglalnak el és az elektromos energia felhasználása és átvitele céljából nélkülözhetetlen alkatrészekké lettek.

Az elektromágneses hullámok spektruma, mint ismeretes, igen széles terjedelmű és a nulla Hz frekvenciától a 10^{20} Hz frekvenciájú gamma sugarakig terjednek. Ennek a széles spektrumnak majdnem minden sávját felhasználják a mai elektromos iparban. Az üvegeket az ipar követelményei szerint négy csoportba lehet osztani. Az első csoport az elektromos szigetelőket foglalja magában, amelyek az elektromos áram áramlását megakadályozzák. A második csoportba tartoznak a sugárszűrő ablakok, amelyek bizonyos kiválasztott frekvenciasávot átengednek, másokat pedig elnyelnek. A harmadik csoportban találjuk az elektromos energiagyűjtőket, amelyek az elektromos energia nagy részét elektromos töltés vagy periodikus elektromos mező alakjában visszatartják. Végül az utolsó csoportba az elektronikai készülékek, mint elektroncsövek, diódák, tranzisztorok, egyenáramerősítők, televíziós képcsövek, villámbiztosítók átlátszó, légzáró burái.

Az üvegeket a felsorolt elektromos célokra azért használhatjuk fel, mert egyrészt fizikai és kémiai tulajdonságaik széles határok között változtathatóak, tehát a kívánt célra egy speciális tulajdonságú terméket lehet kiválasztani, másrészt, mert a kiválasztott termék tulajdonságait szoros tűrési határok között lehet tartani, és mert nyersanyagaik és gyártásuk aránylag kevéssé költségesek. Ezeknek a kedvező tulajdonságoknak a következtében a tudományos és ipari kutatás, valamint az ipar az üvegeket mind szélesebb körben alkalmazza.

Az üvegek leglényegesebb tulajdonsága az elektronika szempontjából azok dielektromos viselkedése. Gyakorlati felhasználás szempontjából természetesen más fizikai tulajdonságok is közrejátszanak, mint a mechanikai, termális és néha a vegyi tulajdonságok. Azt azonban, hogy milyen az elektromos mező és az abban levő üveg vagy kerámia kölcsönhatása, négy alapvető dielektromos tulajdonság, éspedig: a szigetelési ellenállás, a dielektromos állandó, a dielektromos erő és a veszteségi tényező szabja meg.

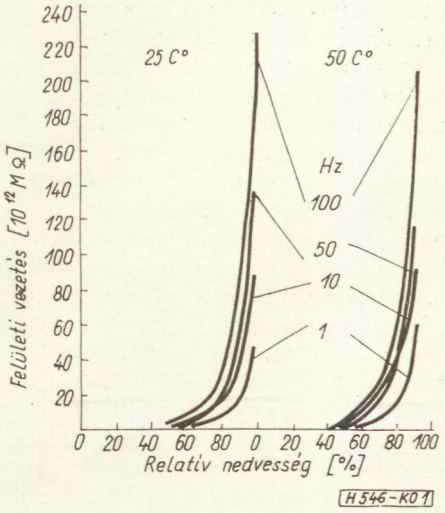
Ha egy dielektrikumot két különböző potenciálú elektróda közé helyezünk, azokon át csak csekély elektromos áram halad át. Ez az áram két főrészből tevődik össze, abból, ami a dielektrikum felületén és abból ami annak belsején, testén áramlik át. Tehát a R szigetelő ellenállást a felületi és a fajlagos ellenállás összege

$$R = \sigma + \varrho$$

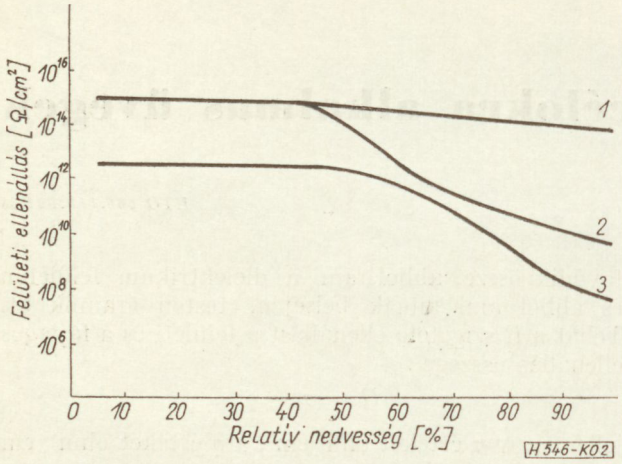
jellemzi. A σ értékét ohm/cm², a ϱ értékét ohm · cm egységgel mérjük.

Elektromos szigetelés tekintetében az üvegek felületi ellenállása az elsődleges tulajdonság, különösen akkor, ha a szigetelő nedves térbe kerül. A dielektrikum felületén egy nedves réteg rakódik le abszorpció útján, amely annál vastagabb, minél alkáligazdagabb a szigetelő anyaga. Előfordul azonban az is, hogy egy szigetelő felületén kisebb az ellenállás, mint annak belsejében. Ha az üveg vegyi ellenállása gyenge, annak felületi oldékony alkotórészei a felületi nedvesség rétegének vastagságát növeli és a vezetőképességet elősegíti. Ha a hőmérséklet 100 C°-on felüli, a felületi vezetés elenyésző, lehűlve azonban újabb nedvességréteg lerakódása folytán újra növekedik. Azt találták, hogy 25 C°-on 100%-os relatív nedvességű térben a vízréteg ellenállása 10^4 és 10^{16} ohm/cm² között váltakozik, az üveg összetétele szerint. Az 1. ábra 25 és 50 C°-on adja meg a felületi vezetés változását a frekvencia és relatív nedvesség függvényében.

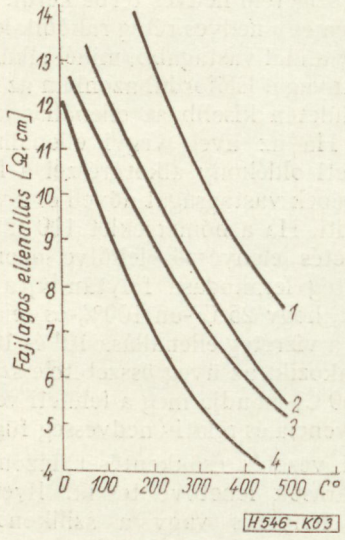
A felületi vezetés csökkentését bizonyos felületi kezelési eljárások lehetővé teszik. Ilyen eljárás a mechanikai fényezés vagy a szilikonos bevonás, amely utóbbinak a hatását a 2. ábra mutatja (1). Az ábra egy alkáligazdag (3) és egy alkáliszegény (2) üveg felületi ellenállásának csökkenését is mutatja a relatív nedvesség emelkedésével. Kis vezetőképességű



1. ábra. Felületi elektromos vezetés a relatív nedvesség függvényében különböző frekvenciákon és hőmérsékleteken



2. ábra. Felületi ellenállás a relatív nedvesség függvényében 1 — boroszilikátüveg szilikonos bevonással; 2 — boroszilikátüveg bevonás nélkül; 3 — nátronmészüveg



3. ábra. Felületi ellenállás a hőmérséklet függvényében 1 — kvarcüveg; 2 — ólomüveg; 3 — pyrex; 4 — magnéziaüveg

üveget kapunk, ha ólom-bizmut és óntartalmú üveget oxidáló atmoszférában olvasztunk és a formált üveget 250 és 600 C° között hidrogénáramban kezeljük.

A fajlagos vagy térfogatos ellenállás, amelyet az egységnyi úton az egységnyi feszültség okozta árammal mérünk, ionos természetű, az ionok vándorlása létesíti az áramot. Vezető szerepet a nátriumionok töltenek be. Változását a hőmérséklettel néhány üvegre vonatkozólag a 3. ábra szemlélteti. A fajlagos ellenállást több tényező befolyásolja. A bármily időben áthaladó áram nemcsak az uralkodó feszültségtől és hőmérséklettől függ, hanem az időtől is, amely eltelt a feszültség ráadásától, az előzetes elektromos hőmúlttól, a dielektrikum összetételétől és végül a dielektrikummal érintkező elektródák összetételétől is. Az áramerősség és az eltelt idő közötti összefüggést dielektomos abszorpciónak nevezik.

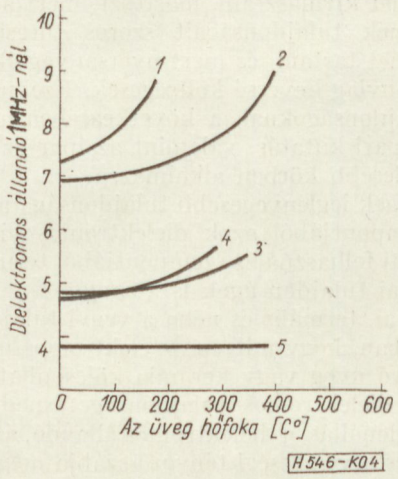
A dielektromos abszorpció, mint egy adalékos átmeneti áram többszörösen nagyobb, mint a végső vezetéses áram. Csökkenése a dielektrikum összetétele és hőmérséklete szerint több órát vesz igénybe, nagyobb hőmérsékleteken azonban rövid idő alatt eltűnik.

Az üvegek térfogatos ellenállása szobahőmérsékleten 10^8 és 10^{19} ohm · cm között van. Adott összetételű üveg térfogatos ellenállása állandó hőmérsékleten a hűtés és a jelenlevő optikai feszültségek szerint egy hármas tényezővel változhat. Feszültséges üveg térfogatos ellenállása kisebb, mint a jól hűtött, feszültségmentesé.

Növekedő hőmérséklettel az abnormális abszorpciós áramok aránylag rövid idő alatt eltűnnek és a méréseket nem befolyásolják. A végső, állandó érték elérése azonban tekintélyes időt igényel. A térfogatos ellenállás logaritmikus értéke és az abszolút hőmérséklet reciprok értéke között lineáris összefüggés van. Az olvasztás hőmérsékletén az ellenállás mintegy 50 ohm · cm értékre csökken és az üvegolvadék vezetőnek tekinthető.

A fajlagos ellenállás mérése igen bizonytalan és nehezen reprodukálható eredményeket szolgáltat szobahőmérsékleten. Ezért a mérést 250 és 350 C°-on szokásos elvégezni és a polarizáció kiküszöbölése céljából kis intenzitású áramot kell használni.

A dielektromos állandó egy adott kondenzátor kapacitásának viszonya, ha abban mint közbeeső szigetelő egyszer a vizsgált dielektrikum, másszor a dielektrikum nélküli vákuum van. Ez az érték üvegeknél 4 és 16 között változik. A dielektromos állandó szabja meg egy polarizált dielektrikumban az elektromos energia raktározásának mértékét. A dielektromos állandót szobahőmérsékleten egyenárammal mérik, az eredmények azonban változnak az alkalmazott potenciál és a töltés ideje szerint. A megfigyelt változások mértéke egy kálimészüvegnél 43%, ha a töltési idő 0,5 és 10 mp között változott. Igen kis hőmérsékleten, —75 C°-on a dielektromos állandó független a töltés idejétől. Ennél nagyobb hőmérsékleteken a dielektromos állandó nagymértékben nő a hőmérséklettel, annál inkább, minél nagyobb az üveg alkálitartalma. Néhány üvegre a dielektromos állandó és a hőmérséklet összefüggését a 4. ábrán látjuk. A frekvencia növekedésével a dielektromos állandó csekély mértékben csökken.



4. ábra. Dielektromos állandó a hőmérséklet függvényében 1 — ólomüveg; 2 — magnéziaüveg; 3 — nonex; 4 — pyrex; 5 — kvarcüveg

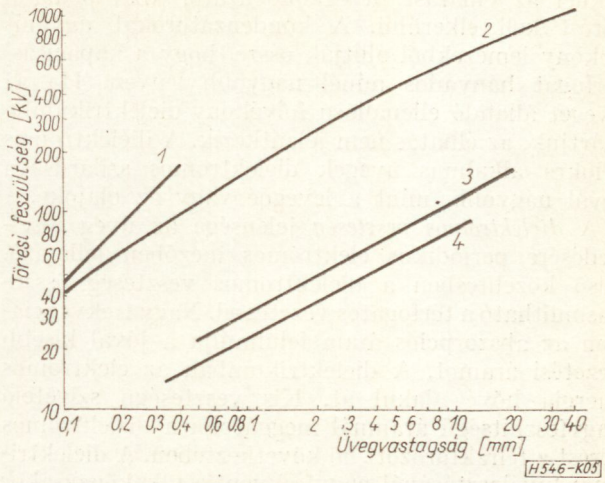
Amíg közepes intenzitású egyenáramú mezőben az üveg viselkedését annak ellenállása és dielektromos állandója szabja meg, azt, hogy milyen maximális feszültséggel terhelhetjük meg azt törés nélkül, a *dielektromos szilárdság* határozza meg. A dielektromos szilárdság mérése igen nehéz feladat. A szakirodalomban igen sokat foglalkoztak ennek a fizikai mechanizmusával, magyarázatára azonban ezideig megfelelő elméletet kidolgozni nem sikerült. Ezért a dielektrikumokat ugyanolyan körülmények között kell vizsgálni, mint amilyenek között azokat üzemileg használják.

Azt a feszültséggradienst, ami a dielektrikum mentén fellép, ha törés áll elő, az összetétel, a vastagság, a hőmérséklet és a vizsgálatnál használt elektródok alakja dönti el. Kis hőmérsékleteken, 300 C° alatt, nagy ólomtartalmú üvegek kisebb feszültségnél szenvednek elektronikai, *disruptív törést*, mint a nátronmészüvegek. Nagyobb hőmérsékleteken *termális törés* lép fel. Ólomüvegek termális törése nagyobb feszültségek hatására következik be, mint a nátronmészüvegeknél. Boroszilikátüvegek dielektromos szilárdsága nagy, mind kis, mind nagy hőmérsékleteken. Ugyancsak kitűnő dielektromos szilárdságú a kvarcüveg. Befolyásolja az üveg dielektromos szilárdságát annak vastagsága, éspedig fordított arányban. A 2 mm-nél vékonyabb üveg dielektromos szilárdsága a vastagsággal lineárisan, a vastagabb üvegé négyzetesen változik. 300 C° feletti hőmérsékleten a vastag üvegek kisebb feszültség hatására törnek el, mint a vékonyabbak. Ily hőmérsékleteken ugyanis a dielektromos veszteség növeli a hőmérsékletet, ami csökkenti a dielektromos szilárdságot, és ez a jelenség addig folytatódik, amíg az üveg eltörik. A dielektromos szilárdság növekedik, ha az üveg felülete fényezett. Élhatás felléptével azonban a fényezésnek nincs javító szerepe.

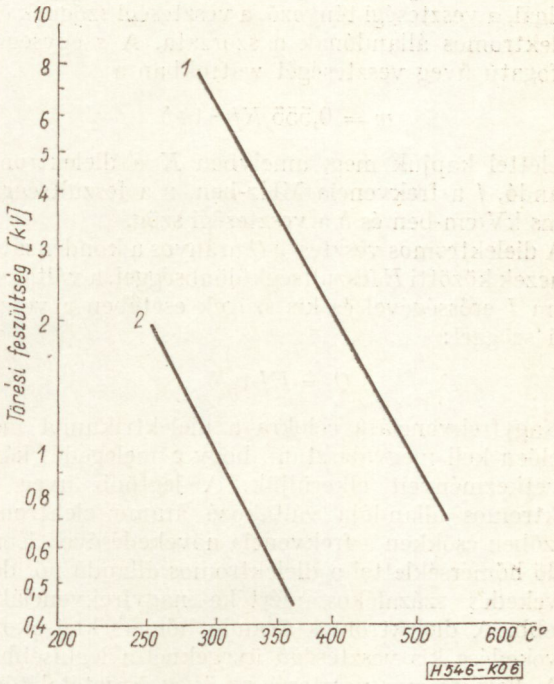
A hőmérséklet a dielektromos szilárdságot nagy mértékben befolyásolja. Kis hőmérsékleteken és kis frekvenciákon a belső, disruptív törés lép fel, amit ionizáció okoz. Tartós elektromos feszültség termális törést létesít. Az elektromos veszteségek a test belsejében hőmérsékletemelkedést okoznak, és növelik a veszteséget és a vezetést. Ha ez akkumuláló, halmozódó folyamat, instabilitást idéz elő, beáll a törés. Az áram a lokális részen megolvadást vagy párolgást hoz létre, végül pedig átlyukasztja a szigetelőt.

A dielektromos szilárdság és az ellenállás között disruptív törés esetén nincs összefüggés. Közömbös az is, hogy az áram egyenáram, kis frekvenciájú váltakozó áram, csúcs- vagy lökésszerű feszültség. Nagyobb, 300 C° feletti hőmérsékleteken akkor lép fel törés, ha a dielektromos veszteséggel és vezetéssel gerjesztett hő a környezet hőveszteségét felülmúlja és a hő nem tud kellőkép disszipálódni. A dielektromos törést az üveg vastagsága függvényében az 5. ábra, a hőmérséklet függvényében a 6. ábra adja meg.

A termális törést befolyásolja a feszültség időtartama, az áram ismételt ki- és bekapcsolása és az áram frekvenciája. Egy másodpercen belül a dielektromos szilárdság nem váltakozik, ezen az időn túl azonban annál jobban csökken, minél vastagabb



5. ábra. Törési feszültség az üveg vastagságának függvényében. 1 — nátronmészüveg; 2 — boroszilikátüveg; 3 — boroszilikátüveg szigetelő olajban impregnálva; 4 — nátronmészüveg szigetelő olajban impregnálva



6. ábra. Törési feszültség a hőmérséklet függvényében 1 — vycorüveg; 2 — pyrexüveg

az üveg. Szerepet játszik továbbá a környezet, miként ezt az 5. ábrán látjuk.

Az elektromos törést nagy mértékben befolyásolja az alkalmazott elektródák élhatása. Minthogy az elektromos mező nem egyenletes, hanem az elektródák élein nagyobb, a törés az él közelében áll be. Az élhatást elkerülhetjük oly módon, hogy az üveg az élzónában vastagabb, közepén pedig az elektródák között vékonyabb. Egy közepén 0,175 mm vastag üveg higanyelektródák között 50 Hz mellett —18 és +90 C° között 3800 kV/cm csúcsfeszültséggel vizsgálva állandó törési szilárdságot mutatott. A gyakorlatban azonban ily nagy értéket nem bírnak el, és a törési feszültség 150—1500 kV/cm. Szigete-

lőknél az élhatást, üvegkondenzátoroknál pedig a törést kell elkerülni. A kondenzátorokat ugyanis vékony lemezekből állítják össze, hogy a kapacitás/térfogat hányados minél nagyobb legyen. Ha az üveget állandó ellenállású folyékony-dielektrikumba mártjuk, az élhatás nem jelentkezik. A dielektromos célokra alkalmas üvegek dielektromos szilárdsága jóval nagyobb, mint a levegőé vagy az olajoké.

A *dielektromos veszteség* jelensége az üveg viselkedésére periodikus elektromos mezőben jellemző. Első közelítésben a dielektromos veszteség összehasonlítható a térfogatos vezetéssel. Nagy frekvenciákon az abszorpciós áram felülmúlja a jóval kisebb vezetési áramot. A dielektrikumban az elektromos energia hővé alakul át. Kis veszteségű szigetelő nagyfeszültségű áramnál meggátolja a dielektromos törést a felraktározott hő következtében. A dielektrikum kiválasztásánál nagyfrekvencia alkalmazásakor ismerni kell, hogy a betáplált energia hányadrésze fordítódik a szigetelő melegítésére és hogy a melegedés mennyire befolyásolja a rendszer működését.

Az az energia, amely a szigetelés melegítésére szolgál, a veszteségi tényező, a veszteségi szögnek és a dielektromos állandónak a szorzata. A z egységnyi térfogatú üveg veszteségét wattokban a

$$w = 0{,}555\, K f v^2 \operatorname{tg} \delta$$

képlettel kapjuk meg, amelyben K a dielektromos állandó, f a frekvencia MHz-ben, v a feszültséggradiens kV/cm-ben és δ a veszteségi szög.

A dielektromos veszteség Q arányos a kondenzátorlemezek közötti E feszültségkülönbséggel, a váltakozó áram I erősségével és kis szögek esetében a veszteségi szöggel:

$$Q = EI \operatorname{tg} \delta$$

Nagyfrekvenciájú célokra a dielektrikumot megfelelően kell megválasztani, hogy a melegedés káros következményeit elkerüljük. A legtöbb üveg dielektromos állandója váltakozó áramú elektromos mezőben csökken a frekvencia növekedésével. Emelkedő hőmérséklettel a dielektromos állandó nő, de a növekedés százalékos mértéke nagyfrekvenciákon kisebb. A dielektromos állandó hőmérséklet-okozta növekedése kis veszteségű üvegeknél a legkisebb.

A dielektromos veszteség az üveg összetételétől, a frekvenciától és a hőmérséklettől is függ. Három félesége ismeretes, a relaxációs, a deformációs és a rezgési veszteség. A *relaxációs veszteséget* az üveg szerkezetében a hálózatmódosító ionok okozzák lokális elmozdulásuk következtében, ami a hőmérséklet emelkedésével nő. Közrejátszik az ionok fajlagos vezetőképessége is. A relaxációs veszteség fordítottan arányos az f frekvenciával az alábbi képlet szerint

$$\operatorname{tg} \delta \sim 1/f^n$$

amelyben n értéke 0,8.

A *deformációs veszteség* a térhálózattal függ össze. Maximális értékét akkor éri el, ha a frekvencia és a hőmérséklet kicsiny.

A *rezgési vagy vibrációs veszteség*et a hálózatképző és hálózatmódosító ionok együttesen okozzák. Maximális értéke 10^{12} — 10^{14} Hz frekvenciákon jelentkezik.

A veszteségi szög értékét az alábbi képlet adja meg:

$$\operatorname{tg} \delta = 0{,}068 \frac{nR}{K}\left(1 - \frac{3{,}9\, m}{\gamma}\right)$$

ha n a 100 g üvegben levő mozgékony ionok (K^+, Na^+, Li^+) száma grammatomokban kifejezve, R a gázállandó, K a dielektromos állandó, m a 100 g üvegben levő nem mozgékony ionok száma grammatomokban és γ a 100 g üvegben levő 0^{--} ionok száma grammatomokban. A képlet a veszteségi szöget 0,01 — 0,001 közötti eltéréssel adja meg.

A dielektromos követelmények az üveggel szemben attól függenek, hogy milyen célra szolgál az üveg és milyenek az üzemeltetési viszonyok. Így szobahőmérsékleten használt, kis feszültséggel terhelt és kis frekvenciákon igénybevett üvegszigetelők térfogatos vezetése és dielektromos tulajdonságai kevésbé lényegesek, mint nagy felületi ellenállás, különösen, ha azokat a szabadban használjuk. Nagy feszültségeknél, különösen ha a frekvencia nagy, kis dielektromos állandójú és kis veszteségszögű üveget kell választani, mert ezek szabják meg a fellépő dielektromos veszteséget. Kondenzátorok részére nagyfrekvenciás áramkörben hőmérsékletérzéketlen, nagy dielektromos állandójú és kis veszteségszögű üveg szükséges. Elektroncsövek állványai részére, amelyeknél az üzemi hőmérséklet és az egyenáramfeszültség aránylag nagy, jó térfogatos ellenállású üveg felel meg.

Az üvegeknek elektronikai célokra való alkalmazását már eléggé kimerítően tanulmányozták, ennek ellenére azonban nincs még minden jelenség tisztázva. Ennek elérésére még alaposabban meg kell ismerni az üveg szerkezetét és dielektromos tulajdonságait.

Felhívjuk olvasóink figyelmét:

Kemény Ádám f. évi 7. számunkban megjelent *Megbízhatóság — válogatás, vagy „beépített" minőség?* című cikkében a 2. ábra szövege a negyedik sorral végződik. A további sorok a 6*b* ábra szövegének folytatását képezik. A hibás „tördelés" miatt kérjük a szerző és olvasóink szíves elnézését.

*

Folyó évi 9. számunkban, a „Külföldi események" rovatban, a *párizsi nemzetközi alkatrész kiállítás*-ról megjelent beszámolót *Dr. Katona János* írta.

SZEMLE

Összeállította: VÁSÁRHELYI PÁL

A TASSZ jelentése szerint szovjet mérnökök térhatású televízió-berendezést próbáltak ki. A készülék célja jelenleg elsősorban ipari feladatok megoldása, különös tekintettel a sugárzás veszélyes atomkutatásokra és atomerőművek irányítására, de a szovjet szakértők véleménye szerint nincs messze az az idő, amikor a három-dimenziós televízió a közhasználatban is bevezetésre kerülhet. A kísérleti berendezés két csatornával dolgozik és a képet egymástól független képernyőre vetíti. A polarizált képet a néző depolarizáló szemüveggel nézi és térszerű képet kap olyan helyekről, melyeket három-dimenziós formában vizsgálni egyébként egyáltalán nem tudnak.

*

A PYE Telecommunications Ltd. cég elektronikus telefonalközpontot hirdet azzal, hogy az olyan kicsi, hogy nincs külön helyiségre szüksége és teljesen zajtalan. Ez a világ első kereskedelmi forgalomban kapható elektronikus alközpontja. Teljesen automatizált, mozgó alkatrésze nincs, kézi hallgatóval és hangosan beszélő készülékkel egyaránt összekapcsolható és kiküszöböli a várakozást. Az alközpont 4 szekrényből áll, mindegyik 25 vonal fogadására alkalmas. (Funktechnik 1965. 3. sz.)

*

A jugoszláviai (Kranj) Iskra gyár új automata telefonkészüléket dolgozott ki, amely nyomógombos kivitelű. A telefon tranzisztorizált oszcillátort tartalmaz és a telefonközpontban egy speciális vevő a hangjeleket egyenáramú impulzusokká alakítja át, amelyek megfelelnek a nyomógomb lenyomásával kiválasztott számnak. (Yugoslavia Export 155. sz.)

*

Az 1965. évi hannoveri vásáron „Az ipari elektronika feltételei" címmel előadás-sorozatot tartottak, melyen 8 nagy előadás és számos korreferátum hangzott el. A főbb előadások a következők voltak:

Az elektronika tudományos és gazdasági jelentősége *(prof. dr. Weissmann)*

Az automatikus gyártási eljárások kihatása a híradástechnikai konstrukcióra *(prof. dr. Schönfeld)*

Az építőelemek fejlődése és a mikroelektronika *(dr. Reuber)*

Határterületek a mechanikus, hidraulikus és pneumatikus építőelemek és az elektronika kérdései között *(prof. dr. von Bertele)*

Folyamat-technika, számítógép az adatfeldolgozásban *(dr. Zuse)*

Az integrált áramkörök jelentősége a híradástechnikában *(prof. Wilde)*

Az információ feldolgozás mint az optimális elektronikus közlekedés-irányítás feltétele *(H. Führer)*

Melegedési problémák a vezetékekkel, építőelemekkel, és érintkezőkkel kapcsolatban *(prof. Rummel)*.

*

Az NDK-ban a 100 háztartásra eső rádió és televízió-vevőkészülékek száma 1958 és 1964 között a következőképpen alakult:

	1958	1959	1960	1961	1962	1963	1964
Rádió	86,8	88,5	89,9	90,4	91,5	92,6	94
TV	5,1	9,6	16,7	23,5	30,5	38,4	58

(Rádió und Fernsehen)

*

Az Egyesült Államokban illetékes szervek jóváhagyták az első kereskedelmi, hírközlés céljára szolgáló mesterséges bolygó, az Early Bird használatára vonatkozó tarifákat. A tarifák, melyeket a Communications Satellite Co. javasolt, az Egyesült Államok és az Early Bird közötti átvitelre vonatkoznak, az Európa felé történő további átvitelre még az illetékes európai postaügyi szervekkel kell megállapodást kötni.

A kétirányú átvitelre alkalmas rádiótelefon csatorna bérlete havi 4200 $. A televízió céljaira a csúcsidőszakban, amely a közép-európai időszámítás 14—20 óra közötti szakaszát jelenti, egy félórás fekete-fehér közvetítés átvitelének díját 3825 $-ban, más napszakokban 2400 $-ban állapították meg. A nagy amerikai televízió társaságok a véleményük szerint túl magas tarifa ellen tiltakozást nyújtottak be. (Die Welt, 1965. jun. 25.)

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372.5—187.2 : 658.567 : 519.2

Dr. Géher K.:

Lineáris hálózatok toleranciájáról és érzékenységéről

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 10. sz.

A névleges értéktől eltérő áramköri elemek felhasználása következtében a hálózatjellemző függvény eltér névleges értékétől. Az eltérések determisztikusak vagy statisztikusak lehetnek. A selejt valószínűsége normális eloszlást feltételezve számítható. A toleranciákat és az érzékenységeket az ω frekvenciatartományban, a p komplex frekvencia tartományban és a t időtartományban differenciálással számíthatjuk ki. A toleranciákra és érzékenységekre mindhárom tartományban a gyakorlatban jól használható formulákat ad a szerző. Ismertet olyan összefüggéseket is, amelyek segítségével differenciálás nélkül, közvetett számítással vagy méréssel meghatározhatjuk az érzékenységet. A Monte Carlo módszer alkalmazásával a toleranciákat számológéppel szimulálhatjuk. A tolerancia spektrum fogalmának bevezetésével az idő és frekvenciatartomány toleranciáinak kapcsolatát megbecsülhetjük. Kimutatja, hogy ha a hálózatfüggvény valós és képzetes részének toleranciája véges szórású, stacionárius sztochasztikus folyamat, akkor a valós és képzetes rész toleranciáinak várható értéke, szórása, korrelációs függvénye és spektrálsűrűsége megegyezik. A Schoeffler-féle számítás lehetővé teszi az ekvivalens kapcsolások közül a minimális érzékenységű hálózat meghatározását. Az áramköri elemek ára és toleranciája között egyszerű matematikai kapcsolatot feltételezve a Lagrange multiplikátor módszerrel minimális költséget eredményező áramköri elem toleranciákat számolhatunk ki.

Обобщения

ДК 621.372.5—187.2 : 658.567 : 519.2

Д-р К. Гехер:

О допусках и чувствительностях линейных цепей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI. (1965). № 10.

В следствие применения элементов цепей отклоняющих от номинальных значений, функция характеризующая цепь тоже отклоняется от номинального значения. Отклонения могут быть детерминистические или статистические. Вероятность брака, при предполагаемом нормальном распределении, может быть вычислена. Допуски и чувствительности в диапазоне частот и, в комплексном диапазоне частот p и в диапазоне времени t могут быть вычислены дифференциацией. Даются хорошо в практике примененяемые формулы для всех трёх диапазонов. Даются тоже соотношения, при помощи которых чувствительность может быть определена посредственным частётом или измерением без дифференциации. Применяя метод Монтэ Карло допуски могут быть опрелены тоже вычислительной машиной. Введение понятия спектра допусков дает возможность оценки соотношения допусков диапазонов времени и частот. Доказывается, что если допуски активных и реактивных составляющих функции цепи создают стационарный стохастический процесс с конечным рассеянием, ожидаемая величина, рассеяние, корреляционная функция и спектральная плотность допусков активных и реактивных составляющих являются одинаквымами. Расчёт Шёффлера дает возможность определения цепи минимальной чувствительности из эквиваленьных схем. Предполагая простое соотношение между цепами и допусками элементов цепей можно вычислить допуски элементов цепи создающие минимальную затрату, методом мультипликаторов Лагранжа.

ETO 164: 621.318,56/.57: 621.3.062

Dr. Gál J.:

Új eljárás mozgó elemektől mentes logikai áramkörök megvalósítására

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 10. sz.

A cikk az elektromechanikus (jelfogós) logikai kapcsolórendszer alapján olyan új rendszer kialakításának lehetőségeit vizsgálja, amely tartalmazza a jelfogós logikai áramkörök előnyeit, de mentes azok hátrányaitól. Általánosságban igazolja, hogy ebben az új rendszerben a jelfogók kapcsoló érintkező párjai már helyettesíthetők olyan két állapotú elektronikus vagy mágneses elemekből képzett kapcsolópárokkal is, amelyeknek két állapotbeli ellenállása (impedanciája) egymástól minlössze egy-két nagyságrenddel különbözik. Az érintkezőknek elektronikus kapcsolóelemekkel való helyettesítése magával hozza a jelfogó működtető mechanizmusának elektronikus áramkörökkel való felváltását. E témán belül sorra kerülő további cikkek az említett új rendszer analízisével és gyakorlati alkalmazásával fognak foglalkozni.

ETO 621.382.334 : 621.38.049.7-111

Dr. Valkó I. P.:

Integrált szilárdtest áramkörök

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 10. sz.

A Budapesti Műszaki Egyetem Elektroncsövek és Félvezetők Tanszéke 1964-ben elmélyülten vizsgálta az integrált szilárdtest áramkörök világhelyzetét és hazai perspektiváját. Megállapításairól tanulmányban számolt be. A cikk ezen tanulmány egyes — általános érdeklődésre számító — részeinek rövid tartalmát ismerteti.
Elöljáróban tisztázza a mikroelektronika főbb fogalmait, majd az integrált szilárdtest áramkörök gyártástechnológiája főbb lépéseinek ismertetése után az áramköri elemekkel és az áramkör tervezéssel foglalkozik. Végül a megbízhatóság és gazdaságosság kérdéseit tárgyalja.

ETO 666.117 : 621.38

Dr. Knapp O.:

Elektronikai célokra alkalmas üvegek tulajdonságai

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 10. sz.

A szerző ismerteti az elektronikai célokra használt üvegfajták fizikai és kémiai tulajdonságait. Diagramokat ad meg a legfontosabb tulajdonságok hőfoktól, illetve relatív nedvességtől való függésének szemléltetésére.

ДК 164: 621.318.56/.57: 621.3.062

Д-р Й. Гал:

Новый метод осуществления логических цепей без лодвижных эленетов

HIRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI. (1965) № 10.

Испытаютсяыв возможности разработки новой системы — на основании электромеханических логических соедительных элементов (реле) — содержающей преимущества релейных логических цепей, но не имеет их недостаток. Вооще доказывается, что в этой новой системе соедительные пары контактов реле можно уже замещать такими парами соединения из электронных или магнитных элементов, имеющих два положении, сопротивления (импедансы) которых различаются только одном или двумя порядками величины в двух положениях. Электронное решение контактов вызывает смену возбуждающего механизма реле электронными цепями. Дальнейщие статьи по этой теме будут излагать анализ и практическое применение упомянутой новой системи.

ДК 621.382.334:621.38.049.7—111

Д-р И. П. Валко:

Интегрированные цепи твёрдого тела

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI. (1965) № 10.

Кафедра Будапештского Политехнического Университета для электронных ламп и полупроводников глубоко испытывала мировое положение и перспективы во Венгрии интерированных цепей твёрдого тела. О постановлениях изготовили отчёт. Статья даёт краткое содержание частей отчёта, представляющих общий интерес.
В первой части выясняются основные понятия микроэлектроники, а потом описываются важнейшие фазы технологии производства цепей твёрдого тела и их проектирование. Наконец изложены проблемы надёжности и экономии.

ДК 666.117:621.38

Д-р О. Кнапп:

Свойства стекол выгодных для целей электроники

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI. (1965) № 10

Изложены физические и химические свойства стекол выгодных для целет электроники. Даны графики самых важных свойств в зависимости ой температуры, или относительной влажности.

Zusammenfassungen

DK 621.372.5—187.2 : 658.567 : 519.2

Dr. K. Geher:

Über die Toleranz und Empfindlichkeit der linearen Netzwerke

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) Nr 10.

Infolge der Anwendung der Schaltelemente die von dem Sollwert abweichen, weicht die charakteristische Funktion der Schaltungen vom Sollwert ab. Die Abweichungen können deterministisch oder statistisch sein. Die Wahrscheinlichkeit des Ausschusses kann unter der Bedingung einer normalen Verteilung berechnet werden. Die Toleranzen und die Empfindlichkeiten können mit Derivation in dem Frequenzbereich Ω, im komplexen Frequenzbereich p und ferner in dem Zeitbereich t berechnet werden. Für die Toleranzen und Empfindlichkeiten werden für alle drei Bereiche in der Praxis gut anwendbare Formeln gegeben. Auch solche Zusammenhänge werden erörtert, mit deren Hilfe die Empfindlichkeit ohne Differenzie-Die Tolarenzen können mit der Anwendung der Monte Carlo Merung mit mittelbarem Rechnen oder Messung determinierbar ist. thode mit Hilfe von Rechenmaschinen simuliert werden. Mit der Einführung des Begriffes des Toleranzspektrums kann der Zusammenhang der Toleranzen des Zeit- und Frequenzbereiches geschätzt werden. Es wird bewiesen, dass wenn die Toleranz der reellen und imaginären Elemente ein stationärer, statistischer Prozess von endlicher Dispersion ist, dann stimmen die voraussichtlichen Werte, Korrelationsfunktion und Spektraldichte der Toleranzen der reellen und imaginären Elemente überein. Aus den äquivalenten Schaltungen ermöglicht die Schoeffler'sche Berechnungsmethode die Bestimmung des Netzwerkes von minimaler Empfindlichkeit. Einen einfachen, matematischen Zusammenhang zwischen dem Preis und Toleranz der Stromkreiselemente vorausgesetzt, kann man mit der Lagrange'schen Multiplikatormethode Stromkreistoleranzen mit minimalen Kosten berechnen.

DK 614: 621.318.56/.57: 621.3.062

Dr. J. Gál:

Ein neues Verfahren zur Verwirklichung von logischen Stromkreisen ohne bewegliche Elemente

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) Nr 10.

In dem Artikel werden die Möglichkeiten der Entwicklung eines solchen neuen Systems auf dem Grund der elektromechanischen

Summaries

UDC 621.372.5—187.2 : 658.567 : 519.2

Dr. K. Geher:

Tolerance and Sensitivity of Linear Networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) № 10.

In consequence of the use of the circuit elements deviating from the rated value the function characterising the network also deviates from the rated value. The deviation can be deterministic or statistic. The probability of refuse can be calculated supposing a normal distribution. The tolerances and sensitivities can be calculated by differentiation in the frequency range Ω complex frequency range p and the time range t. For the tolerances and sensitivities in all three ranges very useful practical formulae are given. Such relations are also presented by which the sensitivity can be determined without differentiation with indirect calculation or measurement. By the use of the Monte Carlo method the tolerances can be simulated with computers. With the introduction of the concept of the tolerance spectrum the relation of the time and frequency tolerances can be evaluated. It is proved that if the tolerance of the real and imaginary elements of the network function is a stationary, stochastic process of finite dispersion, the expected value of the tolerances of the real and imaginary elements, the dispersion, correlation function and spectral density are identical. The Schoeffler calculation enables the determination of a network of minimal sensitivity out of the equivalent circuits. Supposing a simple matematical relation between the prices and tolerances of the circuit elements it is possible to calculate circuit element tolerances of minimum expenses by the method of Lagrange multiplicators.

UDC 614: 621.318.56/.57: 621.3.022

Dr. J. Gál:

A New Method for the Realizaion of Logical Circuits Free of Moving Elements

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) № 10.

On the basis of the logical electromechanical (relay) switching system the development of a new system is examined which contains the

(Relais) logischen Schaltungssystem untersucht, welches die Vorzüge der logischen Stromkreise mit Relais behält und von deren Nachteilen frei bleibt. Im allgemeinen wird es bewiesen, dass in diesem neuen System die Schaltkontaktpaare der Relais mit solchen aus elektronischen oder magnetischen Vorrichtungen zusammengestellten zweizuständigen Schaltelementen ersetzt werden können, deren zweizuständige Widerstände (Impedanzen) von einander nur um ein oder zwei Grössenordnung unterscheiden. Die elektronische Lösung bringt mit sich die Ersetzung des, das Relais betätigenden Mechanismus durch elektronischen Stromkreise. Die folgenden Artikeln werden die Analyse und praktische Anwendung dieses neuen Systems erörtern.

DK 621.382.334 : 621.38.049.7-111

Dr. I. P. Valkó:

Integrierte Festkörperschaltungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) Nr 10.

Die Weltlage und heimische Perspektive der integrierten Festkörperschaltungen wurden im 1964 gründlich von dem Lehrstuhl für Elektronenröhren und Halbleiter der Technischen Universität Budapest untersucht. Die Ergebnisse wurden in einer Abhandlung bekannt gemacht. In diesem Artikel werden kurze Zusammenfassungen einzelner Teile von allgemeiner Interesse dieser Studien erörtert. Zuerst werden die wichtigsten Begriffe der Mikroelektronik erklärt und die Hauptschritte der Herstellungstechnologie der integrierten Festkörperschaltungen erörtert. Ferner beschäftigt sich der Artikel mit den Bestandteilen und mit dem Stromkreis-Entwurf. Zuletzt werden die Fragen der Zuverlässigkeit und Wirtschaftlichkeit diskutiert.

DK 666.117 : 621.38

Dr. O. Knapp:

Eigenschaften der für elektronische Anwendung geeigneten Gläser

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) Nr 10.

In dem Artikel werden die physikalischen und chemischen Eigenschaften der in der Elektronik angewandten Glasarten erörtert. Es werden Diagramme zur Darstellung der Abhängigkeit der wichtigsten Eigenschaften der Gläser von der Temperatur, bzw. von der relativen Feuchtigkeit, bekannt gemacht.

advantages of the relay circuits but is free from their disadvantages. It is proved in general that in this new system the relay contacts may be eliminated by such two-state electronic or magnetic elements the resistances (impedancies) of which differ from each other only by one or two orders of magnitude. The substitution of the contacts by electronic switching elements involves the replacement of the operating mechanism of the relay by electronic circuits. A series papers will follow olealing deal with the analysis and practical application of the presented new system.

UDC 621.382.334 : 621.38.049.7-111

Dr. I. P. Valkó:

Integrated Solid State Circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 10.

The world situation and home prospect of the integrated solid state circuits was intensively examined in 1964, by the Chair for Electronic Devices of the Technical University Budapest. An account was given of its results. This paper presents the short summary of certain parts of general interest of the study. First the principal ideas of the microelectronics are enumerated, further the main steps of the integrated solid state circuits are presented and the components and circuit design are dealt with. Finally the questions of reliability and economy are discussed.

UDC 666.117 : 621.38

Dr. O. Knapp:

Properties of Glasses Suitable for the Application in Electronics

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 10.

The physico-chemical properties of sorts of glass used in electronics are presented. Diagrams are given to show the dependence of the main properties of the temperature and relative humidity, respectively.

Résumés

CDU 621.372.5—187.2 : 658.567 : 519.2

Dr. K. Géher:

Sur les tolérances et sensibilités des réseaux linéaires

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 10.

Par conséquence de l'utilisation des éléments de circuit différants des valeurs nominales la fonction caractéristique du réseau aussi diffère de sa valeur nominale. Les différances peuvent être déterministiques ou statistiques. La probabilité du rébut peut être calculée, supposant une distribution normale. Les tolérances et sensibilités peuvent être calculées dans la gamme de fréquence ω, dans la gamme de fréquence complexe p et dans la gamme de temps t par différenciation. L'auteur donné des formules bien utilisables pour toutes les trois gammes. Il expose aussi des rélations, á l'aide desquelles les sensibilités peuvent etre déterminées par calcul indirect ou mesures, sans différenciation. Par l'application de la méthode Monte Carlo les tolérances peuvent être simulées á l'aide d'une calculatrice électronique. Par l'introduction du concept du spectre des tolérances les rélations entre les tolérances des gammes de temps et fréquence peuvent etre éstimées. L'auteur démontre, que si les tolérances des parties réelles et imaginaires de la fonction de réseau présentent un procédé stochastique stationaire avec une dispersion finie, les valeurs attendues, les dispersions, la fonction de corrélation et densité spéctrale des tolérances des parties réelles et imaginaires sont identiques. Le calcul de Schoeffler donne la possibilité de la détermination d'un réseau á sensibilité minimum entre les circuits équivalents. Supposant une rélation simple entre les prix et les tolérances des éléments on peut déterminer les tolérances des éléments donnantes une dépense minimum avec le multiplicateur de Lagrange.

CDU 164 : 621.318.56/.57: 621.3.062

Dr. J. Gál:

Un nouveau procédé pour la réalisation des circuits logiques sans, élément mobile

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 10.

L'article soumet à l'examen les possibilités du développement d'un tel nouveau système, á la base du système sélecteur logique électromécanique (avec relais), lequel possède les avantages sans les désavantages des circuits logiques à relais. Il justifie en général, que dans ce nouveau système les paires de contacts des relais peuvent déjà être remplacés par des paires sélecteurs électriques où magnétiques à double positions, dont la résistance (impédance) en deux positions ne diffère qu'en un ou deux ordres de magnitude. Par conséquence de la réalisation électronique des contacts, les mécanismes activants des rèlais peuvent être remplacés par des circuits électroniques. Des articles subséquents sur ce thème vont traiter l'analyse et l'utilisation de ce nouveau système.

CDU 621.382.334 : 621.38.049.7-111

Dr. I. P. Valkó:

Circuits solides intégrés

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 10.

La Chaire pour Lampes Electroniques et Sémiconducteurs de l'Université Polytechnique de Budapest a étudiee en 1964 profondement la situation mondiale et perspectives hongroise dans le domaine des circuits solides. Une étude a été préparée sur ses constatations. L'article expose certaines parties de cette étude, qui sont d'interêt général.
Au commencement les concepts éssentiels de la microélectronique sont éclairés, puis la description des phases essentielles de la technologie de fabrication des circuits solides integrés, les composants et le projet des circuits sont expliqués. Enfin les problèmes de la fiabilité et économie sont discutés.

CDU 666.117 : 621.38

Dr. O. Knapp:

Propriétés des verres pour utilisations éléctroniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 10.

L'article expose les propriétés physiques et chimiques des verres pour utilisations éléctroniques. Diagrammes sont donnés pour illustrer la dépendance des propriétés essentielles en fonction de la température et l'humidité rélative.

MŰSZAKI KÖNYVNAPOK 1965

MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ

BÖSCH, F.
Finomkivágás
Technológia

DRABEK LAJOS
Fogaskerékgyártás
Ipari Szakkönyvtár

KLEMBALA GÉZA
Gépészeti berendezések karbantartása
Ipari Szakkönyvtár

KRASZNICSENKO, A. V.
Mezőgazdasági gépszerkesztők kézikönyve

NOVOTNY, A.
Csúcs nélküli köszörülés
Technológia

ODENHAL, J.—REPA, V.
Újdonságok a lemezalakításban
Technológia

OSMAN MIKLÓS
Képlékeny hidegalakítás

PLIVA, L.
Az ellenálláshegesztés automatizálása

PONOMARJOV, SZ. D.
Szilárdsági számítások a gépészetben
4. kötet

SCHLOSSER DEZSŐ
Revolveresztergák
2. átdolgozott és bővített kiadás

SZENCZI GYULA
Esztergályosok zsebkönyve
Szakmunkás Zsebkönyvek

ZIMMER KÁROLY
Hidraulikus berendezések

FÓTI ERNŐ
Elektrontechnológiák
Új Technika

HARTH, H.
Izotópok a mérés- és szabályozástechnikában

NAGY ERNŐ
A laser
Új Technika

SAMAL, E.
A gyakorlati szabályozástechnika alapjai

VEINOTT, C. G.
Kis aszinkron motorok

FELDTKELLER, R.—BOSSE, G.
Bevezetés a híradástechnikába

GENTILLE, S. P.
Tunneldiódák

GIRIAT, W.—RAULUSZKIEWICZ, J.
A hallotron

LEWIS, W. R.
Lágyforrasztás

MARINER, P. F.
Bevezetés a mikrohullámok gyakorlatába

PETRIK OTTÓ
Járműmodellek vezetékes távirányítása

BASSA R.—DR. KUN L.
Robbantástechnikai kézikönyv

BERGMANN, H.—TRIEGLAFF, K.
Fizikai-kémiai alapismeretek
Ipari Szakkönyvtár

CSIKÓS R.—MÓZES GY.—ZAKAR P.
A fúvatott bitumen
Új Technika

KASSZÁN BÉLA
Gyógyszeralapanyag gyártás
Ipari Szakkönyvtár

DR. KOVÁCS KLÁRA szerk.
Korróziós alapfogalmak
Korrózióvédelem

KOVÁCS GÉZA—LANGÓ LÁSZLÓ
Épületüvegezés
Ipari Szakkönyvtár

DR. KUBINSZKY MIHÁLY
Vasutak építészete Európában

LE WICZKI, B.
Lakóházak építése előregyártott nagyelemekből

DR. PALOTÁS LÁSZLÓ
Épületszerkezetek. Épülettervezés. Épületgépészet
Mérnöki kézikönyv 5. kötet

SÁMSODI KISS BÉLA
Szövetszerkezetes épületek

SÁRÁDI KÁLMÁN
Építőipari vasszerkezeti lakatosmunka
Ipari Szakkönyvtár

DR. VERMES LÁSZLÓNÉ szerk.
A bőrgyártás technológiája I.

KREPUSKA JÁNOS
Sportszergyártás
Ipari Szakkönyvtár

DR. LUGOSI A.—BARLAI E.—GÖNCZÖL I.
A furnér és rétegelt lemezgyártás technológiája

DR. BABICZKY B.—GARA A.—RADÓ A.—TŐKÉS L.
Mikrofilmezés — dokumentációs fényképezés

ŐRSZIGETHY FRIGYES
Fotótippek — jó tanácsok

SZÜCS MIKLÓS
Elektromos fényképezés
Új Technika

KOLOZSVÁRY PÁL
Speciális gépjárművek üzemeltetése és karbantartása
Ipari Szakkönyvtár

KARDOS GYULA
Algebra I.
2. javított kiadás
Bolyai Könyvek

HÁLA, E.—PICK, J.—FRIED, V.—VILLIAM, O.
Gőz-folyadékok, egyensúlyok

DR. LIEB, H.—DR. SCHÖNIGER, W.
Szerves félmikro preparátumok

BÁRCZY BARNABÁS
Atomfizika
Bolyai Könyvek

Műszaki tudományos kutatás Magyarországon

AKADÉMIAI KIADÓ

ANDAI PÁL
A technika fejlődése az ókortól az atomkor küszöbéig

EISLER JÁNOS
Bevezetés a nagyfeszültségű technikába

KELMAN, V. M.—JAVOR, SZ. J.
Elektronoptika

SZELESS LÁSZLÓ
Vaskohászati üzemek tervezése
Vaskohászati Enciklopédia XV.

KÖZGAZDASÁGI ÉS JOGI KÖNYVKIADÓ

FÜLÖP S.—SIMÁN M.
A textil- és ruházatiipar gazdaságtana

DR. GERŐ ISTVÁN
Az építőipari termelés szervezésének sajátosságai

LIGETI GYÖRGY
Folyamatok korszerű irányítása és ellenőrzése
Vállalati Kiskönyvtár

PARÁNYI GYÖRGY
Korszerű munkaszervezés

TÁNCSICS KÖNYVKIADÓ

Esztergályos szakmai ismeretek
3. kiadás

LIGETI GYÖRGY
Marószerszámok

SZENCZI GYULA
Gyalu- és vésőgépek

SZONDY ISTVÁN
Burkolómunkák

MŰSZAKI KÖNYVNAPOK 1965

TRANSZFORMÁTOR KTSZ

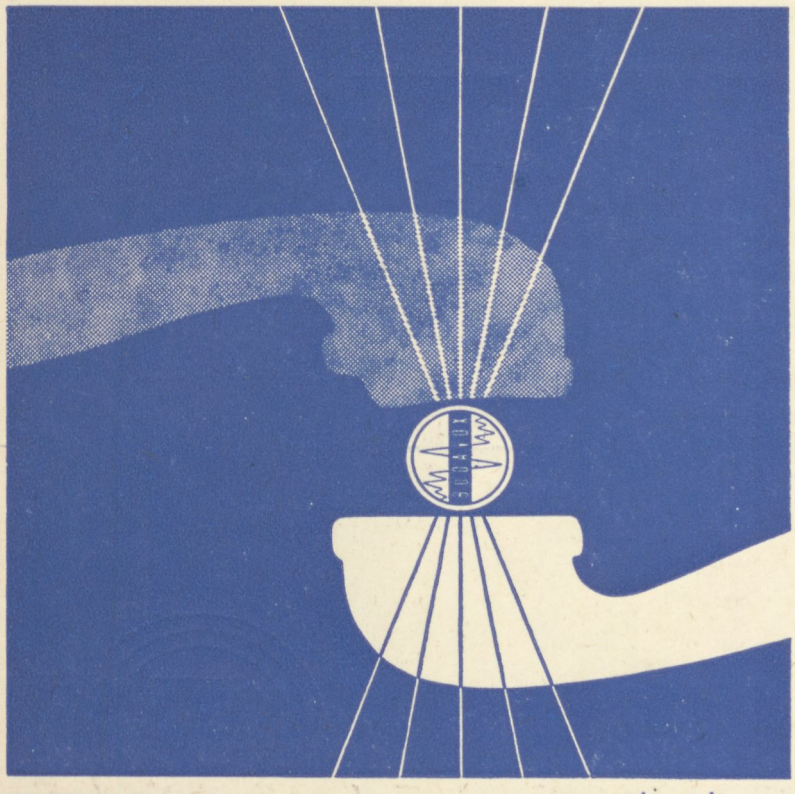
Budapest, VII., Nefelejts utca 39. Telefon: 428-969, 228-401

Nagyfeszültségű készülékek:
anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyorsszabályozók:
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyorsszabályozók

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

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



- CB és LB készülékek
- Automata telefonközpontok
- Átviteltechnikai berendezések
- Ismétlő állomások
- Átviteltechnikai mérőműszerek
- Nagyfrekvenciájú generátorok
- Hordozható adó-vevő berendezések
- Többcsatornás mikrohullámú berendezések

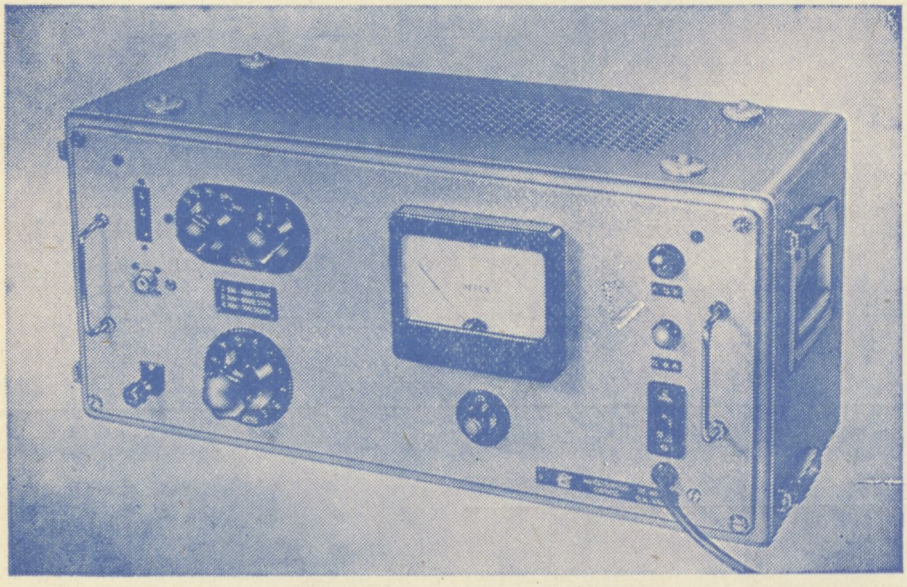
BUDAVOX

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

A lap példányonkénti eladási ára: 4,— Ft

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

A korszerű távbeszélőtechnika minden területén előnyösen használható. Vivőfrekvenciás berendezések, sokcsatornás láncok fejlesztésénél, üzembehelyezésénél, karbantartásánál nélkülözhetetlen eszköz.
Széles frekvenciasávban (30 Mz—1 MHz) nagy érzékenységgel rendelkezik (—10 Np). Jól használható hídméréseknél, mint indikátor. Szimmetrikus illesztett és aszimmetrikus nagy impedanciájú bemenetei a műszer sokoldalú felhasználását teszik lehetővé.



Műszaki adatok:

FREKVENCIA TARTOMÁNY:	30 Hz — 1 MHz
SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY:	—10 Np — +2,1 Np
BEMENŐ IMPEDANCIÁK:	
I. Szimmetrikus	30 Hz — 20 kHz > 20 kΩ
II. Szimmetrikus	3 kHz — 600 kHz > 3,5 kΩ
III. Aszimmetrikus	30 Hz — 1 MHz > 500 kΩ ‖ < 50 pF
SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:	
Kapcsolható lezárások	75 — 135 — 150 — 600 Ω
ALKALMAZOTT CSÖVEK:	5 db 18 042, E83F. PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

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

Elektronika KTS BUDAPEST