

50.165



XVIII. ÉVFOLYAM, 11. SZÁM, 333-364 OLDAL
BUDAPEST, 1967. NOVEMBER HÓ **11**

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

KISS DÉNES: Elemérzékenységek meghatározása differenciálás nélkül, az állapotváltozós analízis segítségével	333
DR. VÁGÓ ISTVÁN: Elektromágneses hullámok csoportosítása a terjedési együtthatók jellege alapján	340
†Zakariás János	345
A HTE 1967. december havi rendezvényei	345
NAGY LÁSZLÓ—KORMÁNY TERÉZ—VARGA LÁSZLÓNÉ—VÉRTESY MIKLÓS: Diffúziós technikával előállított p—n átmenetek helyének számítása	346
Professzionális távközlő készülékek és berendezések biztonsági követelményei	349
A HTE évkönyvéről	350
DANI SÁNDOR: Tranzisztoros hangolt erősítők gyors tervezési módszere	351
Seminar on Ultra High Vacuum Science Technique and Applications	361
Könyvismertetés	361
Tartalmi összefoglalások	362
Обобщения	362
Zusammenfassungen	363
Summaries	363
Résumés	363

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA szerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, SÁRKÖZY GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, 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

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

Index: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest, VII., Lenin körút 9–11. Telefon: 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, 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. Csekk számlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA”: P. O. B 149 Budapest 62.

67.1376 Egyetemi Nyomda, Budapest

KISS DÉNES

BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék

Elemérzékenységek meghatározása differenciálás nélkül, az állapotváltozós analízis segítségével*

ETO 62-501: 621.372.09

A hálózattervezésben — különösen nagy paraméter-szórású aktív elemek beépítése esetén — fontos szerepe van az átviteli jellemző adott paraméter szerinti parciális differenciálhányadosának, az

$$S_x = \frac{\partial K}{\partial x} \quad (1)$$

összefüggéssel definiált érzékenységek. Legfontosabb felhasználási területe a toleranciaviszonyok vizsgálatánál [1], valamint az ún. iteratív szintézis célfüggvényének gradiensképzésénél [2] mutatkozik.

Az érzékenységek meghatározására több módszer ismeretes. Legkézenfekvőbb a közvetlen deriválás. Bonyolultabb hálózatoknál azonban a transzfer függvénynek a differenciáláshoz szükséges „betűs” felírása rendkívül körülményes. Egy jól követhető módszer — gépi analízis program birtokában — a differenciálhányadosokkal számolni. Hátránya a nagy számítás szükséglet, ami különösen élesen vetődik fel az iteratív szintézisnél, ahol ezzel a módszerrel minden egyes iterációs lépés megtételéhez a gradiensképzésben a változtatandó elemek számával megegyező analízis lépés végrehajtása szükséges.

Hurok, csomóponti és vágatmátrixos analízisnél jól használható Kron [3] módszere, amely a hálózathoz adandó új elemek hatását az eredeti hálózat megoldó mátrixa segítségével határozza meg. A módszer az érzékenységek számítására is kiterjeszhető [4].

A probléma megoldásához az alábbiakban három gondolattal járulunk hozzá:

1. Búhovszkij [5]-ben passzív hálózatra és feszültségtranszfer függvényre ismertetett módszerét kiterjesztjük tetszés szerinti transzfer függvényre és vezérelt generátorra.

2. Megmutatjuk, hogy az így általánosított módszerrel bizonyos módon „bővített” hálózat analízise esetén a transzfer mátrix egy sorából és egy oszlopából minden elem érzékenysége kiszámítható.

3. Megmutatjuk, hogy a módszer előnyösen alkalmazható állapotváltozós analízisre (a szerző tudomása

szerint Kron módszerét állapotváltozókra még nem alkalmazták).

Végül egy számpéldán illusztráljuk az elmondottakat.

1. Transzfer függvény érzékenység meghatározásának általánosítása

Búhovszkij [5], [6], [1]-ben leírt módszere szerint az 1. ábrán látható hálózat**

$$K(p) = \frac{U_2}{E_1} \quad (2)$$

transzfer függvényének Z impedanciára vonatkozott érzékenysége az

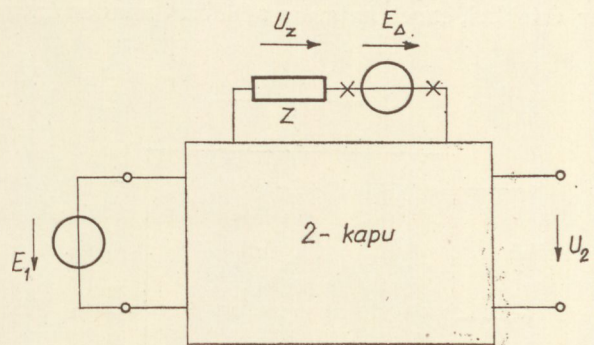
$$S_z = \frac{\partial K}{\partial Z} = \frac{1}{Z} K_{z1} K_{2z} \quad (3)$$

összefüggéssel számolható, ahol

$$K_{z1} = \frac{U_z}{E_1} \Big|_{E_2=0} \quad (4)$$

$$K_{2z} = \frac{U_2}{E_2} \Big|_{E_1=0} \quad (5)$$

összefüggésekkel definiált transzfer függvények.



H837-KD1

1. ábra

* Beérkezett 1967. július 13-án,

** A későbbiekben a független generátorokat E-vel és J-vel jelöljük.

A módszer az alábbiak szerint általánosítható aktív hálózatokra és tetszőleges (feszültség, áram) transzfer mennyiségekre.

Jelöljük megkülönböztetés nélkül Q -val a hálózat valamely ágáramának vagy feszültségének Laplace transzformáltját, vagy stacioner vizsgálatok esetén a komplex amplitúdóját. A független áram- vagy feszültséggenerátorokat szintén megkülönböztetés nélkül W -vel jelöljük. Tekintsünk továbbá egy i -vel jelzett ágot, ahol az az elem fekszik, amelynek x_i paramétere szerint a differenciálást el akarjuk végezni. Az x_i paraméter lehet impedancia, admittancia, R , L , C elem, vagy bármely típusú vezérelt generátor vezérlési konstansa.

Tétel: Ha az i ágban levő elem eleget tesz a

$$Q_i = x_i c_i Q_l \quad (6)$$

összefüggésnek, ahol Q_l a hálózat bármely ágában folyó áram vagy feszültség és c_i egy feszültségtől és áramtól nem függő konstans (frekvenciától függhet!), akkor a Q_k/W_j transzfer függvény x_i szerinti érzékenysége az

$$S_{x_i} = \frac{\partial}{\partial x_i} \frac{Q_k}{W_j} = \frac{1}{x_i} \frac{Q_i}{W_j} \frac{Q_k}{W_i} \quad (7)$$

összefüggéssel két másik transzfer függvény szorzatából számítható (2. ábra).

A

$$T_{ij} = \left. \frac{Q_i}{W_j} \right|_{w_i=0} \quad (8)$$

transzfer függvény az i kapuban mérhető a bemeneti gerjesztés feltételezésével.

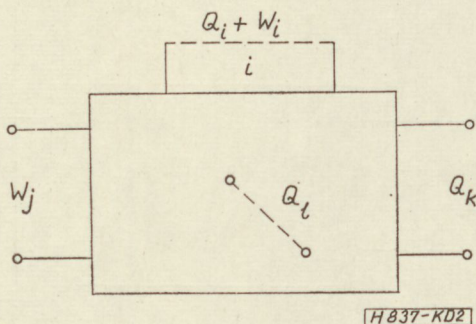
A

$$T_{ki} = \left. \frac{Q_k}{W_i} \right|_{w_i=0} \quad (9)$$

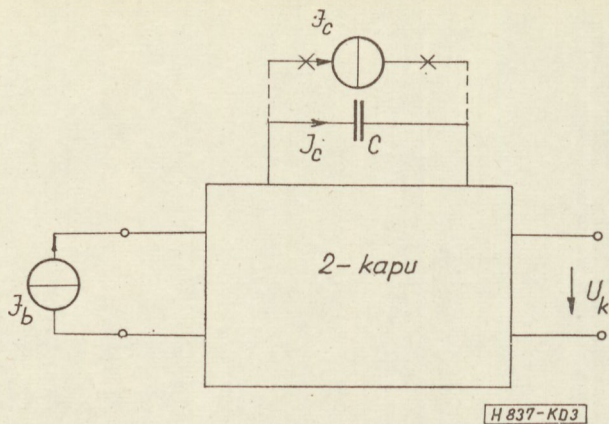
pedig úgy mérhető, hogy a bemeneti gerjesztés kiiktatása mellett ($W_j=0$) az i kapuba egy W_i értékű generátort helyezünk úgy, hogy értéke a Q_i elektromos jellemzőhöz hozzáadódjon. Amennyiben Q_i feszültség, akkor W_i egy, az i elemmel sorbakapcsolt feszültséggenerátor. Ha a Q_i áram, akkor W_i az i elemmel párhuzamosan kapcsolódó áramgenerátor lesz.

A (7) összefüggés az alábbiakkal bizonyítható.

Változzon meg a (6)-ben szereplő x_i paraméter egy Δx_i értékkel, ennek hatására a hálózat minden árama



2. ábra



3. ábra

és feszültsége megváltozik egy Δ mennyiséggel. A hálózatban levő Q mennyiségek megváltozását kiváltó okot a Δx_i megváltozáson fellépő

$$\Delta Q_{x_i} = \Delta x_i c_i (Q_l + \Delta Q_l) \cong \Delta x_i c_i Q_l \quad (10)$$

mennyiségekben kell keresni. A ΔQ_{x_i} az i elemen fellépő

$$\Delta Q_i = \Delta x_i c_i Q_l + x_i c_i \Delta Q_l \quad (11)$$

teljes megváltozás egyik része, míg a második komponens az előbbi hatására jön létre.

A ΔQ_{x_i} hatására a kimeneten fellépő megváltozás a szuperpozíció elve alapján

$$\Delta Q_k = \Delta Q_{x_i} \frac{Q_k}{W_i} \quad (12)$$

lesz, ahol a $\frac{Q_k}{W_i}$ a ΔQ_{x_i} mint bemeneti kapu és a kimenet közötti transzfer függvény. A linearitás miatt ezt a ΔQ_{x_i} helyére iktatott tetszőleges nagyságú W_i generátorral mérhetjük. A (10), (11)-ből látható, hogy mivel ΔQ_{x_i} a ΔQ_i teljes megváltozás egy része, ezért az i elemen mérhető Q_i mennyiséghez hozzáadódik. Következésképpen ha Q_i feszültség, akkor W_i egy sorbakapcsolt feszültséggenerátor, ha Q_i áram, akkor egy párhuzamosan kapcsolt áramgenerátor lesz. A (6) és (10) felhasználásával a (12)-ből

$$\Delta Q_k \cong \Delta x_i \frac{Q_i}{x_i} \frac{Q_k}{W_i} \quad (13)$$

alakot kapjuk. Ez W_j bemeneti gerjesztéssel végigosztva, majd átrendezve a következőképpen alakul:

$$\frac{\Delta Q_k}{\Delta x_i W_j} \cong \frac{1}{x_i} \frac{Q_i}{W_j} \frac{Q_k}{W_i} \quad (14)$$

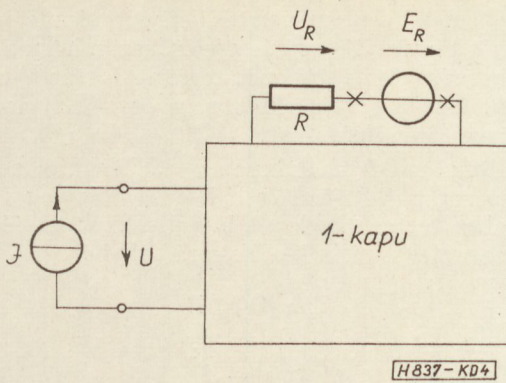
A Q_i/W_j mennyiség szintén a linearitás miatt a gerjesztéstől független transzfer függvény. Elvégezve végül a $\Delta x_i \rightarrow 0$ határátmenetet a (10), (13), (14) kifejezések egyenlőségekbe mennek át és így a (14)-gyel a bizonyítandó (7)-es összefüggéshez jutunk.

1. Példa

Meghatározandó a 3. ábrán látható kétkapu transzfer függvényének C szerinti érzékenysége.

A (6)-os feltételnek az

$$I_c = p C U_c \quad (15)$$



4. ábra

összefüggés tesz eleget, ami azt jelenti, hogy a beiktatott W_i egy, a kapacitással párhuzamosan kapcsolódó J_c áramgenerátor lesz. Az érzékenység a (7) alapján:

$$S_c = \frac{\partial}{\partial C} \frac{U_k}{J_b} = \frac{1}{C} \frac{I_c}{J_b} \frac{U_k}{J_c} \quad (16)$$

2. Példa

Meghatározandó a 4. ábrán látható egykapu impedanciájának R szerinti érzékenysége.

A (6)-os feltételt az

$$U_R = RI_R \quad (17)$$

elégíti ki. A beiktatandó generátor tehát egy feszültséggenerátor.

Az érzékenység (7) szerint

$$S_R = \frac{\partial}{\partial R} \frac{U}{J} = \frac{1}{R} \frac{U_R}{J} \frac{U}{E_R} \quad (18)$$

3. Példa

Meghatározandó az 5. ábrán látható kétkapu transzfer függvényének érzékenysége a vezérelt feszültséggenerátor α paraméterére vonatkozóan.

Az

$$U_\alpha = \alpha U_l \quad (19)$$

összefüggés eleget tesz a (6) feltételnek, tehát

$$S_\alpha = \frac{\partial}{\partial \alpha} \frac{I_k}{E_b} = \frac{1}{\alpha} \frac{U_\alpha}{E_b} \frac{I_k}{E_\alpha} \quad (20)$$

Megjegyezzük, hogy az egyes transzfer függvények meghatározása feltételezi a mérésben nem szereplő összes többi generátor „kiiktatását” (feszültséggenerátornál rövidzár, áramgenerátornál szakadás).

2. Érzékenység meghatározása a hálózat transzfer mátrixából

A (7) összefüggést szemlélve látható, hogy egy elem érzékenységének meghatározásához két transzfer függvény szorzata szükséges. Mégpedig az egyik a bemenettől a vizsgált elemig, a másik a vizsgált elemtől a kimenetig. Kézenfekvő a gondolat egy olyan hálózat felépítésére, amelynél a kimenetek éppen a toleranciával rendelkező elemeken fellépő Q_i elektromos mennyiséget (áram vagy feszültség) jelentik, és minden elemhez be van építve a Q_i -nek

megfelelő W_i gerjesztés (áram- vagy feszültséggenerátor).

Ez mátrix alakban a következőképpen írható:

$$\mathbf{q} = \mathbf{T}\mathbf{w}, \quad (21a)$$

ahol \mathbf{q} a Q_i -kből \mathbf{w} pedig a W_i -kből képzett oszlopvektorok, \mathbf{T} pedig a toleranciával rendelkező elemek számával megegyező méretű mátrix, melynek elemei a p komplex frekvencia racionális törtfüggvényei. Részletesen kiírva:

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ \vdots \\ Q_i \\ \vdots \\ Q_j \\ \vdots \\ Q_k \\ \vdots \\ Q_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} & & & & & & \\ & & & & & & \\ & & & & & & \\ & & & T_{ij} & & & \\ & & & \vdots & & & \\ & & & \vdots & & & \\ & & & \vdots & & & \\ \dots & T_{ki} & \dots & T_{kj} & \dots & & \\ & & & \vdots & & & \\ & & & \vdots & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_1 \\ \vdots \\ W_i \\ \vdots \\ W_j \\ \vdots \\ W_k \\ \vdots \\ W_N \end{bmatrix} \quad (21b)$$

Tételezzük fel, hogy a főátvitel a k -adik sor j -edik oszlopában elhelyezkedő

$$T_{kj} = \frac{Q_k}{W_j} \Big|_{\substack{W_i=0 \\ i \neq j}} \quad (22)$$

transzfer függvény. Akkor a (7) alapján a (6)-ot kielégítő x_i paraméterre vonatkoztatott érzékenységet az

$$S_{x_i}^{kj} = \frac{\partial}{\partial x_i} \frac{Q_k}{W_j} = \frac{1}{x_i} \frac{Q_i}{W_j} \frac{Q_k}{W_i} \quad (23)$$

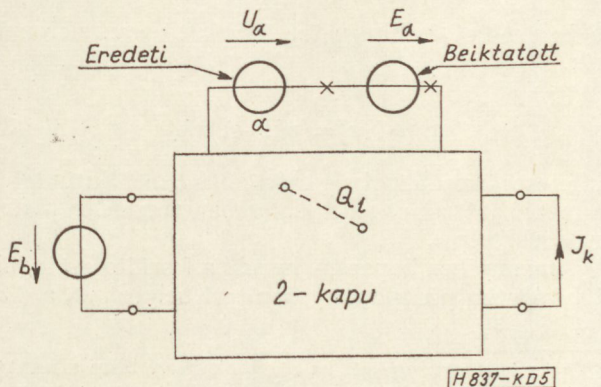
összefüggés szolgáltatja, ami pedig a k -adik sorban és j -edik oszlopban levő

$$S_{x_i}^{kj} = \frac{1}{x_i} T_{ij} T_{ki} \quad (24)$$

két transzfer függvény szorzata.

Könnnyen belátható, hogy általánosan megfogalmazva a \mathbf{T} transzfer mátrix a fenti gerjesztések és kimenetek feltételezésével magában foglalja a hálózat bármely transzfer függvényének bármely elemére vonatkoztatott érzékenységét.

Általában a (21)-ben bemutatott eljárás csak akkor jelent előnyt, ha az analízis módszer olyan, hogy „melléktermékként” szolgáltatja a mellékirányok transzfer függvényeit.



5. ábra

Az alábbiakban állapotváltozós analízisre alkalmazzuk a módszert, és megmutatjuk, hogy ha a hálózatban sok a reaktáns elem, akkor az érzékenységek meghatározásával kombinált analízis lépés nem sokkal hosszabb a pusztán egyetlen be- és kimenetet feltételező analízis lépésnél.

3. Érzékenységek meghatározása állapotváltozókkal

Az állapotváltozós analízisnél [7], [8] — mint ismeretes — a kiszámítandó mennyiség a függetlenül választható kapacitív feszültség és induktív áram. (Kapacitív hurokban és induktív vágatban egy ág nem független!) Ez esetben, ha nem helyezünk kapacitív hurokba feszültség és induktív vágatba áramgenerátort, a hálózat mindig a következő mátrixegyenlettel írható le:

$$\dot{\mathbf{q}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{q}(t) + \mathbf{B}\mathbf{w}(t), \quad (25)$$

ahol \mathbf{q} vektor az állapot változókat jelöli, \mathbf{w} vektor a gerjesztéseket, \mathbf{A} és \mathbf{B} konstans elemű mátrixok.

Tetszőleges y kimenetre az

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{q}(t) + \mathbf{D}\mathbf{w}(t) \quad (26)$$

segédegyenlet írható fel.

A (25) megoldása a skálár differenciál egyenlet megoldásával analóg

$$\mathbf{q}(t) = \exp(\mathbf{A}t) + \int_0^t \exp[\mathbf{A}(t-\tau)]\mathbf{B}\mathbf{w}(\tau)d\tau \quad (27)$$

mátrixegyenlettel adható meg.

A Laplace transzformáció segítségével* a (25), (26) egyenletről a \mathbf{q} állapotváltozó egyszerű algebrai lépésekkel eliminálható. Ugyanis vegyük a (25) Laplace transzformáltját (nulla kezdeti feltételnél)

$$p\mathbf{q} = \mathbf{A}\mathbf{q} + \mathbf{B}\mathbf{w} \quad (28)$$

átrendezve és \mathbf{q} -ra megoldva

$$\mathbf{q} = (p\mathbf{E} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}\mathbf{w} \quad (29)$$

kifejezést kapjuk. Ezt behelyettesítve a (26) Laplace transzformáltjába az eredmény

$$\mathbf{y} = \mathbf{T}\mathbf{w} \quad (30)$$

alakú lesz, ahol

$$\mathbf{T}(p) = \mathbf{C}(p\mathbf{E} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (31)$$

a bemenetet és kimenetet összekötő transzfer mátrix.

Ebben a

$$\Phi(p) = (p\mathbf{E} - \mathbf{A})^{-1} \quad (32)$$

kifejezés az állapotváltozós analízisnél kitüntetett szerepet játszik és az irodalomban tranzíciós mátrix néven szerepel.

Amennyiben kapacitív hurokba feszültség-, induktív vágatba pedig áramgenerátort helyezünk, a (25),

(26) egyenletekben a gerjesztés deriváltja is megjelenhet. Ez a tény a (31)-ben úgy jelentkezik, hogy a \mathbf{B} és \mathbf{D} mátrixok elemei p operátorokat is tartalmazni fognak. Aktív hálózatoknál a p egynél magasabb hatványon is előfordulhat.

Jelöljük a $\mathbf{C}\Phi$ mátrixnak a valódi kimenethez tartozó sorát $(\mathbf{C}\Phi)^k$ -val és a \mathbf{B} -nek a tényleges gerjesztéshez tartozó oszlopát \mathbf{b}_j -vel, akkor a 21b-ben levő transzfer mátrix k -adik sora (31)-ből

$$\mathbf{T}^k = (\mathbf{C}\Phi)^k \mathbf{B} \quad (33)$$

alakú lesz, j -edik oszlopa pedig:

$$\mathbf{T}_j = \mathbf{C}\Phi \mathbf{b}_j. \quad (34)$$

3.1. A gerjesztések és a kimenetek elhelyezése

Tételezzük fel, hogy az érzékenységeket, az R , L , C , valamint a vezérelt generátorok α , β paraméterei szerint akarjuk meghatározni.

Vezérelt feszültséggenerátoroknál a (6)-os összefüggés

$$U_\alpha = \alpha Q \quad (35)$$

lesz, áramgenerátornál pedig

$$I_\beta = \beta Q. \quad (36)$$

A beiktatott generátorokat a 6. ábra mutatja.

Megjegyezzük, hogy a generátorok vezérlési típusa a (35), (36)-ból láthatóan teljesen különböző.

Az R , L , C elemekhez egyaránt kapcsolhatunk feszültség- és áramgenerátorokat. Kapacitásra vizsgálva a helyzetet, soros feszültséggenerátor beiktatásakor a (6)-os követelmény

$$U_c = \frac{1}{pC} I_c \quad (37)$$

alakot ölt, áramgenerátornál pedig

$$I_c = pC U_c \quad (38)$$

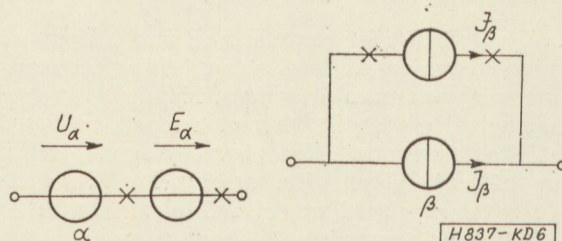
lesz. A (37) egyenletben levő $x = \frac{1}{C}$ szerint deriválva a

(7) összefüggésből

$$\frac{\partial}{\partial 1/C} \frac{Q_k}{W_j} = C \frac{U_c}{W_j} \frac{Q_k}{E_c} \quad (39)$$

adódik. Ugyanekkor a közvetett deriválás szabálya alapján

$$\frac{\partial}{\partial C} \frac{Q_k}{W_j} = -\frac{1}{C^2} \frac{\partial}{\partial 1/C} \frac{Q_k}{W_j}. \quad (40)$$



6. ábra

* Az időfüggvényeket, ha nincs ok félreértésre a Laplace transzformáltjukkal azonos betűvel jelöljük. Kritikus esetekben a t , illetve p változó kiírásával különböztetjük meg azokat.

A (39)-ot behelyettesítve (40)-be

$$\frac{\partial Q_k}{\partial C} \frac{Q_k}{W_j} = -\frac{1}{C} \frac{U_c}{W_j} \frac{Q_k}{E_c} \quad (41)$$

kifejezést kapjuk, ami azt jelenti, hogy a reciproknemesség szerinti deriválás csak egy előjelváltást okoz. Ezt a negatív előjelet úgy vesszük figyelembe, hogy az E_c generátort az U_c -hez képest ellenkező előjellel fogjuk bekapcsolni.

A 7. ábrán feltüntettük a három elem szerinti derivált meghatározásához szükséges elrendezéseket. Betartva a 6. és 7. ábrán feltüntetett előjelszabályokat, az $x = \alpha, \beta, R, L, C$ szerinti érzékenységeket egységesen a (7) egyenlet adja.

A választott analízis módszer nagyfokú rugalmassága sokféle gerjesztés-kimenet választási lehetőséget nyújt. A döntést a hálózat felépítése alapján célszerűségi szempontok irányítják. A továbbiakban a 8. ábrán látható kapcsolás érzékenységeit fogjuk két módszerrel meghatározni.

4. Példák a módszer illusztrálására

4.1. Példa

Határozzuk meg a 8. ábra kapcsolásának érzékenységeit a 9. ábrán látható beiktatott generátorokkal.

Válasszuk állapotváltozóknak rendre az U_{c_1}, U_{c_2}, I_L mennyiségeket. Az alapegyenlet felírásához ezek deriváltjait, vagyis a kapacitások áramát és induktívítások feszültségét kell kifejezni magukkal az állapotváltozókkal és a generátorokkal. Két csomóponti és egy hurokegyenlet segítségével

$$2\dot{U}_{c_2} - 2(\dot{U}_{c_1} - \dot{U}_{c_2} - \dot{E}_{c_1} + \dot{E}_{c_2} + \dot{E}_{c_3}) - I_L + J_L + U_{c_2} - E_{c_2} - E_{R_2} = 0, \quad (42)$$

$$\dot{U}_{c_1} + 2(\dot{U}_{c_1} - \dot{U}_{c_2} - \dot{E}_{c_1} + \dot{E}_{c_2} + \dot{E}_{c_3}) + I_L - J_L + U_{c_1} - E_{c_1} - E_{R_1} = 0, \quad (43)$$

$$\dot{I}_L = U_{c_1} - U_{c_2} - E_{c_1} + E_{c_2}. \quad (44)$$

Az első két egyenletet U_{c_1} -ra és U_{c_2} -ra megoldjuk, majd átrendezve a

$$8\dot{U}_{c_1} = -4U_{c_1} - 2U_{c_2} - 2I_L + 4E_{c_1} + 2E_{c_2} + 2J_L + 4E_{R_1} + 2E_{R_2} + 4\dot{E}_{c_1} - 4\dot{E}_{c_2} - 4\dot{E}_{c_3}, \quad (45)$$

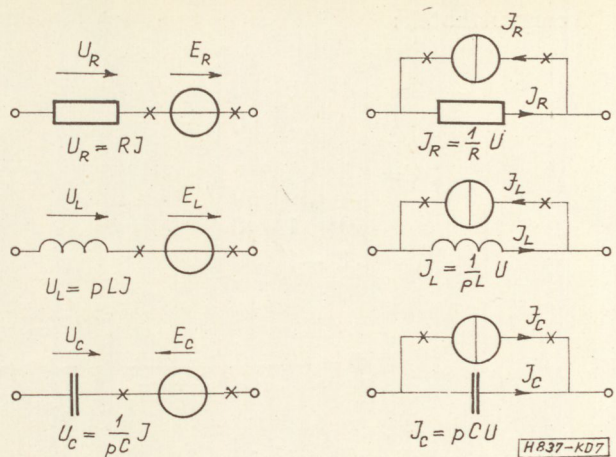
$$8\dot{U}_{c_2} = -2U_{c_1} - 3U_{c_2} + I_L + 2E_{c_1} + 3E_{c_2} - J_L + 2E_{R_1} + 3E_{R_2} - 2\dot{E}_{c_1} + 2\dot{E}_{c_2} + 2\dot{E}_{c_3}, \quad (46)$$

$$8\dot{I}_L = 8U_{c_1} - 8U_{c_2} - 8E_{c_1} + 8E_{c_2}. \quad (47)$$

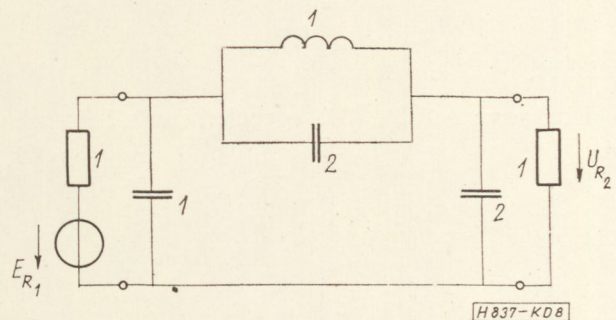
megfelelő alakot kapjuk. Áttérve a Laplace transzformáltra, az együtthatók az utolsó három egyenletből kiolvashatók.

$$\mathbf{A} = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} -4 & -2 & -2 \\ -3 & -3 & 1 \\ 8 & -8 & 0 \end{bmatrix}, \quad (48)$$

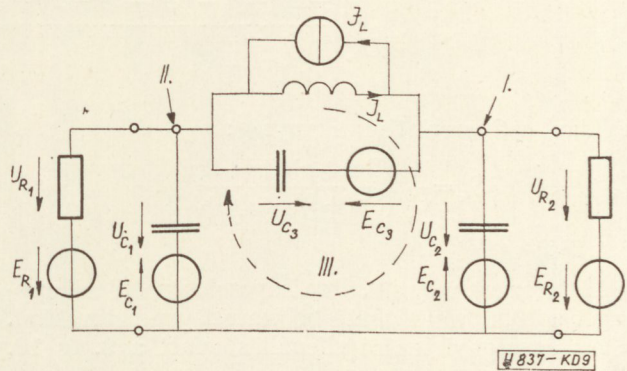
$$\mathbf{B} = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} 4+4p & 2-4p & 2 & 4 & 2 & -4p \\ 2-2p & 3+2p & -1 & 2 & 3 & 2p \\ -8 & 8 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (49)$$



7. ábra



8. ábra



9. ábra

A gerjesztés oszlopvektora:

$$\mathbf{w}^t = [E_{c_1} E_{c_2} J_L E_{R_1} E_{R_2} E_{c_3}]. \quad (50)$$

A megfelelő kimenetek:

$$U_{c_1} = U_{c_1}, \quad (51)$$

$$U_{c_2} = U_{c_2}, \quad (52)$$

$$I_L = I_L, \quad (53)$$

$$U_{R_1} = U_{c_1} - E_{c_1} - E_{R_1}, \quad (54)$$

$$U_{R_2} = U_{c_2} - E_{c_2} - E_{R_2}, \quad (55)$$

$$U_{c_3} = U_{c_1} - U_{c_2} - E_{c_1} + E_{c_2} + E_{c_3}. \quad (56)$$

Az együttthatók:

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (57)$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & & & & & \\ -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (58)$$

A tranzíciós mátrix:

$$\Phi = (pE - A)^{-1} = \frac{\text{adj}(pE - A)}{\det(pE - A)}. \quad (59)$$

Elvégezve a részletszámításokat, az eredmény:

$$\Phi = \frac{1}{8p^3 + 7p^2 + 4p + 2} \begin{bmatrix} 8p^2 + 3p + 1 & -2p + 2 & -2p - 1 \\ -2p + 1 & 8p^2 + 4p + 2 & p + 1 \\ 8p + 5 & -8p - 6 & 8p^2 + 7p + 1 \end{bmatrix}. \quad (60)$$

Bevezetve a (60)-as kifejezésre a

$$\Phi = \frac{\Phi_1}{\Delta} \quad (61) \quad C\Phi = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} 8p^2 + 3p + 1 & \Phi_1 & -2p - 1 \\ -2p + 1 & 8p^2 + 4p + 2 & p + 1 \\ 8p^2 + 5p & -8p^2 - 6p & -3p - 2 \end{bmatrix}. \quad (62)$$

jelölést,

Elvégezve a (33), (34) egyenlet szerinti szorzásokat, a transzfer mátrix:

$$T = \frac{1}{8p^3 + 7p^2 + 4p + 2} \begin{bmatrix} U_{c_1} \\ U_{c_2} \\ I_L \\ U_{R_1} \\ U_{R_2} \\ U_{c_3} \end{bmatrix} \begin{matrix} E_{c_1} & E_{c_2} & J_L & E_{R_1} & E_{R_2} & E_{c_3} \end{matrix} \begin{bmatrix} 4p^2 + p + 1 \\ 2p^2 + 1 \\ 2p + 1 \\ -8p^3 - 3p^2 - 3p - 1 \\ -2p^3 - p & -6p^3 - 2p^2 - 2p & p^2 - p & 2p^2 + 1 & -8p^3 - 4p^2 - 3p - 1 & 2p^3 + 2p^2 \\ 2p^2 + p \end{bmatrix}. \quad (64)$$

Például a C_3 szerinti érzékenység:

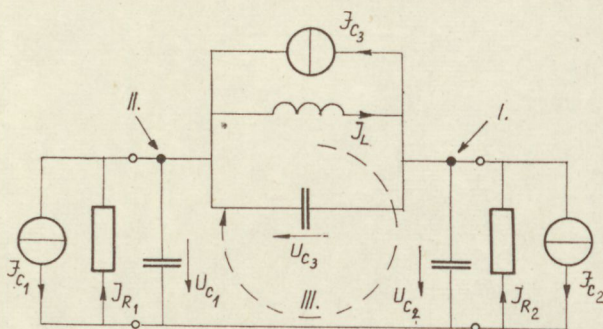
$$S_{c_3} = \frac{1}{C_3} \frac{(2p^2 + p)(2p^3 + 2p^2)}{(8p^3 + 7p^2 + 4p + 2)^2}. \quad (65)$$

5.1. Példa

Határozzuk meg a 8. ábra kapcsolásának érzékenységet a 10. ábrán látható beiktatott generátorokkal.

Az egységnyi lezáró ellenállás miatt a 9. és 10. ábrából

$$\frac{U_{R_2}}{E_{R_1}} = \frac{I_{R_2}}{J_{c_1}}, \quad (66)$$



10. ábra

ezért a bemeneti feszültséggenerátor elhagyható.**

A számítás az előzőhöz hasonló. Kifejezzük az induktivitások feszültségeit és a kapacitások áramait az állapotváltozókkal. Ezek után a differenciált mennyiségekre megoldjuk az egyenleteket. Az eredmény:

$$8\dot{U}_{c_1} = -4U_{c_1} - 2U_{c_2} - 2I_L - 4J_{c_1} - 2J_{c_2} + 2J_{c_3}, \quad (67)$$

$$8\dot{U}_{c_2} = -2U_{c_1} - 3U_{c_2} + I_L - 2J_{c_1} - 3J_{c_2} - J_{c_3}, \quad (68)$$

$$\dot{I}_L = U_{c_1} - U_{c_2}. \quad (69)$$

A kimenetek az állapotváltozókkal és a gerjesztésekkel kifejezve:

$$4I_{c_1} = -2U_{c_1} - U_{c_2} - I_L - 2J_{c_1} - J_{c_2} + J_{c_3}, \quad (70)$$

$$4I_{c_2} = -2U_{c_1} - 3U_{c_2} + I_L - 2J_{c_1} - 3J_{c_2} - J_{c_3}, \quad (71)$$

$$4I_L = 4I_L, \quad (72)$$

$$4I_{R_1} = -4U_{c_1}, \quad (73)$$

$$4I_{R_2} = -4U_{c_1}, \quad (74)$$

$$4I_{c_3} = 2U_{c_1} - U_{c_2} + 3I_L + 2J_{c_1} - J_{c_2} - 3J_{c_3}. \quad (75)$$

** Ezzel elérhető, hogy egy áramgenerátor két elem „gerjesztését” is elvégezze.

Az együtthatómátrixok:

$$\mathbf{A} = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} -4 & -2 & -2 \\ -2 & -3 & 1 \\ 8 & -8 & 0 \end{bmatrix}, \quad (76)$$

$$\mathbf{B} = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} -4 & -2 & 2 \\ -2 & -3 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (77)$$

$$\mathbf{C} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} -2 & -1 & -1 \\ -2 & -3 & 1 \\ 0 & 0 & 4 \\ -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 2 & -1 & 3 \end{bmatrix}, \quad (78)$$

$$\mathbf{D} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} -2 & -1 & 1 \\ -2 & -3 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 2 & -1 & -3 \end{bmatrix}. \quad (79)$$

A gerjesztés vektora:

$$\mathbf{w}^t = [J_{c_1} J_{c_2} J_{c_3}]. \quad (80)$$

Láthatóan a gerjesztések száma nem egyezik a kimenetek számával. Egy generátor több elem gerjesztését is elvégezheti.

Az \mathbf{A} mátrix a gerjesztésektől független, ezért a Φ mátrix az előzővel megegyezik.

Célszerűségi okokból most először a $\Phi \mathbf{B}$ -t határoztuk meg:

$$\Phi \mathbf{B} = \frac{1}{8p^3 + 7p^2 + 4p + 2} \begin{bmatrix} -4p^2 - p - 1 & -2p^2 - 1 & 2p^2 + 1 \\ -2p^2 - 1 & -3p^2 - p - 1 & -p^2 - p \\ -2p - 1 & p + 1 & 3p + 2 \end{bmatrix}. \quad (81)$$

Ebből a (31) alapján a transzfer függvény megfelelő elemei

$$\mathbf{T} = \frac{1}{8p^3 + 7p^2 + 4p + 2} \begin{bmatrix} I_{c_1} & J_{c_1} & J_{c_2} & J_{c_3} \\ I_{c_2} & -4p^3 - p^2 - p & & \\ I_L & -4p^3 - 2p & & \\ I_{R_1} & -2p - 1 & & \\ I_{R_2} & 4p^2 + p + 1 & & \\ I_{c_3} & 2p^2 + 1 & 3p^2 + p + 1 & p^2 + p \\ & 4p^3 + 2p^2 & & \end{bmatrix}. \quad (82)$$

A C_3 szerinti érzékenység

$$S_{c_3} = \frac{1}{C_3} \frac{(p^2 + p)(4p^3 + 2p^2)}{(8p^3 + 7p^2 + 4p + 2)^2} \quad (83)$$

megegyezik az előző (65)-tel.

Megjegyezzük, hogy az R_1 és R_2 szerinti érzékenységek a két módszernél nem egyeznek. Ennek oka a Thevenin–Norton átalakítás. Ugyanis a (66) egyenlet helyesebben:

$$\frac{U_{R_2}}{E_{R_1}} = \frac{I_{R_2} R_2}{J_{c_1} R_1} \quad (84)$$

alakú, és ha például R_2 szerint deriválunk, és $R_1 = R_2 = 1$ -et helyettesítünk, akkor

$$\frac{\partial}{\partial R_2} \frac{U_{R_2}}{E_{R_1}} = \frac{\partial}{\partial R_2} \frac{I_{R_2}}{J_{c_1}} + \frac{I_{R_2}}{J_{c_1}}. \quad (85)$$

A (85)-ös korrekciót figyelembe véve azonos eredményt kapunk.

6. Összefoglalás

A bemutatott módszer differenciálás nélkül a transzfer függvény építőelemek szerinti érzékenységének meghatározására alkalmas. Mint ilyen, első sorban gépi számítás során alkalmazható előnyösen, ahol a közvetlen differenciálás nehezen, vagy egyáltalán nem hajtható végre. Előnye továbbá, hogy egy általános analízisprogram közvetlenül alkalmazható az érzékenységek számítására is.

Mivel az állapotváltozós analízisnél mindenképpen a Φ tranzíciós mátrix meghatározása a leghosszadalmasabb (bizonyos módszereknél a sajátértékek meghatározása is szükséges), általában azt mondhatjuk, hogy a bemutatott kombinált módszer nem növeli az egyébként is szükséges számításmennyiséget több, mint kétszeresére.

Ezúton is köszönetemet fejezem ki dr. Géher Károlynak és Trón Tibornak értékes észrevételeikért.

IRODALOM

1. Géher Károly: Lineáris hálózatok toleranciájáról és érzékenységéről. Híradástechnika XVI. évf. 10. sz. 1965. okt. 269–301. old.
2. Géher K.—Halász E.: Hálózattervezés lineáris programozással. Híradástechnika XVIII. évf. 7. szám 1967. július.
3. G. Kron: A Set of Principles to Interconnect the Solutions of Physical Systems, Journal of Applied Physics, Vol. 24. No. 8. Aug. 1953.
4. F. Branin: Analyzing circuits by the numbers, Electronics January 9, 1967.
5. R. Tomovič: Sensitivity analysis of dynamic systems Mc Graw-Hill 1963.
6. М. Быховский: Основы динамической точности электрических и механических цепей, АКАДЕМИИ НАУК СССР, МОСКВА 1958.
7. E. S. Kuh and R. A. Rohrer: The state-variable approach to network analysis, Proc. IEEE, Vol. 53. pp. 672–686. July 1965.
8. C. Pottle: Comprehensive Active Network Analysis by Digital Computer — A State Space Approach, Proceedings Third Annual Allerton Conference on Circuit and System Theory, 1965.

Elektromágneses hullámok csoportosítása a terjedési együtthatók jellege alapján

ETO 621.361.09

Az elektromágneses hullámok többféle szempont szerint csoportosíthatók. Így szokásos a frekvencia, az alkalmazott hullámvezető (tápvonal) és a hullámkép alapján történő osztályozás. Ez utóbbi jelenti a hullámok móduscsoportokba (TM , TE , TEM) való sorolását, amelyet a hullám longitudinális komponensének jellege szab meg. A móduscsoportokon belül a tranzverzális síkban fellépő hullámkép pillanatnyi értéke szerint történik az osztályozás (pl. TM_{11} , TE_{01}). Szokásos még a hullámok csoportosítása a villamos térerősségvektor végpontjának a tranzverzális síkban történő időbeli változása alapján (lineáris, cirkuláris, elliptikus polarizáció).

A fenti, általában szokásos osztályozáson kívül a hullámok csoportosíthatók a terjedési együtthatók alapján is. Ugyanis a hullám jellege különböző aszerint, hogy egyes terjedési együtthatói komplexek, valósak, képzetesek vagy zérus értékűek.

A hullámegyenlet megoldása a Hertz-vektorral

Az elektromágneses hullámok egyenletei levezethetők a \mathbf{II} Hertz-vektorból vagy az \mathbf{A} retardált vektorpotenciálból. Minthogy \mathbf{A} és \mathbf{II} egymásból könnyen meghatározható és a belőlük nyerhető két megoldás teljesen egyenértékű, a következőkben csak az egyikkel, a \mathbf{II} Hertz-vektorral foglalkozunk.

A Hertz-vektornak két típusa van, a \mathbf{II}_e elektromos és a \mathbf{II}_m mágneses. Ezekből az \mathbf{E} villamos térerősség és a \mathbf{H} mágneses térerősség különböző, de egymásból duál módon származtatható. Mindkét típusú Hertz-vektor kielégíti a hullámegyenletet. Ennek megfelelően időben szinuszos gerjesztés esetén

$$\Delta \mathbf{II} = \gamma_0^2 \mathbf{II}, \quad (1)$$

ahol

$$\gamma_0^2 = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon), \quad (2)$$

ε a közeg abszolút permittivitása, μ az abszolút permeabilitása, σ pedig a fajlagos vezetőképessége. A (2) egyenlettel definiált γ_0 -t az adott közegre jellemző terjedési együtthatónak hívjuk. Veszteségmentes közeg esetén $\sigma = 0$, és így

$$\gamma_0 = j\beta_0 = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon} = j\omega\frac{\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}}{c} = j\frac{2\pi}{\lambda}, \quad (3)$$

ahol μ_r , ill. ε_r a relatív permeabilitás, illetve permittivitás, c a fény terjedési sebessége vákuumban, λ pedig az adott közegben az ω körfrekvenciának megfelelő hullámhossz. A hullámegyenletek felírásánál igyekszünk olyan koordináta rendszert választani, amelyiknél az egyik koordináta vonal meg egyezik a longitudinális iránnyal, vagyis a hullám

terjedésének irányával. Ez a számításoknál kitüntetett irányként szerepel. A megoldások egy részénél mégis azt találjuk, hogy ez a longitudinális irány nem kitüntetett. Ennek kiválasztása a feladatok nagy részénél elég plauzibilis (pl. antennáknál az antennától kiinduló gömbkoordináták sugárirányú koordinátája, csőtápvonalaknál az axiális irány). A longitudinális irány alkalmas választása a megoldások megkeresésénél és a kapott eredmények rendszerezésénél hasznosnak bizonyult.

A Maxwell-egyenletek megoldásai a longitudinális irány alapján szétesnek TM és TE móduscsoportokra. A TEM módus a TM vagy a TE elfajulásának tekinthető. Mindkét módus levezethető akár a \mathbf{II}_e , akár a \mathbf{II}_m Hertz vektorból, mégis célszerűbb a TM módust a \mathbf{II}_e elektromos, a TE -t pedig a \mathbf{II}_m mágneses Hertz-vektorból levezetni. Ekkor ugyanis a Hertz-vektornak csak egyetlen, mégpedig longitudinális komponense van és így skalár mennyiségként kezelhető.

Az (1) egyenlet is skalár egyenletté egyszerűsödik:

$$\Delta \Pi = \gamma_0^2 \Pi. \quad (4)$$

A (4) megoldását ortogonális koordináta-rendszerben szoktuk keresni. (Nem ortogonális rendszerben a megoldás meghatározása elég reménytelen.) Ilyenkor — a longitudinális irányt z -vel jelölve — a háromdimenziós Laplace-operátor az alábbi módon bontható fel:

$$\Delta = \Delta_t + \frac{\partial^2}{\partial z^2}, \quad (5)$$

ahol Δ_t a tranzverzális síkban értelmezhető két-dimenziós Laplace-operátor. (1) és (5) alapján felírhatjuk, hogy

$$\Delta_t \Pi + \frac{\partial^2 \Pi}{\partial z^2} = \gamma_0^2 \Pi. \quad (6)$$

Ortogonális koordináta-rendszerben a (6) parciális differenciálegyenlet megoldását célszerű szorzat alakban keresni:

$$\Pi = \Pi_t Z(z). \quad (7)$$

A Π_t értéke csak a tranzverzális irányú koordinátáktól függ. (7)-et a (6)-ba helyettesítve kapjuk, hogy

$$\frac{1}{\pi_t} \Delta_t \Pi_t + \frac{1}{Z} \frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} = \gamma_0^2 \quad (8)$$

A (8) egyenlet bal oldalának első tagja csak a tranzverzális koordinátáktól, a második tagja csak a z koordinátától függ, a jobb oldal viszont a koordinátáktól független. Így a koordináták tetszőleges értéke

mellett (8) csak úgy állhat fenn, ha a bal oldal első és második tagja is a koordinátáktól függetlenül állandó. Jelöljük ezeket g^2 -tel, illetve γ^2 -tel.

Ekkor

$$\Delta_t \Pi_t = g^2 \Pi_t, \quad (9)$$

és

$$\frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} = \gamma^2 Z, \quad (10)$$

továbbá

$$g^2 + \gamma^2 = \gamma_0^2 \quad (11)$$

Π_t kielégíti a (9) két dimenziós, Z pedig a (10) egydimenziós hullámegyenletet. Mint ismeretes, (10) megoldása a következő:

$$Z(z) = Ae^{-\gamma z} + Be^{\gamma z}. \quad (12)$$

Ezen megoldás fizikai értelmezése alapján γ -t longitudinális terjedési együtthatónak hívjuk.

(9) megoldását csak konkrét koordináta rendszerben adhatjuk meg. A továbbiakban szereplő konkrét példáknál látni fogjuk, hogy g és γ azonos jellegű mennyiség, és a két együttható együttesen határozza meg a hullám jellegzetességeit. g -t a γ -val való analógia alapján tranzverzális terjedési együtthatónak hívjuk. γ és g értéke általában komplex:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (13)$$

és

$$g = h + jk. \quad (14)$$

Meghatározásuk a feladat határfeltételei alapján történik.

A hullám vizsgálata a terjedési együtthatók jellege alapján

A két terjedési együttható által egy adott irányban meghatározott hullámkép akkor írható le a legegyszerűbben, ha az adott iránnyal az egyik koordináta vonalsereg párhuzamos. Ilyen irány lehet pl. hengerkoordinátáknál a z koordináta, vagy derékszögű koordinátáknál bármelyik koordináta iránya. A koordináta-rendszer ilyen választásánál képzetes terjedési együttható esetén az adott irányban csillapítatlan hullám alakul ki. Ha a terjedési együttható valós, akkor ebben az irányban a jel exponenciálisan csillapodik. (Ilyenkor tágabb értelemben beszélhetünk csak hullámról.) Ha pedig a terjedési együttható komplex, akkor exponenciálisan csillapodó hullámjelenség keletkezik. A terjedési együttható képzetes részéből meghatározható az adott irányban fellépő Λ hullámhossz és a v_t fázissebesség értéke:

$$\Lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (15)$$

és

$$v_t = \frac{\omega}{\beta}, \quad (16)$$

ahol β a terjedési együttható képzetes része.

Ha a vizsgált irányban a koordináta vonalak nem párhuzamosak, akkor általában a következőket mondhatjuk:

Ha a terjedési együttható valós, akkor bármely pillanatban a hullám amplitúdója a koordináta

függvényében előjelváltás nélkül monoton csökken. Ha a terjedési együttható komplex, akkor egy adott időpillanatban a hullámot jellemző térerősségek meghatározott helyeken előjelet váltanak és növekvő koordináta értékek mellett két-két szomszédos zérus-hely közötti maximális értékük monoton csökken.

Veszteségmentes esetben γ_0 mindig képzetes, γ és g pedig egyaránt lehet valós, képzetes és zérus is. A következőkben sorra vesszük a lehetséges eseteket:

1. $\gamma = j\beta$ és $g = jk$,

vagyis mindkét terjedési együttható képzetes. Ekkor mind a longitudinális, mind a tranzverzális irányban hullám alakul ki. Ilyen eset áll fenn csőtápvonalak terjedő hullámainál.

2. $\gamma = j\beta$ képzetes és $g = h$ valós.

Ebben az esetben a longitudinális irányban hullám alakul ki és valamelyik tranzverzális koordináta irányban pedig a tér erősen csökken. Ilyenek a felületi hullámok.

3. $\gamma = \alpha$ valós, $g = jk$ képzetes.

A tér longitudinális irányban erősen csökken, tranzverzális irányban viszont hullám alakul ki. Ilyen a tér csőtápvonalakban, ha a jel λ hullámhossza a határhullámhossznál nagyobb.

4. $\gamma = j\beta$ képzetes, $g = 0$.

Csak a longitudinális irányban alakul ki hullám. Ez a helyzet a többberű tápvonalak TEM módusánál.

5. $\gamma = 0$, $g = jk$ képzetes.

Csak tranzverzális irányban alakul ki hullám, a tér a longitudinális iránytól független. Ez az eset az üregrezonátorokban, ha a harmadik index zérus.

A különböző lehetséges eseteket az 1. táblázatban foglaltuk össze.

1. táblázat

	γ	g	v_f	Λ	Példa
1	$j\beta$	jk	$v_f > c$	$\Lambda > \lambda$	csőtápvonal határhullámhossz alatti hullámhosszaknál
2	$j\beta$	h	$v_f < c$	$\Lambda < \lambda$	felületi hullám
3	α	jk	—	—	csőtápvonal határhullámhossz feletti hullámhosszaknál
4	$j\beta$	0	$v_f = c$	$\Lambda = \lambda$	többberű vezetők (pl. koaxiális kábel) TEM módusa
5	0	jk	$v_f = 0$	$\Lambda = \infty$	üregrezonátorban levő hullám, ha a harmadik módusindex zérus (pl. TE_{010})

A következőkben néhány olyan példát fogunk ismertetni, amelyek henger vagy derékszögű koordinátákban tárgyalhatók.

Hengerkoordináta rendszerben tárgyalható példák

A (4) egyenlet egyetlen módusra vonatkozó megoldása hengerkoordinátákban a következő:

$$\Pi(r, z, \varphi) = Z_m(-jgr) \cos m\varphi [A_z^{(+)} e^{-\gamma z} + A_z^{(-)} e^{\gamma z}]. \quad (17)$$

Ebben az egyenletben m a megoldást jellemző egész szám, Z_m pedig az m -edrendű Bessel-féle differenciálegyenlet valamilyen megoldása.

A továbbiakban a z -től való függéssel nem foglalkozunk, ugyanis erre az előbbi részben mondottak érvényesek.

(17) szerint a tér φ -ben periodikus és a periodicitást éppen m szabja meg. Ha $m=0$, akkor a tér henger-szimmetrikus.

Veszteséges esetben g komplex. Egyébként képzetes, valós vagy zérus. Ha g képzetes ($g=jk$), akkor a $Z_m(-jgr)$ függvényt az alábbi módon célszerű felírni:

$$Z_m(-jgr) = Z_m(kr) = A_t J_m(kr) + B_t N_m(kr), \quad (18)$$

ahol J_m az m -edrendű Bessel-, N_m pedig a m -edrendű Neumann-függvény.

Ha g valós, akkor a Z_m -et célszerű vagy a módosított Bessel-függvényekkel, vagy a Hankel-függvényekkel kifejezni. Mi ezt az utóbbit fogjuk alkalmazni.

$$Z_m(-jgr) = A'_t H_m^{(1)}(-jgr) + B'_t H_m^{(2)}(-jgr), \quad (19)$$

ahol $H_m^{(1)}$ az m -edrendű elsőfajú, $H_m^{(2)}$ pedig az m -edrendű másodfajú Hankel-függvény.

Ha az elektromágneses tér koaxiális r_1 és r_2 sugarú hengerfelület közötti tartományban lép fel ($r_1 < r_2$, $r_1 \neq 0$ és $r_2 \neq \infty$), akkor a tér egyaránt leírható a (18) vagy a (19) kifejezéssel (rendszerint a (18)-at használjuk). Ez vonatkozik a koaxiális tápvonal és a koaxiális üregrezonátor TEM-től különböző módusaira.

Ha $r_1=0$ akkor szükséges, hogy $B_t=0$ legyen, vagyis

$$Z_m(kr) = A_t J_m(kr) \quad (20)$$

Ez érvényes többek között a körkeresztmetszetű csőtápvonalra és a hengeres üregrezonátorra.

Ha $r_2 = \infty$, akkor a térnek el kell tűnnie. Ha $\text{Re } g < 0$, akkor $B'_t = 0$, így

$$Z_m(-jgr) = A'_t H_m^{(1)}(-jgr). \quad (21)$$

Ha pedig $\text{Re } g > 0$, akkor $A'_t = 0$ és

$$Z_m(-jgr) = B'_t H_m^{(2)}(-jgr). \quad (22)$$

Ez utóbbi két eset abból adódik, hogy a $g = \pm \sqrt{\gamma_0^2 - \gamma^2}$ nek két gyöke van. A két megoldás egyenértékű és az egyik tetszés szerint választható ki.

Mintegy a különböző típusú hengerkoordinátákban tárgyalható felületi hullámvezetőknél $r_2 = \infty$, így ezekre az előbbiekre érvényesek.

A Hertz-vektornak a TEM megoldáshoz tartozó kifejezése az r -től logaritmikusan, míg a villamos és mágneses tér $1/r$ szerint függ. TEM módusnál $g=0$. Erre példa a koaxiális kábel és a koaxiális üregrezonátor alapmódusa.

A fentiek alapján néhány hengerkoordinátákban leírható hullám jellemzőit a 2. táblázatban foglaltuk össze. A táblázatban a koaxiális kábelben, koaxiális üregrezonátorban, hengeres csőtápvonalban, hengeres üregrezonátorban, az 5–8. sorszámú különböző típusú felületi hullámvezetőnél a gyakorlatban felhasználásra kerülő hullámok jellemzői találhatók.

Az 5. sorszámú Sommerfeld- és a 6. sorszámú Goubau-féle felületi hullámvezetőknél a tér henger-

szimmetrikus. A 7. sorszámú található menetes felületi hullámvezetőnél az eredő tér a hengerszimmetrikus TE és TM módus összegéből áll. A dielektromos rúdnál (8. sorszám) a lehetséges TM és TE módusoknak van határhullámhosszuk, míg a TE_{11} és TM_{11} összegeként tárgyalható módus esetén nincs határhullámhossz.

Derékszögű koordináta-rendszerben tárgyalható példák

A (4) egyenlet egy módusra vonatkozó megoldása derékszögű koordinátákban

$$\Pi(x, y, z) = AX(x)Y(y)Z(z), \quad (23)$$

ahol

$$\begin{aligned} X(x) &= A_x e^{-g_x x} + B_x e^{g_x x}, \\ Y(y) &= A_y e^{-g_y y} + B_y e^{g_y y}, \\ Z(z) &= A_z e^{-\gamma z} + B_z e^{\gamma z}. \end{aligned} \quad (24)$$

g_x az x irányban, g_y pedig az y irányban a terjedési együttható és

$$g_x^2 + g_y^2 = \gamma^2. \quad (25)$$

Így a (11) alapján:

$$g_x^2 + g_y^2 + \gamma^2 = \gamma_0^2. \quad (26)$$

A (24) és (26) alapján nem látszik kitüntetettnek egyik koordináta irány sem.

g_x, g_y általában komplex mennyiségek. Veszteségmentes esetben az egyes terjedési együtthatók lehetnek valósak, képzetesek vagy zérus értékűek. Nem lehet azonban valamennyi valós, vagy valamennyi zérus. Valós érték esetén a (24) egyenleteket néha célszerű felírni hiperbolikus függvényekkel. Így

$$\begin{aligned} \text{ha } \gamma = \alpha, \quad Z(z) &= C_z \text{sh } \alpha z + D_z \text{ch } \alpha z \\ \text{ha } g_x = h_x, \quad X(x) &= C_x \text{sh } h_x x + D_x \text{ch } h_x x, \\ \text{ha } g_y = h_y; \quad Y(y) &= C_y \text{sh } h_y y + D_y \text{ch } h_y y. \end{aligned} \quad (27)$$

Ha a terjedési együtthatók képzetesek, akkor célszerű a megoldásokat a trigonometrikus függvényekkel felírni.

$$\begin{aligned} \text{ha } \gamma = j\beta \quad Z(z) &= E_z \sin \beta z + F_z \cos \beta z, \\ \text{ha } g_x = jk_x \quad X(x) &= E_x \sin k_x x + F_x \cos k_x x, \\ \text{ha } g_y = jk_y \quad Y(y) &= E_y \sin k_y y + F_y \cos k_y y, \end{aligned} \quad (28)$$

TEM módusnál $g_x=0$ és $g_y=0$. Ebben az esetben a tér csak a z koordinátától függ. Ilyen hullám lehetséges, két párhuzamos ideális vezető fémsík között.

Határhullámhossz alatt működő négyszögkeresztmetszetű csőtápvonalaknál, hasáb alakú üregrezonátoroknál valamennyi terjedési együttható képzetes. Csőtápvonalnál az x és y irányban, üregrezonátornál mindhárom irányban álló hullámok alakulnak ki. Üregrezonátoroknál bármelyik irányú terjedési együttható lehet zérus. Ekkor ettől az iránytól a tér független.

Egyes felületi hullámokat célszerű derékszögű koordinátákban tárgyalni. Ilyen pl. a véges σ fajlagos vezetőképességű fémsík felett terjedő Zeneck-hullám, a két párhuzamos fémsík és a kettő között

2. táblázat

Sorszám	Elrendezés	Módus	γ	Δ	Longitudinális irányú változást leíró függvény	g	Tranzverzális irányú változást leíró függvény	Megjegyzés
1.	Koaxiális kábel	TEM	$\gamma_0 = j\beta_0$	$\Delta = \lambda$	$A_z e^{\mp j\beta_0 z}$	0	$\frac{1}{A_t} \frac{1}{r}$	határhullámhossz alatti módusok
		TE TM	$j\beta$	$\Delta > \lambda$	$A_z e^{\mp j\beta z}$	jk	$[A_t J_m(kr) + B_t N_m(kr)] \cos m\varphi$	
2.	Koaxiális üregrezonátor	TEM	$\gamma_0 = j\beta_0$	$\Delta = \lambda$	$A_z \sin \beta_0 z + B_z \cos \beta_0 z$	0	$\frac{1}{A_t} \frac{1}{r}$	önrezgésben levő rezonátor
		TE TM	$\left. \begin{matrix} j\beta \\ 0 \end{matrix} \right\}$	$\left. \begin{matrix} \Delta > \lambda \\ \Delta = \infty \end{matrix} \right\}$	$\left. \begin{matrix} A_z \sin \beta z + B_z \cos \beta z \\ \text{konstans} \end{matrix} \right\}$	jk	$[A_t J_m(kr) + B_t N_m(kr)] \cos m\varphi$	
3.	Hengeres cső-tápvonal	TE TM	$\left. \begin{matrix} j\beta \\ \alpha \end{matrix} \right\}$	$\left. \begin{matrix} \Delta > \lambda \\ - \end{matrix} \right\}$	$\left. \begin{matrix} A_z e^{\mp j\beta z} \\ A_z e^{\mp \alpha z} \end{matrix} \right\}$	jk	$A_t J_m(kr) \cos m\varphi$	határhullámhossz alatti módusok esetén $\gamma = j\beta$ határhullámhossz feletti módusok esetén $\gamma = \alpha$
		TE TM	$\left. \begin{matrix} j\beta \\ 0 \end{matrix} \right\}$	$\left. \begin{matrix} \Delta > \lambda \\ \Delta = \infty \end{matrix} \right\}$	$\left. \begin{matrix} A_z \cos \beta z + B_z \sin \beta z \\ \text{konstans} \end{matrix} \right\}$	jk	$A_t J_m(kr) \cos m\varphi$	önrezgésben levő rezonátor
5.	Sommerfeld-féle felületi hullámvezető	TM ₀	$\alpha + j\beta$	$\Delta < \lambda$	$A_z e^{\mp(\alpha + j\beta)z}$	$h + jk$	$A_t H_0^{(1)}(-jgr)$	az egyenletek a vezetőt körülvevő térre vonatkoznak
6.	Goubau-féle felületi hullámvezető	TM ₀	$j\beta$	$\Delta < \lambda$	$A_z e^{\mp j\beta z}$	h	$A_t H_0^{(1)}(-jhr)$	az egyenletek a vezetőt körülvevő térre vonatkoznak
7.	Menetes felületi hullámvezető	TM ₀ + TE ₀	$j\beta$	$\Delta < \lambda$	$A_z e^{\mp j\beta z}$	h	$A_t H_0^{(1)}(-jhr)$	az egyenletek a vezetőt körülvevő térre vonatkoznak
8.	Dielektromos rúd	TE ₁₁ + TM ₁₁	$j\beta$	$\Delta < \lambda$	$A_z e^{\mp j\beta z}$	h	$A_t H_0^{(1)}(-jhr)$	határhullámhossz nélküli módus
		TM TE	$j\beta$	$\Delta < \lambda$	$A_z e^{\mp j\beta z}$	h	$A_t H_m^{(1)}(-jhr) \cos m\varphi$	határhullámhossz feletti módus az egyenletek a vezetőt körülvevő térre vonatkoznak

3. táblázat

Sorszám	Elrendezés	Módus	γ	Λ	z-irányú függést leíró egyenlet	g	g_x	x-irányú függést leíró egyenlet	g_y	y-irányú függést leíró egyenlet	Megjegyzés
1.	Két párhuzamos vezető sík	TEM	$\gamma_0 = j\beta_0$	$\Lambda = \lambda$	$A_z e^{\mp j\beta z}$	0	0	konstans	0	konstans	határhullámhossz alatt
		TE TM	$j\beta$	$\Lambda > \lambda$	$A_z e^{\mp j\beta z}$	$j\beta$	konstans	konstans	$A_y \sin k_y y + B_y \cos k_y y$	$j k_y$	$A_y \sin k_y y + B_y \cos k_y y$
2.	Négyszögkeresztmetszetű tápvonal	TM	$j\beta$	$\Lambda > \lambda$	$A_z e^{\mp j\beta z}$	$j\beta$	0	konstans	0	konstans	határhullámhossz alatt: $\gamma = j\beta$ határhullámhossz felett: $\gamma = \alpha$ g_x és g_y nem lehet egyidejűleg zérus
		TE	α	—	$A_z e^{\mp \alpha z}$	$j k_x$	$A_x \cos k_x x + B_x \sin k_x x$	$j k_y$	$A_y \cos k_y y + B_y \sin k_y y$	önrézségben levő rezonátor; TE módusnál g_x, g_y és γ közül legfeljebb kettő lehet egyidejűleg zérus; TM módusnál g_x, g_y és γ közül legfeljebb egy lehet egyidejűleg zérus	
3.	Hasáb alakú üregrezonátor	TM	0	∞	konstans	0	konstans	konstans	0	konstans	önrézségben levő rezonátor; TE módusnál g_x, g_y és γ közül legfeljebb kettő lehet egyidejűleg zérus; TM módusnál g_x, g_y és γ közül legfeljebb egy lehet egyidejűleg zérus
		TE	$j\beta$	$\Lambda > \lambda$	$A_z \cos \beta z + B_z \sin \beta z$	$j\beta$	$A_x \cos k_x x + B_x \sin k_x x$	$A_y \cos k_y y + B_y \sin k_y y$	$j k_y$	$A_y \cos k_y y + B_y \sin k_y y$	Az egyenletek a dielektrikumon kívüli térre vonatkoznak
4.	H tápvonal	TM	$j\beta$	$\Lambda < \lambda$	$A_z e^{\mp j\beta z}$	h	$j k_x$	$A_x \cos k_x x + B_x \sin k_x x$	h_y	$A_y e^{\mp h y}$	Az egyenletek a vezető felületi hullámvezető
		TE	$\alpha + j\beta$	$\Lambda < \lambda$	$A_z e^{\mp (\alpha + j\beta) z}$	$h + j\beta$	konstans	konstans	$h_y + j k_y$	$A_y e^{-(h_y + j k_y) y}$	Az egyenletek a vezető felületi térrészre vonatkoznak
5.	Zeneck-féle felületi hullámvezető	TM	$\alpha + j\beta$	$\Lambda < \lambda$	$A_z e^{\mp (\alpha + j\beta) z}$	$h + j\beta$	konstans	konstans	$h_y + j k_y$	$A_y e^{-(h_y + j k_y) y}$	Az egyenletek a vezető felületi térrészre vonatkoznak
		TE	$\alpha + j\beta$	$\Lambda < \lambda$	$A_z e^{\mp (\alpha + j\beta) z}$	$h + j\beta$	konstans	konstans	0	0	$A_y \operatorname{sh} g_y y + B_y \operatorname{ch} g_y y$
6.	Két párhuzamos vezető sík	TE	$\alpha + j\beta$	$\Lambda < \lambda$	$A_z e^{\mp (\alpha + j\beta) z}$	$h + j\beta$	konstans	konstans	0	0	Az egyenletek a vezető felületi térrészre vonatkoznak

elhelyezkedő dielektromos rétegből álló H tápvonalban terjedő hullám. Ezeknél az egyik tranzverzális (y) irányú terjedési együttható komplex, vagy valós.

A fentiek illusztrálására a 3. táblázatban összefoglaltuk a realizálható és derékszögű koordinátákban tárgyalható fontosabb hullámtípusokat.

IRODALOM

1. *Simonyi K.*: Elméleti Villamosság. Tankönyvkiadó 1967.
2. *Fodor Gy.—Simonyi K.—Vágó I.*: Elméleti Villamosság. Példatár. Tankönyvkiadó 1967.

3. *G. T. Markov*: Antennák. Műszaki Könyvkiadó 1963.
4. *Vágó I.*: Felületi hullámvezető. Magyar Híradástechnika 1955. No. 3 (65—74).
5. *A. Sommerfeld*: Über die Fortpflanzung elektrodynamischer Wellen längs eines Drahtes. Annalen der Physik und Chemie 1899 Band 67. (233—290).
6. *G. Goubau*: Surface Waves and their Application to Transmission Lines. Journal of Applied Physics 1960. nov. (1119—1128).
7. *H. Kaden*: Fortschritte in der Theorie der Drahtwellen. Archiv der Elektrischen Übertragung 1951. máj. (399—424).
8. *H. M. Barlow—Callan*: Surface Waves. Proc. I. E. E. Part III. No 68. 1953. nov.
9. *D. G. Kiely*: Dielectric Aerials. London, Methuen.

ZAKARIÁS JÁNOS

1895—1967

1967. október 10-én meghalt Zakariás János okl. gépészmérnök, postamérnök, nyugalmazott postaműszaki igazgató.

1895-ben született Brassóban, 1924-ben lépett a Posta szolgálatába. Rövid ideig a Központi Távirdán dolgozott, majd a Postakísérleti Állomásra került, ahonnan 1941-ben áthelyezték a Rádiófelügyelőség létszámába. A második világháború befejezése után ismét a Kísérleti Állomáson dolgozott, majd az 1947-ben megalakult Műszerügyi Szolgálathoz került és ott dolgozott 1960-ig, nyugdíjazásáig.

Zakariás János működési köre 1945-ig a rádióhálózat műszaki berendezéseinek ellenőrzése és fejlesztése, majd a műszerügyi szolgálat szervezése.

1928-tól 1949-ig előadó tanára volt a Magyar Posta Gyáli úti szakiskolájának.

Zakariás János több szakkönyvet írt, mint pl. a Rádió Vezérfonala, a Film és Rádió és ezek akkor részesei voltak a magyarországi rádiókultúra megalapozásának és terjesztésének.

Sokan emlékeznek még a rádió akkori műsorában rendszeresen — összesen több mint 40 alkalommal —



jelentkező „Rádióamatőr-posta” előadásokra. Ő volt sok szakirányú lakihegyi kirándulás szervezője stb.

Zakariás János egész életét a rádió és a postaműszaki szolgálat színvonala emelésének szentelte, pedagógusi és műszaki szakirodalmi tevékenysége is ennek szolgálatában állott.

Akik ismerték, szerették és tisztelték Zakariás Jánost.

A HTE 1967. december havi rendezvényei

Összeállította: VALKÓ PÉTERNÉ

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

Átviteltech. : Átviteltechnikai Szakosztály

Elnök: LAJKÓ SÁNDOR

Félvez. : Félvezető Szakosztály

Titkár: KOCSIS MIKLÓS

Klima. : Klimatizációs Csoport

Elnök: SCHMIDT JÁNOS

1967. december	Szakosztály	Előadás
5—7. kedd-csütörtök	ELEKTROMECHANIKAI VÁLLALAT ELŐADÁSSOROZAT ÉS KIÁLLÍTÁS	
7. csütörtök, 17 ó.	Átviteltech.	Lajkó Sándor (TRT) Átviteltechnikai licenc-tárgyalások eredményei
12. kedd, 16 ó.	Félvez.	Kocsis Miklós (HIKI) Szilícium, planáris, epitaxiális kapcsoló tranzistorok.
13. szerda 16.30 ó.	Klima.	Somfai Ferenc (BHG) Gyorsulásimpulzussal végzett vizsgálatok új módszerei a Híradástechnikában II. rész.

Diffúziós technikával előállított p—n átmenetek helyének számítása

ETO 621.382.001.24

A diffúziós technikát a mai félvezető-eszköz gyártásban széles körben alkalmazzák. Segítségével lehetőség nyílik olyan fontos problémák megoldására, mint a p—n átmenet tetszés szerinti mélységben való kialakítása, előre meghatározott szennyező eloszlás megvalósítása, egyes tranzisztortípusoknál igen vékony bázisrétegek irányítható és reprodukálható előállítására és a geometriai méretek pontos betartása stb. Mindez azt eredményezi, hogy a félvezető-eszköz előállítása jobb kitermeléssel és kisebb paraméterszórással valósítható meg diffúziós technika alkalmazásával, mint ötvözéssel.

A szilárd testekben lejátszódó diffúziós folyamatok elmélete ismert, és számos összefüggés tisztázódott a félvezetőkben lejátszódó diffúziós folyamatokra is. Szükséges azonban az elmélet kiterjesztése, és alkalmazása annak a célnak érdekében, hogy az adott eszköz előírt paraméterei már a diffúziós technológia során előre megtervezhetőek legyenek.

A diffúziós egyenlet

A diffúzió folyamatát a Fick-egyenlet írja le, mely egy dimenziós esetben

$$\frac{\partial C}{\partial t} = D \frac{\partial^2 C}{\partial x^2} \quad (1)$$

alakú, ahol C a diffundáló atomok koncentrációja, D pedig a diffúziós együttható.

Az egyenlet akkor igaz, ha a diffúziós együttható nem függ a hely koordinátáitól.

A félvezető eszközök készítésénél kétféle diffúziós alaptéchnológiát használnak. Az egyiknél állandó koncentrációt biztosítanak a félvezető felületén a diffundáló (szennyező) atomokból, míg a másik esetben a szennyező meghatározott mennyiségét viszik fel a felületre. A különböző határfeltételek miatt, a diffúziós egyenlet megoldása is különböző lesz [1, 2]. Állandó felületi koncentráció esetén

$$C(x) = C_s \operatorname{erfc} \left(\frac{x}{2L} \right), \quad (2)$$

míg a másik esetben

$$C(x) = \frac{Q}{2L\sqrt{\pi}} \exp \left(-\frac{x^2}{4L^2} \right), \quad (3)$$

ahol

$$L = \sqrt{Dt}, \quad (4)$$

az ún. diffúziós úthossz, Q a félvezető egységnyi felületére felvitt anyagmennyiség, C_s a felületi koncentráció. A kezdeti feltétel mindkét esetben azonos, $t=0$ és $x>0$ (félvezető belseje) esetén $C(x)=0$; $t=0$ és $x<0$ esetén pedig $C(x)=C'$ állandó.

Szokásos a $\frac{Q}{2L\sqrt{\pi}}$ mennyiséget is felületi koncent-

rációnak nevezni, de az nem független az időtől, növekvő t -vel csökken.

A diffúziós együttható első közelítésében csak a hőmérséklettől függ

$$D = D_0 \exp \left(-\frac{H}{kT} \right), \quad (5)$$

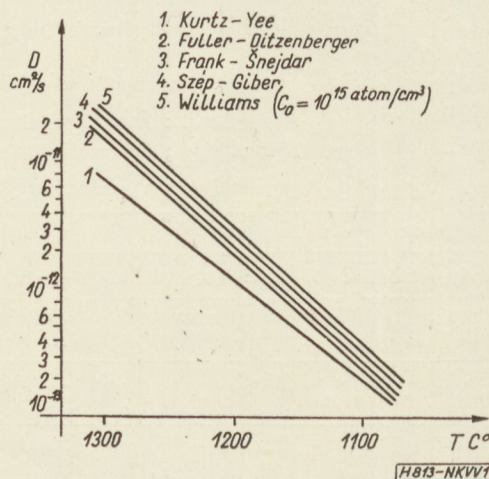
ahol k a Boltzman-állandó, T az abszolút hőmérséklet K° -ban, H a folyamat aktivációs energiája, D_0 pedig a hőmérséklettől független állandó.

A diffúziós együttható

Az irodalomban az egyes elemekre megadott diffúziós együttható értékek különböznek egymástól.

Vizsgáljuk pl. a bór diffúzióját szilícium egykristályban. Az irodalomban leggyakrabban Fuller és Ditzenberger [3] 1956-ban közölt cikkére hivatkoznak. Ők 10 ohmcm fajlagos ellenállású Si egykristályban végezték kísérleteiket, ami 10^{15} atom/cm³ doppelóanyag koncentrációnak felel meg. Az általuk mért diffúziós együttható értékek más szerzők adataival összevetve az 1. ábrán láthatóak [4, 5, 6, 7]. A diffúziós együttható értékek eltérnek egymástól s ezt nem lehet pusztán a mérések hibájával magyarázni.

A diffúziós együtthatóban való eltérés okát a szilícium kristályok eltérő doppelóanyag koncentrációjában lehet keresni. Azt a tényt, hogy a bór diffúziós együtthatója foszforral doppel Si egykristályban a doppelóanyag-koncentrációtól függ — mégpedig növekvő P koncentrációval nő a diffúziós együttható is —, Williams [7] kísérletekkel is alátámasztotta. Eredményei alapján a diffúziós együtthatónak hőmérséklet és doppelóanyag-koncentrációtól való függését külön-külön vehetjük figyelembe. Fogadjuk el a Kurtz—Yee által mega-



1. ábra

dott értéket [4] a diffúziós együttható hőmérséklet-függő részének, jelöljük ezt D_K -val és szorozzuk meg egy doppelóanyag koncentráció-függő korrekciós faktoral κ -val. A szerzők ugyanis nagytisztaságú Si-lapkaiban határozták meg a D értékét.

$$D(C, T) = \kappa_T(C) D_K(T) \quad (6)$$

A κ értékeit állandó hőfokra ($T=1200\text{ C}^\circ$) adjuk meg. A 2. ábrán látható a κ és C közötti összefüggés. A folytonos görbe segítségével a diffúziós együttható értékét a doppelóanyag bármely koncentrációja esetén ki lehet számítani.

A diffúziós átmenet helyének számítása

Diffúziós technológia segítségével meghatározott szennyezőatom-eloszlás úgy valósítható meg legkönnyebben, ha a felületen állandó koncentrációértéket biztosítunk. Ekkor a diffúziós egyenlet elvi megoldása a hibafüggvény [2]. Tételezzük fel, hogy a gyakorlatban is ez az eloszlás valósul meg. Ebben az esetben a p — n átmenet olyan x_j mélységben alakul ki, melyre $C(x_j) = C_0$, ahol C_0 a Si-lapka doppelóanyag koncentrációja.

$$C(x_j) = C_s \operatorname{erfc}\left(\frac{x_j}{2L}\right) = C_0. \quad (7)$$

Kívánt mélységű p — n átmenet megvalósítása tehát C_0 , C_s és L paramétereiktől függ. A felhasználandó kristály minősége megszabja C_0 értékét, C_s értékét pedig az alkalmazott technológiának megfelelően lehet beállítani (pl. a forráshőfok változtatásával). C_s értéke nem lehet nagyobb, mint a diffúziós anyag oldékonyságának felső határa Si-ban. Ezt figyelembe véve, az eloszlást az x/L mennyiség határozza meg. A különböző C_0 és C_s -hez tartozó x/L értékek a 3. ábrán láthatóak.

A 3. ábra segítségével kiszámíthatjuk C_0 , C_s és az elérni kívánt p — n átmenet mélységének (x_j) megfelelő L diffúziós úthosszat [4]. Ennek értéke a diffúziós együtthatótól és az időtartamtól függ. A diffúziós együtthatót viszont a diffúzió hőfoka és a κ korrekciós faktor határozza meg. Tehát

$$L = \sqrt{\kappa D_K t}. \quad (8)$$

Mivel a méretezésből L értéke adott, C_0 értéke pedig a felhasznált lapkától függ, a megfelelő L érték D_K és t segítségével állítható be. Ha tekintetbe vesszük azt is, hogy a diffúziót kedvező hőmérsékleten akarjuk elvégezni [8, 9], gyakorlatilag az egyetlen széles tartományban változtatható mennyiség az idő lesz.

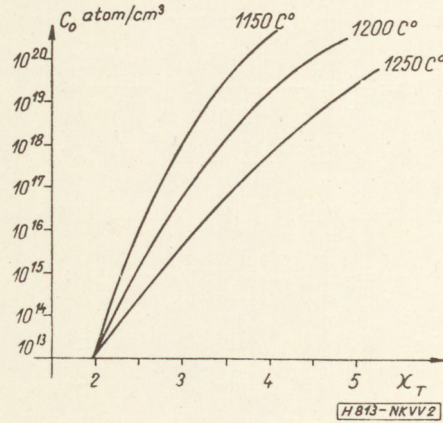
$$t = \frac{L^2}{\kappa D_K}. \quad (9)$$

A diffúzió megfelelő időtartamának kiválasztását a 4. ábra nomogramma könnyíti meg. (A 9. egyenletben két mennyiség is hőmérséklet függő — D_K különösen erősen —, ezért a diffúziós folyamat hőmérséklet stabilizálását igen gondosan kell elvégezni).

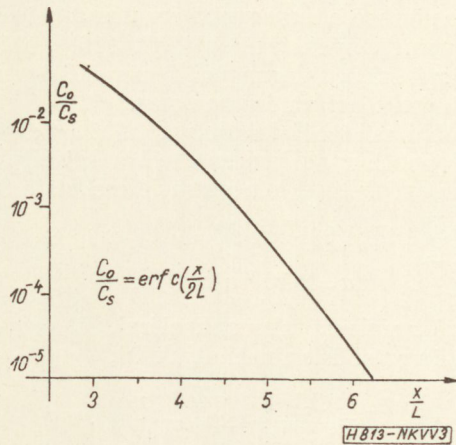
Az 1—4. ábrák segítségével hibafüggvény szerinti eloszlást feltételezve (bór és szilícium esetén), meg lehet tervezni a diffúzió technológiai adatait. Pl.

10^{15} atom/cm³ doppelóanyag koncentráció és 10^{20} atom/cm³ felületi koncentráció elérése esetén a 3.

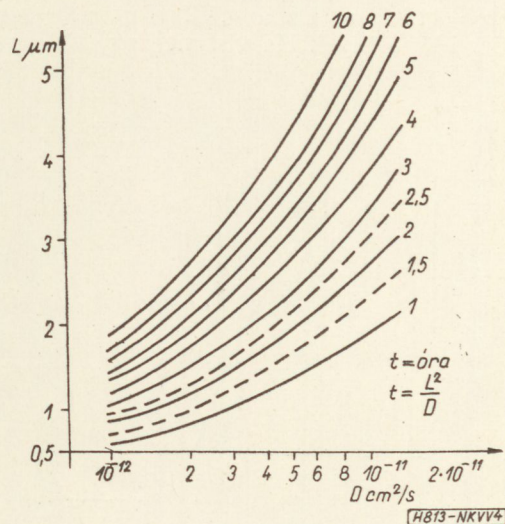
ábra alapján $\frac{x}{L} = 6,2$. Legyen a kívánt átmeneti mélység $15\ \mu\text{m}$, ekkor $L = 2,4$. Ha a diffúziós hőmérséklet 1200 C° , akkor $D_K = 1,1 \cdot 10^{-12}$ cm²/s, κ értéke pedig $2,5$, tehát $D = 2,7 \cdot 10^{-12}$ cm²/s. A szükséges diffúziós időt a 4. ábrán olvashatjuk le: $5,5$ óra. A példában közölt adatokkal készített diffúziós át-



2. ábra



3. ábra



4. ábra

menet helye — méréseink alapján — a felülettől 14,3 μm mélységben volt. A $p-n$ átmenetet a szokásos módon 5°-os ferde csiszolaton réz dekorálással hívtuk elő. A tervezett és mért diffúziós mélység-értékek között tehát csak 0,7 μm eltérést találtunk. Valamennyi kísérletünknel 1 μm alatti eltérést tapasztaltunk.

A diffúziós szennyezőtartalom-eloszlás meredeksége (gradiens) a különböző paraméterű eszközök tervezésénél fontos adat. Hibafüggvény szerinti eloszlás esetén ezt a következő képpen írhatjuk fel:

$$a = \frac{\partial C}{\partial x} = -\frac{C_s}{\sqrt{\pi}} \frac{1}{L} \exp\left(-\frac{x^2}{4L^2}\right). \quad (10)$$

Keressük meg a kifejezés minimumát, vagyis ahol abszolút értékben a legnagyobb lesz a meredekség. Képezzük a parciális differenciálhányadosokat:

$$\frac{\partial a}{\partial x} = \frac{C_s}{\sqrt{\pi}} \frac{x}{2L} \frac{1}{L^2} \exp\left(-\frac{x^2}{4L^2}\right); \quad (11)$$

$$\frac{\partial a}{\partial L} = \frac{C_s}{\sqrt{\pi}} \frac{1}{L^2} \left(1 - \frac{x^2}{2L^2}\right) \exp\left(-\frac{x^2}{4L^2}\right). \quad (12)$$

Szélsőérték lehetséges ha a differenciálhányadosok nulával egyenlők. Mivel szélsőérték a $0 > x > x_j$ tartományban nincsen, a legnagyobb gradiensű hely az $x = 0$ -nál van. A gyakorlatban $C_0/C_s \leq 10^{-2}$, ebben az esetben $x/L \leq 3,5$, a legnagyobb meredekség az x/L legkisebb értékénél valósulhat meg.

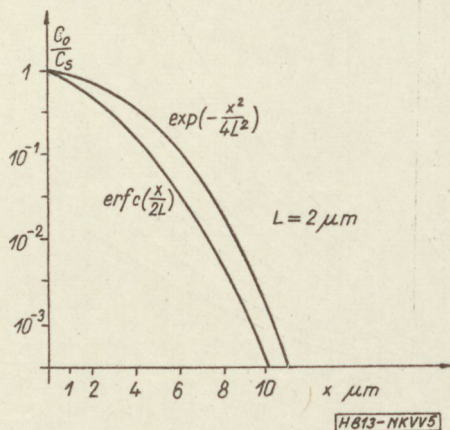
Az előbbi példából kiindulva, ha 10^{15} atom/cm³ volt a doppelóanyag koncentráció a kristályban és 10^{20} atom/cm³ felületi koncentráció mellett a 3. ábra alapján $\frac{x}{L}$ értéke 6,2-nek adódott, és

$$a = 2 \cdot 10^{19} \text{ atom/cm}^4$$

szennyező gradienst akarunk elérni, L értéket az alábbi kifejezésből számíthatjuk ki:

$$L = \frac{C_s}{\sqrt{\pi}} \frac{1}{|a|} \exp\left(-\frac{x^2}{4L^2}\right). \quad (13)$$

Az előbbi értékeket behelyettesítve $L = 1,83 \mu\text{m}$ és ekkor $x_j = 11,3 \mu\text{m}$. Ez a 4. ábra alapján 3,4 óra diffúziós időt igényel. Ha viszont nagyobb gradiens



5. ábra

kívánatos, pl. $a = 10^{20}/\text{cm}^4$, ahhoz $x_j = 2,3 \mu\text{m}$ és $t = 8,3$ perc szükséges. Amint a kísérleteink kimutatták, a számított és mért x_j értékek közötti eltérés 1 μm alatt volt 10–20 μm mély diffúzió esetén. Ez az eltérés a gradiens szempontjából — a hibaszámítás alapján — azt jelenti, hogy a tervezett és megvalósult szennyező gradiens között 10 % különbség jelentkezhethet.

Különböző eszközöknél fontos kívánalom, hogy az átmeneti tértöltés-tartomány kicsi legyen. Ehhez nagy meredekséget kell biztosítani. Meghatározott doppelóanyag koncentrációjú egykristály esetén tehát célszerű a $p-n$ átmenet mélységét minél kisebbre választani. Ehhez — mint azt megmutattuk — rövidebb diffúziós idő szükséges, sőt kívánatos lenne a diffúzió hőmérsékletét is emelni. Ezeknek a feltételeknek azonban a technológiai és más egyéb (pl. oldékonyág) körülmények szabnak határt.

A gyakorlatban a diffúziós profil nem követi pontosan a hibafüggvény szerinti eloszlást. A diffuzivitást ugyanis nemcsak a doppelóanyag-koncentráció eloszlás különbözősége (amely az elektron—lyuk, ill. az ionizált atomok mozgékonyágának különbözőségéből adódik), hanem a kristályhibák, a belső feszültségtér, a felületi károsodott réteg és más egyéb effektusok is befolyásolják.

Tapasztalati tény, hogy a mért diffúziós profil sok esetben inkább az exponenciális Gauss eloszlással azonosítható, mint a hibafüggvénnyel. Állandó felületi koncentráció esetén az exponenciális eloszlás akkor alkalmazható, ha a $\frac{Q}{2L\sqrt{\pi}} = C_s(t)$ kifejezés helyett az időtől független, állandó felületi koncentráció értéket helyettesítünk.

$$C(x) = C_s \exp\left(-\frac{x^2}{4L^2}\right). \quad (14)$$

Az exponenciális és a hibafüggvény-eloszlás közötti eltérés az 5. ábrán látható. A két eloszlás közel azonos, ha az exponenciális esetben a nem korrigált diffúziós együtthatóval számolunk, és a belső tér gyorsító hatását pusztán a Gauss eloszlással vesszük figyelembe, valamely átlagos D érték mellett.

A fentiekben ismertetett számítási módszer segítséget nyújt ahhoz, hogy a technológiai folyamatot az adott félvezető fizikai paramétereinek figyelembevételével lehessen végrehajtani.

IRODALOM

1. I. Crank: The Mathematics of Diffusion, Oxford Clarendon Press, 1956.
2. В. В. Пасинков—Л. К. Чиркин—А. Д. Шинков: Полупроводниковые приборы. Москва — 1966.
3. C. S. Fuller—J. A. Ditzemberger: J. Appl. Phys.— 27, 544 (1956)
4. A. D. Kurtz—R. Yee: J. Appl. Phys. 31, 303, (1960)
5. H. Frank—V. Snejdar: Physik und Technik der Halbleiterwerkstoffe. Akademie-Verlag, Berlin, 1964.
6. Szép I.—Giber J.: Félvezető eszközök konstrukciója és technológiája. M. T. I. jegyzet.
7. E. L. Williams: J. El. Chem. Soc. 108, 795 (1961)
8. V. R. Runyan: Silicon Semiconductor Technology Texas Instruments Electronics Series, Mc Grow-Hill (1965)
9. E. Kooi: J. El. Chem. Soc. 111, 1383 (1964)

Professzionális távközlő készülékek és berendezések biztonsági követelményei

KGMSZ 699.666—66 sz. szakmai szabvány

A biztonság az elektronikában azt jelenti, hogy a készülékek (berendezések) vonatkozásában meg kell valósítani a személyek védelmét

villamosítás, nagy hőmérséklet, a berendezésből származó káros sugárzás, rádiófrekvenciás égés, vagy hasonló testi károsodás ellen; meg kell valósítani személyek védelmét képcsőrobbanás esetére,

végül de nem utolsó sorban a berendezés és környezetének tűzbiztonságát.

A biztonság igényének kielégítése tehát sokrétű feladat, amelynek megvalósítása több lépésben történik. A gondoskodásnak már a készülékek (berendezések) *konstrukciójánál* kell kezdődnie, amelyet csak kiegészítenek a *létesítmény felépítésénél* követendő szempontok. De nem valósul meg maradék nélkül a biztonság, ha a már üzemkész berendezésekre nem készülnek *üzemeltetési előírások* amelyek a berendezést kezelő, karbantartó személyek számára megfelelő óvó-rendszabályokat is tartalmaznak.

Az a követelmény, hogy egy elektronikus készülék (berendezés) biztonságos konstrukciójú legyen, ma már annyira kézenfekvő, hogy külön kikötés nélkül is meg kell valósulnia és az új gyártmányok forgalombahozatalának legalább olyan fontos előfeltétele, mint a specifikáció teljesítése. Prototípus vizsgálatok jegyzőkönyvei külön kitérnek arra, hogy megfelel-e a gyártmány a vonatkozó biztonsági előírásnak, amelyet az illetékes szabványosító szervek azért dolgoztak ki, hogy az összes figyelembe veendő szempontok és azok teljesülésének vizsgálati módszerei mind a gyártó, mind a vizsgáló szakembereknek szabatos fogalmazásban rendelkezésre álljanak.

Talán felesleges hangsúlyozni, hogy a biztonság értelmezése az egész műszaki világban csak egyféle lehet. Nemzetközi elektrotechnikai szervezetek már évek hosszú sora óta foglalkoznak olyan egységes ajánlások kidolgozásával, amelyek az egyes államokban hatályos biztonsági szabványok alapját kell hogy képezzék.

Hazai vonatkozásban fontossági sorrendben természetes, hogy legelőször a laikus nagyközönség használatára szánt készülékek biztonsági előírásai jelentek meg (MSZ 91), amelyet követtek az elektronikus mérőkészülékek vonatkozó biztonsági előírások (MSZ 94). Nem hiányoztak az orvosi készülékekre vonatkozó biztonsági előírások sem.

A terület teljes rendezésének befejezését jelenti az 1967. április 1-én hatályba lépett KGMSZ 699.666—66 „Professzionális távközlő készülékek és berendezések biztonsági követelményei” c. szakmai szabvány, amely több éves körültekintő és áldozatos munka után zárja le végre a „nehéz híradástechnikai” ipar biztonsági problémáit. (Kidolgozására sürgetőleg hatott az MSZ 1600/1 „Biztonsági szabályzat erőáramú villamos berendezések létesítésére 1000 V-ig” hatály-részének az a megállapítása, hogy a híradástechnikai berendezések csak abban az esetben vehetők ki az MSZ 1600 hatálya — vagyis az erőáramú szemlélet — alól, ha rájuk külön szabvány-előírás készül.)

A KGMSZ 699.666—66 hatályba lépése előtt a biztonság szempontjainak érvényesülését e berendezéseknél csak a többi biztonsági szabványból vett analógiák alapján lehetett vizsgálni. A következőkben e szabvány részleteiről szeretnénk tájékoztatást adni.

A KGMSZ 699.666—66 előírásai a többi, fentebb említett szabvány előírásaitól elsősorban az érintésveszélyesnek minősülő feszültségek alsó csúcérték-határában különböznek. Itt ez 72 V csúcérték, szemben az egyéb előírásokban kikötött 34 V-tal. A másik ilyen lényeges eltérés abban van, hogy e szabvány a 72 V csúcértéknél még megenged legfeljebb 2 mA rövidzárlati áramot. Az egyéb előírások 34 V csúcértéknél 2000 Ohm-os mérőáramkörben fellépő 0,7 mA áramerősségekben szabták meg az érintésveszély alsó határát.

Ekülönbség oka főleg abban rejlik, hogy a professzionális berendezések nagyobb százalékánál a kezelő személyzettől már bizonyos szakképzettséget, ill. kioktatottságot lehet elvárni, sőt ez sokszor követelmény is. A szabvány ezért szaba-

tosan meghatározza a „szakképzett”, ill. „kioktatott” személyek fogalmát. Továbbmenve, csoportokba sorolja a berendezéseket:

- „A” csoport: egyszerű kezelési követelmények,
- „B” csoport: fokozott kezelési követelmények,
- „C” csoport: különleges elbírálást kívánó követelmények szempontjából.

Meghatározza, hogy melyik csoportnál kívánalom a szakképzettség, ill. melyiknél megengedett a kioktatott személyek kezelőként való alkalmazása. (A berendezések csoportba sorolására a Függelékben ad példát.)

Ilyen előzmények után természetesen megnyílik a lehetőség arra, hogy ott, ahol a berendezés kezeléséhez a kioktatást vagy szakképzettség követelmény és figyelembe véve azt is, hogy egyes berendezéstípusok alkalmazási célja szünetmentes üzemet igényel, a szabványban lefektetett követelmények maradéktalan betartása csak az „A” csoportba tartozó berendezésekre szükséges és elegendő. A másik kétszórt csoport berendezéseinél a gyártó és üzemeltető kiegészítő, ill. helyettesítő előírásban állapodhat meg azon szakaszok vonatkozásában, amelyekben erre utalás van.

E szabad megegyezés lehetősége a biztonság követelménye teljesülésének szempontjából csak látszólagos ellentmondásos. Hiszen tisztázott a cél és az előfeltételek, viszont szükség lehet esetenkénti szigorításra. Ahol meg az előírás betartása a berendezés rendeltetésszerű üzemének esetleges akadályát képezné, a gyártó és üzemeltető „közös felelősséggel” választ valami, a célnak jobban megfelelő megoldást anélkül, hogy a biztonság alapcélkitűzése csorbát szenvedne. Természetesen ezekre az esetekre ismertetésünk bevezetésében említett „üzemeltetési előírásokban” fokozott gondossággal kell kitérni, és külön óvórendszabályokról kell gondoskodni.

Egyebekben a szabvány, a többi biztonsági szabványban is megtalálható általános rendelkezéseken és általános vizsgálati előírásokon túl, részletesen taglalja a berendezések biztonsága érdekében támasztott követelményeket. Az egyes követelmény-előírásokat közvetlenül követi vizsgálati módszerük leírása.

Újdonság, és ezért eléggé elől foglal helyet az előírások között a *feszültségmentesítő* (interlock) szerkezetekre vonatkozó követelmények felsorolása, amelyeket más szabvány előírás még nem tartalmazott.

A berendezés egészére vonatkozó előírások között egyéb biztonsági szabványelőírásokhoz hasonlóan e szabvány is intézkedik a

- a biztonság érdekében alkalmazott *feliratokról és jelölésekről* (azok elhelyezés, kivitele, közzendő adatok);
- a berendezések *tápfeszültségéről és fogyasztásáról*, továbbá a feszültségválasztó, ill. feszültségem váltó kiviteléről;
- a *mechanikai szilárdságról* (hordozható berendezések ejtő igénybevétele; ütőigénybevétel, a meleg készülékek burkolatának szilárdsága);
- a *hőállóságról*
- az ún. *nedvességállóságról*, ami tulajdonképpen a szigetelések jóságának ellenőrzésére szolgáló szigetelési ellenállásmérést és villamosszilárdság vizsgálatot megelőző előkezelés;
- *víz behatolásával szembeni védelemről* (ha erre szükség van);
- az *érintésvédelemről* és rádiófrekvenciák káros következményei elleni védelemről (hozzáférhető részek, kezelő alkatrészek, vezeték csatlakozók, belső huzalozás, földelés, azok a témacsoportok, amelyekbe a problémák tömörítve vannak).

A *tűzvédelem* érdekében a rendszer használat során *megengedhető*, továbbá, a rendszer használat során bekövetkező meghibásodásnál *elfogadható* melegezési értékekkel szabvány egyik fejezete részletesebben foglalkozik. Fontossága miatt erre célszerű itt is bővebben kitérni.

Ez a fejezet a rendes használat során bekövetkező meghibásodásoknak csupán egyes kiválasztott eseteivel tud csak foglalkozni. Előre fel nem mérhető ugyanis mindaz a hibaelőfordulás, ami a berendezés rendes (rendeltetészerű) használata folyamán felléphet, újabb hibásodások sorozatát, továbbá azok együttes melegezési és érintésveszély konzekvenciáit hozva magával. Ezért értelmezi a szabvány a fogalmak között a „vizsgálatok céljára szolgáló rendellenes működési körülményeket”. Ezek bizonyos meghatározott, szándékosan felidézett hibák, amelyekkel az életben előforduló esetek egy részét kívánjuk „utánozni”. E rendellenes működési körülményeket kell a szakaszban előírt módon megvalósítani és vizsgálni a következményeiket.

A bizottsági munka során ez a fejezet volt a szabványnak talán a legtöbbit vitatott része. Egy-egy hibaelőfordulás mindig kisebb-nagyobb kárt okoz. Baj az, ha ez előfordul, de előfordulhat, és annak súlyosabb konzekvenciái lehetnek, tehát célszerű ellenük védelemről gondoskodni (pl. egyes áramkörök biztosítása, hőkioldó).

A meghibásodások mesterséges előidézésekor ezek szerint tulajdonképpen a „védelem” vizsgázik. Mennél nagyobb értékű alkatrészeket tartalmazó berendezésről van szó, a berendezésnek annál több helyén kell a mesterséges meghibásodást előidézni és következményeit vizsgálni. Tovább menve, a védelmi berendezések (szerkezetek) megbízható működésének ellenőrzésére módosulhat a „rendellenes működési körülmények” közötti vizsgálat egy része, mert ha jól működik a védelem, nem lesz túlmelegedés, vagy érintésveszély nem várt helyeken, és drága alkatrészek nem mennek tönkre. Mindezt a gyártó és üzemeltetőnek külön kell megbeszélnie a „B” és „C” csoportba tartozó berendezésekre vonatkozóan.

A továbbiakban intézkedik a szabvány

- a káros sugárzás elleni védelemről (képcső, adócsövek, nagyfrekvenciás hőhatás);
- robbanás esetére szükséges védelemről (csövek, robbanásveszélyes egyéb alkatrészek) és,
- különféle egyéb veszélyek elleni védelemről (mozgó alkatrészek, folyadékos telepek).

A biztonság fentiekben felsorolt megvalósítása sok esetben az alkalmazott anyagokon, alkatrészekben hiúsul meg, ezért külön fejezetek foglalkoznak a berendezésben használt anyagokkal, alkatrészekkel, kapcsoló- és elosztó berendezésekkel, akkumulátorokkal.

A felesleges ismétlések elkerülésére a szabvány egyébként is nagy terjedelme miatt külön gondot fordítottunk és ahol lehetett, csupán hivatkoztunk más, hatályban levő szabványok vonatkozó előírásaira.

A kidolgozás és az egyes előírások betarthatósága kipróbálásának munkája a köteles gondosság miatt eléggé elhúzódtott, de a tárgyalások alatt és kényszerű szüneteikben gondoskodtunk arról, hogy figyelembe vegyünk azokat az időközbeni változásokat, amelyeket az IEC-nél folyó nemzetközi szabványosításban, vagy a VDE-nél folyó hasonló természetű munkák folyamatát figyelve, észleltünk. Ennek köszönhető, hogy a jelenleg hatályos fontosabb külföldi ajánlásokkal, ill. előírásokkal az anyag ma összhangban van. Az élet azonban nem áll meg, mert a technika fejlődésével új készüléktípusok és egyre újabb műszaki megoldások igénylik a biztonsági előírásokat. Ezekre a szabvány használóinak mind a gyártók, mind az üzemeltető szervek részéről figyelni kell, hogy észrevételeik nyomán a szükséges kiegészítéseket (esetleg módosításokat) mihamarabb el lehessen végezni az előírások korszerű szinten tartása érdekében.

Szebeni Nándor

A HTE Évkönyvéről

Már előzőleg, augusztusi számunkban a szerkesztőség megemlékezett a Híradástechnikai Tudományos Egyesület első évkönyvéről.

Kifejezésre jutott ebben a méltatásban, hogy mennyire hűen tükrözi az ipar és ezzel kapcsolatban az egyesület fejlesztését és munkáját ez az évkönyv. Ilyen és hasonló méltatás levelekben, napi sajtóban, külföldre menő lapokban, televízióban sok helyen megjelent és valamennyiért a Szerkesztő Bizottság hálás köszönetet mond.

Elismerő levelet küldött Kállai Gyula, az Országgyűlés elnöke, Erdei-Grúz Tibor, a Magyar Tudományos Akadémia főtitkára, Kolos Richard, az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság elnökhelyettese, Tömpe István, a Magyar Rádió és Televízió elnöke, Jancsecz Antal, a Magyar Nemzeti Bank ügyvezető igazgatója, Horn Dezső, a közlekedés- és postaügyi miniszter első helyettese.

Külön ki kell emelnünk dr. Csanádi György, közlekedés- és postaügyi miniszter levelét, melyet szó szerint idézünk:

„Kedves Váradi elvtárs!

Kérem fogadja köszönetemet a Híradástechnikai Tudományos Egyesület évkönyvének megküldéséért. Kérem továbbá, tolmácsolja legőszintébb gratulációm és elismerésem az évkönyv összeállításában közreműködött szerzőknek és lektoroknak, továbbá az Egyesület valamennyi munkatársának is.

A tudományos egyesület által megjelentetett évkönyv magas színvonalon reprezentálja azt a nagyszerű fej-

lődést, mely a híradástechnikai tudományos kutatómunkában és ennek nyomán magában a híradástechnikai iparban főként az utóbbi 10 esztendő folyamán végbe ment. Ezekhez a nagyszerű eredményekhez a legőszintébben csak gratulálni lehet, ezért mint a híradástechnikai ágazat vezetője is tiszta szívből kívánom, hogy a következő évek során hasonló jó eredményeket érjenek el és tudományos kutatómunkájuk útján is segítsék elő a népgazdaság hírközlési ágazatának tervezett ütemű fejlődését.

Ismételten megköszönöm az évkönyv megküldésével irányomban tanúsított figyelmességüket és mindannyiuknak minden jót, további sok sikert kívánok.

1967. június 22.

Szívélyes üdvözzettel
Dr. Csanádi György”

Ezt a levelet azért is kell külön kihangsúlyoznunk, mert ez volt az, amelyik a legerőteljesebben igazolta, hogy a Szerkesztő Bizottság célját elérte és ennek következtében buzdítást adott arra, hogy ezt a munkát rendszeresen folytassák, sőt az esetleges hibák kijavításával, újabb ötletekkel még színesebbé, még eredményesebbé tegyék. Különösen fontos ez azért, mert kihangsúlyozza, hogy az egyesületi élet visszatükrözi az ipar teljes fejlesztését és az esetleges nehézségeket, amelyekkel meg kell küzdeni. A társadalmi munka eredménye már sokszor jelentkezett, amikor a lelkes és sokat dolgozó műszakiak munkaidejükön túl egész komoly népgazdasági problémák megoldására tettek javaslatokat az egyesületi munka keretein belül.

Valkó Péterné

Tranzisztoros hangolt erősítők gyors tervezési módszere

ETO 621.375.4.001.2

Lineáris áramkörök analizésére és tervezésére széles körben elterjedt módszer a hálózatfüggvény pólusz-érendezésének felhasználása. E módszer előnye a számítástechnika nagymértékű egyszerűsödésében rejlik.

A komplex frekvenciatartományban a hálózatokat az $F(p) = A(p)/B(p)$ hálózatfüggvény írja le. $F(p)$ két valós-együtthatós polinom hányadosa, és így egy konstans tényezőtől eltekintve pólusai és gyökei helyével megadható. A hálózatok vizsgálata a p komplex frekvenciatartományban lényeges egyszerűsítést jelent. A kifejtési tétellel az időtartománybeli viselkedést, a Bode-diagramokkal pedig az ω , frekvenciatartománybeli viselkedést adhatjuk meg egyszerűen. Mind az idő-, mind a frekvenciatartományba történő áttérés grafikus módszerekkel is elvégezhető.

Hangolt erősítők pólus-zérus elmélet alapján történő tervezését a következő lépésekben célszerű elvégezni:

1. Az adott követelményeknek megfelelő pólus-zérus kép meghatározása (approximáció).
2. A leggyakrabban alkalmazott csatoló-négypólusokkal megvalósítható pólus-zérus elrendezés meghatározása; kapcsolat a csatoló-négypólus pólusainak helyzete és az áramköri jellemzők között.
3. Nagyfrekvenciás stabilitás vizsgálata.

Approximáció

Sáverősítők tervezésekor előírásokat tehetünk a frekvencia-, valamint az időtartománybeli viselkedésre. A frekvenciatartományban leggyakoribb eset az, hogy a hálózatfüggvény abszolút értékét írjuk elő, de a fázismenetre nincs megkötés. Megadhatjuk a hálózat futási idő jelleggörbéjét is, valamint együttes megkötést tehetünk az amplitúdó- és futási idő jelleggörbékre, figyelembe véve, hogy minimálfázisú hálózatok amplitúdó- és fázisjelleggörbéit nem írhatjuk elő egymástól függetlenül. Az időtartománybeli approximáció során előírhatjuk, hogy a hullámalak torzulása meghatározott értéket ne lépjen túl. Lényeges megjegyeznünk, hogy a frekvencia- és időtartománybeli viselkedés nem független egymástól.

Az approximációs probléma legkézenfekvőbb megoldása a próbálgatás. Ismerve a szokásos pólus-zérus képet, a pólusok és a zérusok számát és helyzetét addig változtatjuk, amíg a szükséges jelleggörbét megkapjuk. Ezt a módszert gyakran alkalmazzák akkor, ha az eljárást számítógéppel végzik. A sok eredmény közül kiválasztható a követelményeknek leginkább megfelelő megoldás. Számítógép nélkül az eljárás igen hosszadalmas, ezért csak akkor alkal-

mazzuk, ha a más úton nyert pólus-zérus képet kis-mértékben kell változtatni.

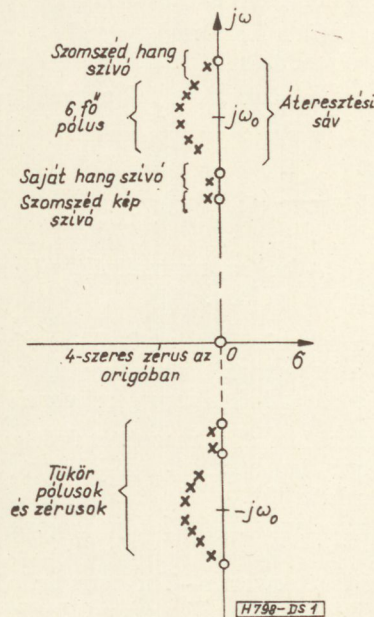
Példaképpen az 1. ábrán egy televízió vevőkészülék videó KF erősítőjének pólus-zérus elrendezése látható.

A pólusokat és zérusokat elhelyezkedésük szerint három fő csoportba oszthatjuk:

- a) Az áteresztőtartomány közelében levő ún. aktív pólusok és zérusok.
- b) A negatív frekvenciatartományban levő ún. tükör pólusok és zérusok.
- c) Az origó környezetében levő pólusok és zérusok.

Feltételezhetjük, hogy ha az átviteli sáv relatív sávzélessége kicsiny, akkor az erősítő áteresztő-tartománybeli tulajdonságait a tükör-, valamint az origóban levő pólusok és zérusok nem befolyásolják. Ezt a közelítést a későbbiek során valamennyi esetben elfogadjuk.

További megkülönböztetést is tehetünk az aktív pólusok között. Mivel gyakori követelmény egyes diszkrét frekvenciájú jelek nagymértékű csillapítása, ezért szivőköröket kell alkalmazni, amelyek az átviteli sávban zérushelyet valósítanak meg. Az 1. ábrán három ilyen frekvenciát találunk. E szivőkörök tervezésekor alapvető szempont az, hogy az áteresztő-tartományban lehetőleg kevésbé befolyásolják az amplitúdó- és fázisjelleggörbe menetét. Ezt olyan áramköri elrendezéssel érhetjük el, amelynek



1. ábra. Televízió-vevőkészülék videó KF erősítőjének pólus-zérus elrendezése

pólus-zérus képében a zérushely közelében egy pólus is található. Ezek tárgyalása igen messzire vezetne, de az elmondottak alapján elfogadható, hogy megfelelő tervezés esetén az átviteli sávban az áramkör viselkedését az ún. fő pólusok határozzák meg. Ebben az esetben ugyanis lehetőségünk van a fő pólusok (szívőkörök nélkül a teljes pólus-zérus kép) egyenes úton történő meghatározására.

A hálózatelmélet alapján rendelkezésünkre állnak különféle jellegzetes tulajdonságú aluláteresztő szűrők pólus-zérus elrendezései. Ezekből koordinátatranszformációval nyerhetjük a megfelelő sávszűrő rendszer pólus-zérus képét.

A transzformációs képlet:

$$P = \frac{P}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{P}, \quad (1)$$

ahol: P az aluláteresztő rendszer pólusa,
 p a sávszűrő rendszer pólusa,
 ω_0 a sávszűrő rendszer közepes frekvenciája.

A transzformációval részletesen foglalkozik az irodalom [1], itt csak a végeredményt közöljük. A transzformáció eredményeképpen a pólusok a bal félsíkban a közepes frekvencia körül helyezkednek el, hasonló elrendezésben, mint aluláteresztő rendszernél az origó körül. Távolságuk a közepes frekvenciától feleakkora, mint a megfelelő aluláteresztő pólus origótól mért távolsága. A fellépő tükörsáv és az origóba kerülő zérusok keskenysávú esetben elhanyagolhatók.

Az aluláteresztő szűrők következő adatait célszerű meghatározni:

a) Normalizált pólus-zérus elrendezés. A normalizálást úgy végezzük el, hogy az origótól mért pólustávolságok szorzata egységnyi legyen:

$$\sum_{n=1}^k |p_n| = 1. \quad (2)$$

Ez egyidejűleg frekvencia-normalizálást is jelent.

b) Normalizált sáv szélesség, amely a normalizált pólus-zérus elrendezés 3 dB-es sáv szélessége.

Ezeknek az adatoknak a felhasználásával a sávszűrő aktív pólusait a következő képlettel nyerhetjük:

$$p = \frac{2\pi B}{2} (\sigma_k + j\omega_k) \frac{1}{2\pi B_n + j2\pi f_0}, \quad (3)$$

ahol: $p_k = (\sigma_k + j\omega_k)$ a normalizált póluselrendezés egyik pólusa,

$2\pi B$ a sávszűrő kívánt 3 dB-es sáv szélessége,
 $2\pi B_n$ a normalizált sáv szélesség,
 f_0 a sávszűrő közepes frekvenciája.

A leggyakrabban alkalmazott szűrőtípusok:

Maximálisan lapos amplitúdó-jelleggörbájű (Butterworth) szűrők [2].

Maximálisan lapos futási idő jelleggörbájű (Thomson) szűrők [2], [3].

Átmeneti Butterworth—Thomson szűrők [2].

Megközelítően maximálisan lapos futási idő jelleggörbájű szűrők [4].

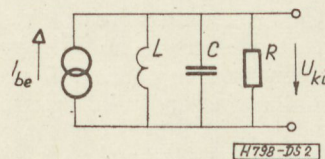
Csebisev jelleggörbájű szűrők.

A fenti típusú szűrők adatai táblázatokban megtalálhatók, és elsősorban ez biztosítja a pólus-zérus elrendezés alapján történő méretezés egyszerűségét.

Csatolóáramkörök analízise

Párhuzamos rezgőkör

A fokozat helyettesítő képét a 2. ábrán mutatjuk



2. ábra. Párhuzamos veszteségű, párhuzamos rezgőkörös csatolófokozat helyettesítő képe

be, transzfer impedanciáját a (4) egyenlet adja meg.

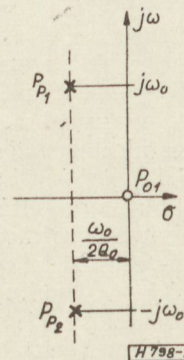
$$Z_T = \frac{U_{ki}}{J_{be}} = \frac{1}{C} \frac{P}{p^2 + p \frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}}. \quad (4)$$

A nevező gyökei, vagyis a transzfer impedancia pólusai:

$$p_{p1}, p_{p2} = -\frac{\omega_0}{2Q_0} \pm \sqrt{\left(\frac{\omega_0}{2Q_0}\right)^2 - \omega_0^2}, \quad (5)$$

ahol: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, ill. $Q_0 = \omega_0 CR$.

Ha $Q_0 > 5$, akkor jó közelítéssel a 3. ábra pólus-zérus képét kapjuk meg. Látható, hogy ez a csatoló kör egy aktív pólust realizál, tehát ha az 1. ábra fő pólusait ilyen egyeshangolású körökkel akarjuk megvalósítani, akkor hat, különböző frekvenciára hangolt és különböző jósági tényezőjű párhuzamos rezgőkör, vagyis ötfokozatú erősítő szükséges.



3. ábra. Párhuzamos veszteségű, párhuzamos rezgőkörös csatolófokozat pólus-zérus elrendezése

Mivel tárgyalásunkat gyakran keskenysávú erősítőkre korlátozzuk, célszerű olyan új független változó bevezetése, amely a közepes frekvenciától való eltérésre jellemző. A $p = j\omega$ helyettesítéssel visszatérve a frekvenciatartományba, és új változóknak az

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \quad (6)$$

értéket választva, a transzfer impedancia új alakja a következő lesz:

$$Z_T = \frac{R}{1 + j\eta Q_0} \quad (7)$$

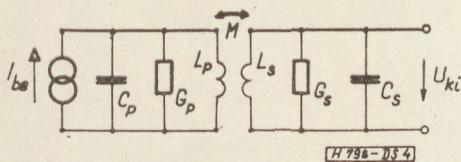
Párhuzamos rezgőkört tartalmazó csatolóáramkör konkrét kivitelezésére egy példa során még visszatérünk.

Két-hangoltkörös csatolóáramkörök

A fokozat helyettesítő képét transzformátoros csatolás esetére a 4. ábrán mutatjuk be, transzfer impedanciája a következő alakú:

$$Z_T = H \frac{p^n}{p^4 + b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0} \quad (8)$$

A két hangoltkör közötti csatolás tetszőleges lehet. Alsó- és felső-induktív, valamint transzformátoros csatolás esetén a (8) egyenletben $n=1$, alsó-és felső-kapacitív csatolás esetén $n=3$. Keskenysávú esetben



4. ábra. Transzformátoros csatolású két-hangoltkörös csatolóáramkör helyettesítő képe

ez az eltérés nem lényeges, mivel csak az origóban és a végtelenben levő zérusok számában van eltérés. Ezért az analízist bármelyik esetre elvégezhetjük, a kapott eredmény a többi esetre is érvényes lesz akkor, ha a csatolási tényezőt megfelelően értelmezzük. Vizsgáljuk meg a transzformátoros (laza) csatolás esetét. Részletes számítása az [1] irodalomban található meg. Az együtthatók rendkívül bonyolultak, általános esetben az eredmény nehezen értékelhető ki. A következő egyszerűsítő feltételeket tehetjük:

A két rezgőkört azonos frekvenciára hangoljuk, tehát

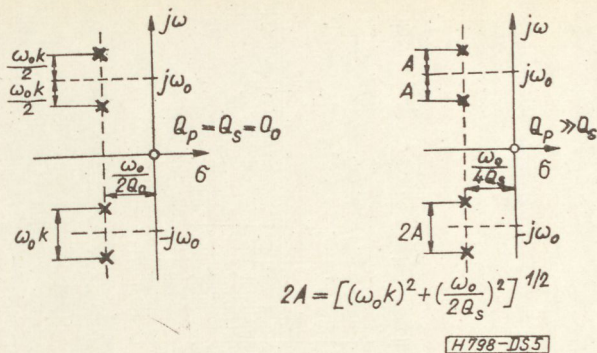
$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_p C_p} = \frac{1}{L_s C_s} \quad (9)$$

A két rezgőkör egyformán terhelte ($Q_p = Q_s$) vagy erősen különböző terhelésű ($Q_p \gg Q_s$; $1/Q_p \approx 0$).

Ezekkel az egyszerűsítő feltételekkel az 5. ábra pólus-zérus képét nyerjük.

A két-hangoltkörös csatolóáramkörök tehát két aktív pólust valósítanak meg. Az 1. ábra fő pólusait három azonos frekvenciára hangolt, de különböző csatolású és jósági tényezőjű köröket tartalmazó két-hangoltkörös csatolókörrel realizálhatjuk.

Elektroncsöves áramkörök gyakorlati feladatai e két egyszerűsítő feltétel segítségével tárgyalhatók. Az aszimmetrikus terhelésű sávszűrők esete különösen jelentős, mivel a szimmetrikus esethez képest tekintélyes erősítésnövekedés érhető el. Ez indokolja azt, hogy tranzisztoros erősítőkben is aszimmetrikus terhelésre törekednek. Mivel a jelenleg rendelkezésre álló tranzisztorok földelt emitterű kimeneti ellenállása lényegesen kisebb, mint az elektroncsövéké, a

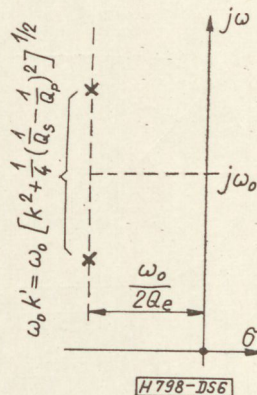


5. ábra. Két-hangoltkörös csatolóáramkörök pólus-zérus elrendezése azonos és erősen különböző jósági tényezők esetén

$Q_p \gg Q_s$ feltételezés már nem engedhető meg. A primer kör jóságát a kondenzátor értékének túlzott növelésével nem érdemes javítani, mivel ez is erősítésvesztést jelent. Szükséges a két határeset közötti átmenet meghatározása. Ehhez felhasználhatjuk azt a tényt, hogy két aktív pólus két különböző frekvenciára hangolt egyeshangolású körrel vagy pedig egyetlen sávszűrővel realizálható. Felírva mindkét esetre a transzfer impedancia kifejezését, ekvivalens mennyiségeket nyerünk. Az eredmény természetesen csak keskenysávú esetre érvényes. Az így nyert általános pólus-zérus elrendezés két aktív pólusa a 6. ábrán látható.

$$Q_e = \frac{2Q_p Q_s}{Q_p + Q_s} \quad (10)$$

$Q_p = Q_s$, ill. $Q_p \gg Q_s$ helyettesítéssel a már ismertett két határesetet kapjuk.



6. ábra. Két-hangoltkörös csatolóáramkörök aktív pólusai általános esetben

Két-hangoltkörös csatolóáramkörre is bevezetve a közepes frekvenciától való eltérésre jellemző, a (6) egyenlettel megadott η változót, a transzfer impedancia kifejezését a (11) egyenlet adja meg.

$$Z_T = -j \frac{K \sqrt{R_p R_s}}{(1 + j\eta Q_p)(1 + j\eta Q_s) + K^2} \quad (11)$$

ahol: $K = k \sqrt{Q_p Q_s}$ és k a csatolási tényező. Alakítsuk át Z_T (11) egyenlettel megadott alakját úgy, hogy abban Q_e értéke szerepeljen. A számlá-

lót és nevezőt $-Q_p Q_s$ -sel elosztva, és a

$$Q = \frac{1}{D}, \quad (12)$$

ill. $D_p = D_e - \varepsilon$ és $D_s = D_e + \varepsilon$ (13)
jelöléseket bevezetve

$$Z_T = j \frac{k \sqrt{R_p R_s D_p D_s}}{(\eta - j D_e)^2 - (k^2 + \varepsilon^2)} = \quad (14)$$

$$= j \frac{k \omega_0 \sqrt{L_p L_s}}{(\eta - j D_e)^2 - k'^2}, \quad (15)$$

ahol:

$$k' = \sqrt{k^2 + \varepsilon^2}. \quad (16)$$

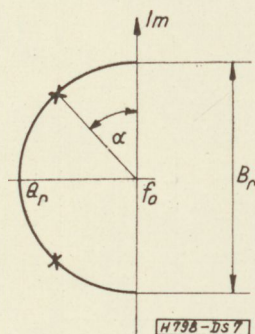
Az átviteli jelleggörbe alakjára a relatív transzfer impedancia kifejezése jellemző. Ez a transzfer impedancia és a sávközépen mért transzfer impedancia hányadosa. Mivel a rezonanciafrekvenciáú $\eta = 0$, így

$$z_{T0} = \frac{Z_T}{Z_{T0}} = \frac{D_e^2 + k'^2}{(\eta - j D_e)^2 - k'^2} \quad \text{és} \quad (17)$$

$$|z_{T0}| = \left[\frac{\{1 + (Q_e k')^2\}^2}{[(Q_e k')^2 + 1]^2 - 2(Q_e \eta)^2 [(Q_e k')^2 - 1] + (Q_e \eta)^4} \right]^{1/2}. \quad (18)$$

Figyeljük meg, hogy $|z_{T0}|$ értéke, vagyis az átviteli görbe alakja csupán Q_e -től függ, de nem függ Q_p és Q_s értékétől külön-külön.

Igen érdekes és hasznos következtetéseket vonhatunk le a pólus-zérus elrendezéséből akkor, ha a pólusok helyzetét nem a szokásos módon, valós és képzetes összetevőikkel adjuk meg, hanem a 7. ábrán látható két mennyiséget választjuk paraméternek.



7. ábra. Az α , Q_r és B_r paraméterek bemutatása

Belátható, hogy adott közepes frekvencia esetén a valós tengely jósági tényezőben is paraméterezhető. Q_r az illető póluspár által meghatározott félkör sugarának megfelelő jósági tényező, α a pólushoz húzott egyenes és a képzetes tengely által bezárt szög.

Jelöljük a kör átmérőjét B_r -rel, akkor

$$Q_r = \frac{f_0}{B_r}. \quad (19)$$

Tetszőleges α szöghöz tartozó jósági tényező és csatolási tényező:

$$Q_e = \frac{Q_r}{\sin \alpha}; \quad k' = \frac{\cos \alpha}{Q_r}. \quad (20)$$

Ez a megadási mód különösen akkor előnyös, amikor valamennyi pólus egy félkörön helyezkedik el.

Ha a (20) egyenlettel megadott Q_e és k' értékeket a (18) egyenletbe helyettesítjük, akkor a relatív transzfer impedanciára igen egyszerű kifejezést nyerünk:

$$|z_{T0}| = [1 - (2\eta Q_r)^2 \cos 2\alpha + (\eta Q_r)^4]^{-1/2}. \quad (21)$$

Egy erősítőfokozat feszültségerősítését megkapjuk, ha az erősítő elem meredekségét a csatoló kör transzfer impedanciájával megszorozzuk. A (15) képlet felhasználásával a két-hangoltkörös erősítőfokozat feszültségerősítését a következő egyenlet adja meg:

$$A = - \frac{j S k \omega_0 \sqrt{L_p L_s}}{(\eta - j D_e)^2 - k'^2}. \quad (22)$$

A közepes frekvencián $\eta = 0$, tehát

$$|A_0| = \frac{S |k| \omega_0 \sqrt{L_p L_s}}{D_e^2 + k'^2}. \quad (23)$$

Behelyettesítve a (9) egyenletet, valamint felhasználva, hogy

$$k'^2 + D_e^2 = \frac{\cos^2 \alpha}{Q_r^2} + \frac{\sin^2 \alpha}{Q_r^2} = \frac{1}{Q_r^2},$$

$$|A_0| = \frac{S |k| Q_r}{2\pi B_r \sqrt{C_p C_s}}, \quad (24)$$

adódik.

Mivel,

$$k' = \left[k^2 - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{Q_s} - \frac{1}{Q_p} \right)^2 \right]^{1/2} = \frac{\cos \alpha}{Q_r},$$

$$k = \left[\frac{\cos^2 \alpha}{Q_r^2} + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{Q_s} - \frac{1}{Q_p} \right)^2 \right]^{1/2}. \quad (25)$$

Definiálva a

$$p = \frac{Q_p - Q_s}{Q_p + Q_s} \quad (26)$$

mennyiséget, a (10) és (20) egyenletek behelyettesítésével:

$$k = \left[\frac{\cos^2 \alpha + p^2 \sin^2 \alpha}{Q_r^2} \right]^{1/2}.$$

Legyen $F = k Q_r = (\cos^2 \alpha + p^2 \sin^2 \alpha)^{1/2}, \quad (27)$

akkor az erősítés:

$$|A_0| = \frac{S F}{2\pi B_r \sqrt{C_p C_s}}. \quad (28)$$

Láthatjuk, hogy az erősítés az F tényező függvénye, amely viszont p -től függ. $|A_0|$ tehát Q_p és Q_s értékétől külön-külön is függ, míg az átviteli görbe alakja csak Q_e -től függött. Maximális erősítés eléréséhez Q_p és Q_s értékének a lehető legnagyobb mértékben el kell térnie. Mivel az elérhető Q_p érték rendszerint sokkal nagyobb, mint Q_s , maximális erősítést úgy érhetünk el, ha a stabilitáshoz szükséges valamennyi csillapítást a szekunder körben helyezük el.

Mivel a tranzisztorok földelt emitteres kimeneti ellenállása 10 kΩ nagyságrendű, az elérhető primer jósági tényező aránylag csekély. Nézzük meg, hogy milyen mértékben érdemes a primer jósági tényezőt C_p növelésével javítani.

Tekintsük a (28) egyenletben a B_r , α , C_s és R_p mennyiségeket állandónak, így

$$|A_0|^2 = c_1 \frac{F^2}{C_p} = \frac{\cos^2 \alpha + p^2 \sin^2 \alpha}{C_p} \quad (29)$$

Mivel α állandó, $\sin^2 \alpha$ -t kiemelhetjük, és így

$$|A_0|^2 = c_2 \frac{p^2 + \cos^2 \alpha}{C_p} \text{ adódik.} \quad (30)$$

Ennek a függvénynek a menetét különböző α és Q_r értékekre a 8a, 8b, 8c és 8d ábrákon ábrázoltuk. Látható, hogy $\alpha > 60^\circ$ esetén a függvénynek szélsőértéke van.

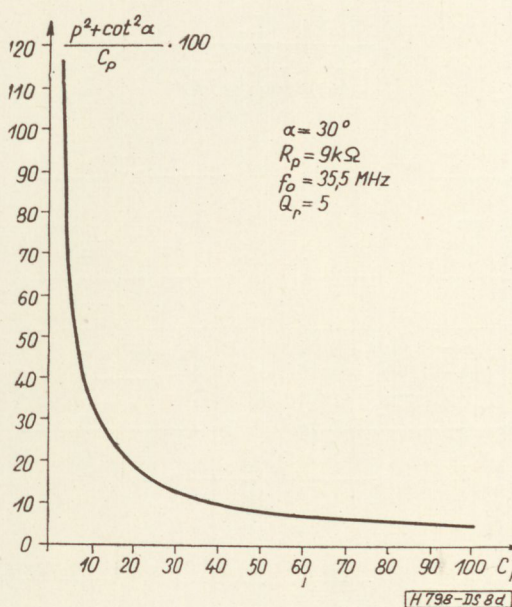
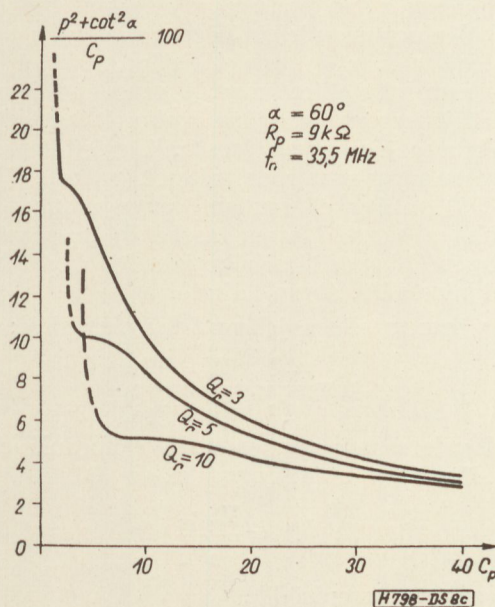
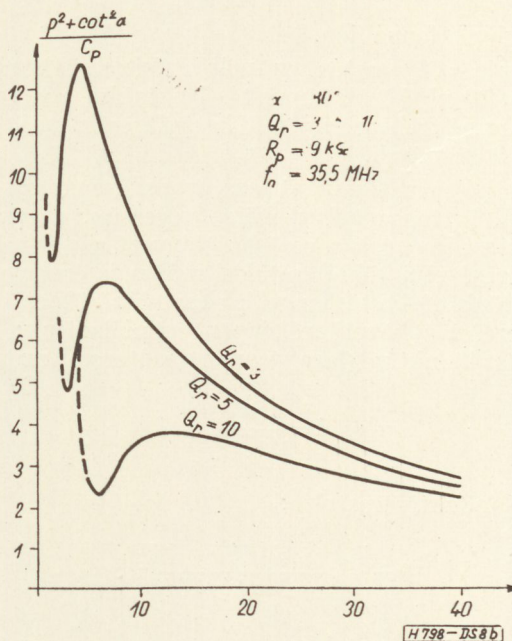
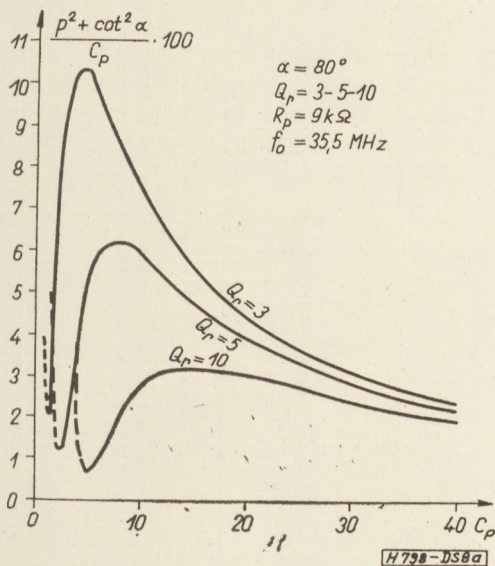
A szélsőérték helyét a $\frac{\partial |A_0|^2}{\partial C_p} = 0$, vagyis a

$$-Q_p^2 + 4Q_p Q_r \sin \alpha - 3Q_r^2 = 0 \quad (31)$$

egyenlet gyökei adják meg Q_p függvényében ($Q_p = R_p C_p \omega_0$).

$$Q_{p_{1,2}} = 2Q_r \sin \alpha \pm \sqrt{4Q_r^2 \sin^2 \alpha - 3Q_r^2} \quad (32)$$

Mivel R_p állandó, Q_p értékéből a megfelelő C_p érték közvetlenül kiszámítható.



8. ábra. A $\frac{p^2 + \text{ctg}^2 \alpha}{C_p}$ függvény menete a) $\alpha = 80^\circ$; b) $\alpha = 70^\circ$; c) $\alpha = 60^\circ$; d) $\alpha = 30^\circ$

(Az ábrán cot megfelel ctg-nek)

A (32) egyenletből is látható, hogy $\alpha > 60^\circ$ esetén két szélsőérték adódik, $\alpha < 60^\circ$ -nál a görbe monoton csökken. C_p növelésével csökken az erősítés akkor, ha az első derivált negatív, vagyis ha

$$\frac{Q_p^2 + 3Q_r^2}{4Q_p Q_r} > \sin \alpha. \quad (33)$$

Ez valamennyi α értékre igaz akkor, ha

$$Q_p > 3Q_r. \quad (34)$$

Az eddigiek alapján kettőshangolású csatolóköri esetén olyan primer kapacitást érdemes választani, hogy a

$$Q_p = 3Q_r \quad (35)$$

egyenlőség fennálljon.

Bár $\alpha < 60^\circ$ esetén ez már erősítéscsökkenéshez vezet, 10 pF körüli kapacitás beiktatása a tranzistorparaméterek szórásának hatását csökkenti, és a stabilitást növeli.

Eddigi számításainkat laza, transzformátoros csatolású, kettőshangolású körre végeztük, de az így nyert eredmények a csatolási tényező megfelelő értelmezésével a többi csatolási módra is érvényesek. A különböző kettőshangolású csatolóköri csatolási tényezőjét a következőképpen definiálhatjuk: Kölcsonös induktív (laza transzformátoros) csatolás:

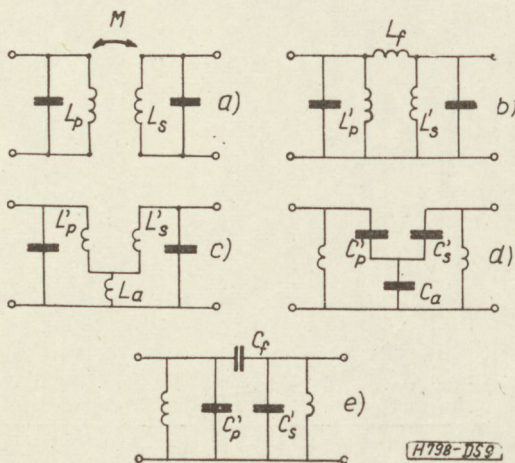
$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}}. \quad (36)$$

Felső induktív csatolás:

$$k = \left[\frac{L'_p L'_s}{(L'_p + L_f)(L'_s + L_f)} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (37)$$

Alsó induktív csatolás:

$$k = \frac{L_a}{[(L'_p + L_a)(L'_s + L_a)]^{\frac{1}{2}}}. \quad (38)$$



9. ábra. Kettőshangolású csatolóáramkör különböző típusai: a) kölcsönös induktív csatolás; b) felső induktív csatolás, c) alsó induktív csatolás, d) alsó kapacitív csatolás, e) felső kapacitív csatolás

Alsó kapacitív csatolás:

$$k = - \left[\frac{C'_p C'_s}{(C'_p + C_a)(C'_s + C_a)} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (39)$$

Felső kapacitív csatolás:

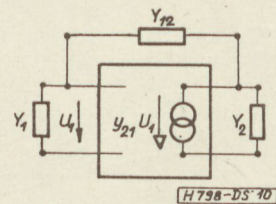
$$k = - \frac{C_f}{[(C'_p + C_f)(C'_s + C_f)]^{\frac{1}{2}}}. \quad (40)$$

Az egyes csatolási módokat és a képletekben szereplő mennyiségeket a 9. ábra mutatja be.

A négy utolsó csatolási mód hátránya az, hogy a csatolóelemek hatnak a primer, ill. szekunder körök rezonanciafrekvenciáira.

Stabilitásvizsgálat

Sáverősítő tervezésének alapvető szempontja a kellő nagyfrekvenciás stabilitás biztosítása. Ennek hiányában az erősítő a hangoláskör, a környezeti viszonyok változására stb. begerjedhet, vagy már a beállításkor aszimmetrikus karakterisztikájú lesz.



10. ábra. Erősítőfokozat helyettesítő képe a visszacsatoló admittanciával

Ezek a jelenségek mindig a kimeneti pontokról a bemenetre jutó visszacsatolás következményei. A visszacsatolás származhat a közös tápforrásból, a „földáramok” okozta csatolásból, a fokozatok közötti szórt induktivitásból és kapacitásból, valamint az erősítő eszköz belső visszacsatolásából. Ez utóbbinak különösen nagy jelentősége van, mivel a többitől eltérően az erősítő megfelelő felépítésével, árnyékolással nem szüntethető meg. A visszacsatolásnak az átviteli jelleggörbe alakjára gyakorolt hatását vizsgáljuk meg egy olyan idealizált erősítőfokozaton, amelyben a tranzistorparaméterek (g_{11} , g_{22} , C_{11} , C_{22} , Y_{21} , Y_{12}) az átviteli sávban frekvenciafüggetlenek, továbbá a hangoló kapacitásokat a tranzistor ki- és bemeneti kapacitásai alkotják. A fokozat helyettesítő képe a 10. ábrán látható.

A visszacsatolásra jellemző hurokerősítés:

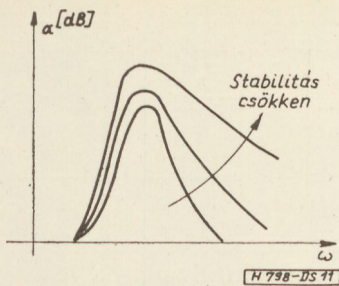
$$A_h = \frac{y_{21} U_1}{Y_2} \frac{Y_{12}}{Y_1 Y_{12}} \frac{1}{U_1}. \quad (41)$$

Mivel valamennyi gyakorlatban előforduló esetben $Y_{12} \ll Y_{12}$, ezért a (41) egyenlet az

$$A_h = \frac{Y_{12} y_{21}}{Y_1 Y_2} \quad (42)$$

kifejezésre egyszerűsödik.

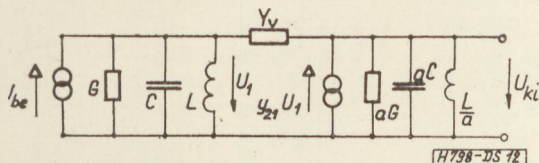
Ha a visszacsatolás fázisa olyan, hogy $C_{be} > C_{11}$, ami a legtöbb esetben fennáll, akkor a 11. ábrán látható jelleggörbét nyerjük.



11. ábra. Átviteli jelleggörbe torzulása a visszacsatolás következtében

A rezonanciafrekvenciánál sokkal kisebb frekvenciájú bemeneti jel esetén a kimeneti jel kicsiny. A frekvencia növelésével Y_1 és Y_2 terhelő admittanciák értéke csökken. Mivel Y_{12} -t és Y_{21} -et frekvenciafüggetlennek tekintjük, ezért a hurokerősítés, vagyis a visszacsatolás értéke növekszik, ami C_{be} növekedését eredményezi. Minthogy C_{be} alkotja a hangoló kapacitást, ezért növekedése a rezonanciafrekvencia csökkenését, ezen keresztül az átviteli jelleggörbe gyors emelkedését okozza. Miután elhagytuk a maximális erősítés frekvenciáját, a visszacsatolás csökken, ezzel együtt csökken C_{be} is, ami a rezonancia fenntartásának irányában hat. Így a frekvencia növelésével az erősítés csak lassan csökken.

Kvalitatív vizsgálatot végezhetünk a pólus-zérus elrendezés alapján is [5]. A 12. ábra kétfokozatú, hangolt erősítő helyettesítő képét mutatja. A rezgő-



12. ábra. Kétfokozatú hangolt erősítő helyettesítő képe

körök azonos frekvenciára vannak hangolva, a két fokozat között visszacsatolás áll fenn, amelyet az Y_v admittancia jelképez.

Legyen először Y_v tisztán ohmos. Ekkor az áramkör viselkedése lényegében azonos lesz a kettőshangolósú sávszűrő viselkedésével. Ahol $Y_v=0$, ott az áramkörnek két azonos aktív pólusa van. G_v növelésével a pólusok a képzetes tengellyel párhuzamosan elmozdulnak. Ha a csatolási tényezőt a (43) egyenlettel definiáljuk,

$$k^2 = \frac{y_{21} G_v}{\omega_0^2 \cdot C^2}, \quad (43)$$

akkor a pólusok távolsága: $\Delta = k\omega_0$ lesz. Ezt szemlélteti a 13a ábra. Ha a visszacsatoló elem kondenzátor, akkor a csatolási tényezőt a (44) egyenlet definiálja:

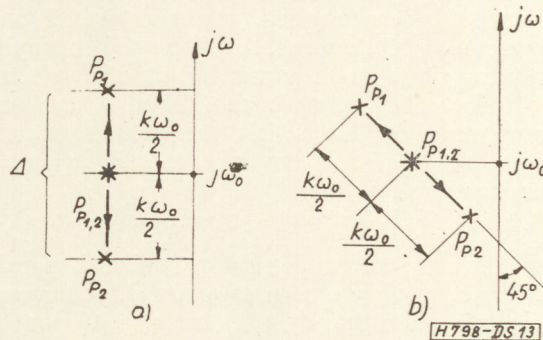
$$k^2 = \frac{y_{21} \omega_0 C_v}{(\omega_0 C_t)^2}, \quad (44)$$

ahol: $C_t = C + C_v$.

A pólusok távolsága ismét $k\omega_0$, most azonban nem a képzetes tengellyel párhuzamosan mozognak el,

hanem egy azzal 45° -os szöget bezáró egyenes mentén, amint azt a 13b ábra mutatja. Ebben az esetben a két pólus a képzetes tengelytől nem azonos távolságra helyezkedik el, az átviteli jelleggörbe aszimmetrikus lesz, és éles kiemelés jön létre akkor, amikor a csatolás növekedésével az alsó pólus a képzetes tengelyhez közeledik.

Az elmondottakból kitűnik, hogy szükséges az erősítő stabilitási tulajdonságait valamilyen módon számszerűen jellemezni azért, hogy a stabilitás értéke számítható legyen. A különféle eljárások közül számolásra igen alkalmas a transzfer impedancia alapján végzett stabilitásvizsgálat [6]. Ezt a 14. ábrán látható erősítőfokozaton mutatjuk be.



13. ábra. A pólusok helyének változása a visszacsatolás következtében

Az áramkör transzfer impedanciája:

$$Z_T = \frac{U_2}{i_s} = -\frac{y_{21}}{\Delta}, \quad (45)$$

ahol:

$$\Delta = Y_1 Y_2 - y_{12} y_{21}. \quad (46)$$

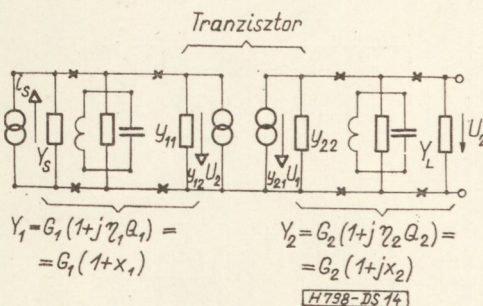
A kimeneti feszültség véges i_s áramnál is végtelenre válik akkor, ha a Δ determináns értéke zérushoz tart. Az erősítő ekkor az oszcilláció határán van. A $\Delta=0$ állapotot ezért a stabilitás határának nevezzük.

A 14. ábra és a (46) egyenlet alapján:

$$\Delta = G_1 G_2 (1 + jx_1)(1 + jx_2) - y_{21} y_{12}. \quad (47)$$

Legyen

$$\delta = (1 + jx_1)(1 + jx_2) - \frac{y_{21} y_{12}}{G_1 G_2}, \quad (48)$$



$$Y_1 = G_1 (1 + j\tau_1 Q_1) = G_1 (1 + jx_1)$$

$$Y_2 = G_2 (1 + j\tau_2 Q_2) = G_2 (1 + jx_2)$$

14. ábra. Erősítőfokozat helyettesítő képe

továbbá

$$T = \frac{|y_{21}| |y_{12}|}{G_1 G_2} \quad (49)$$

$$\Theta = \text{arc } y_{12} + \text{arc } y_{21}. \quad (50)$$

A stabilitás határát meghatározó egyenlet a következő lesz:

$$\delta = (1 + jx_1)(1 + jx_2) - T \exp(j\Theta) = 0. \quad (51)$$

A δ mennyiség, amely a komplex síkon két vektor különbsége, grafikusán is meghatározható. Ez az eljárás az erősítő stabilitási tulajdonságainak rendkívül szemléletes bemutatását teszi lehetővé, és kiterjeszthető többfokozatú erősítők esetére is. Ábrázoljuk a (48) egyenletet. A jobb oldal első tagja frekvenciafüggő mennyiség, így x értékével paraméterezett görbét kapunk. A $T \exp(j\Theta)$ mennyiség csak a tranzisztorra és annak beállítására jellemző, ezért frekvenciafüggségét az átviteli sávon belül elhanyagolhatjuk. Ha a két rezgőkör rezonanciafrekvenciája és jósági tényezője azonos, $x_1 = x_2 = x$, akkor

$$(1 + jx)(1 + jx) = (1 + jx)^2 = 1 - x^2 + j2x. \quad (52)$$

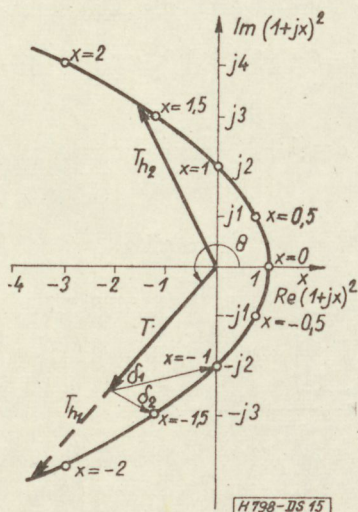
Ezt a kifejezést a komplex síkon ábrázolva parabolát kapunk, amelynek fókuszusa az origó, vezérvonala merőleges a valós tengelyre, és azt a (2, 0) pontban metszi (15. ábra).

Az (51) egyenlethől következik hogy az erősítő a stabilitás határán van, ha a T vektor csúcsa illeszkedik az $(1 + jx)^2$ parabolára. Ezt a T vektort T_h -val jelöltük. $|T_h|$ csak Θ függvénye, ugyanis az (51) egyenletet (52) figyelembevételével megoldva:

$$\begin{aligned} (1 + jx)^2 &= |T_h| \exp(j\Theta) \\ 1 - x^2 &= |T_h| \cos \Theta \\ 2x &= |T_h| \sin \Theta \end{aligned}$$

A valós és képzetes részek egyenlősége alapján felírt két egyenlethől x -et kiküszöbölve kapjuk, hogy

$$|T_h| = \frac{2}{1 + \cos \Theta}. \quad (53)$$



15. ábra. δ meghatározása az $(1 + jx)^2$ parabola és a T vektor segítségével

Könnyen belátható, hogy a stabil működés tartománya a parabola belseje, tehát a stabilitás feltétele az, hogy $|T| < |T_h|$ legyen.

Az s stabilitási tényező a következő módon definiálható:

$$s = \frac{|T_h|}{|T|} = \frac{2G_1 G_2}{|y_{12} y_{21}| (1 + \cos \Theta)}. \quad (55)$$

Az $x_1 \neq x_2$ esetben szintén parabolát kapunk, amely az $(1 + jx)^2$ parabolán kívül esik.

Bebizonyítható [6], hogy az (54) képlettel meghatározott stabilitási feltétel két-hangoltkörös, egy- és többfokozatú erősítők esetén is jó közelítéssel érvényes. A tényleges stabilitási tényező minden esetben jobb lesz, mint az (55) egyenlettel számított érték.

A stabilitási tényező értékének meghatározásakor több szempontot kell figyelembe venni. Növelésével ugyanis csökken a fokozat erősítése, ezért csak a stabil működéshez feltétlenül szükséges értékig érdemes növelni, alsó korlátait pedig a következő tényezők szabják meg. Az erősítőnek stabilnak kell maradnia, ha a tranzisztor paraméterei megengedett szélső határértékeiket veszik fel. Az amplitúdó- és fáziskarakterisztikának a tranzisztorparaméterek szórása következtében nem szabad észrevehetően megváltoznia. Figyelembe kell venni a környezeti állapotban bekövetkező változásokat is. A gyakorlatban jól bevált, hogy neutralizálatlan esetben a fokozatok számánál eggyel nagyobb stabilitási tényezőt választunk ($s=5$ -ig). Mivel a neutralizáló elemek számításakor figyelembe kell venni a paraméterek szórását, ezért neutralizálás esetén $s=2$ már elegendő biztonságot nyújt.

Az (55) egyenlettel meghatározott stabilitási tényező kifejezésében a nevező a tranzisztor típusától és munkapontjától függő mennyiség, tehát s értékét a $G_1 G_2$ szorzat határozza meg. Ez azt jelenti, hogy a tranzisztor ki- és bemeneti szuszceptanciái szorzatának kell egy adott értéket elérnie a stabil működés biztosításához. Mivel az átviteli jelleggörbére vonatkozó előírások megszabják a szükséges jósági tényezőket, ezért G_1 és G_2 értékét a hangolókapacitások segítségével, a $Q = \omega_0 CR$ összefüggésnek megfelelően állíthatjuk be.

A tervezési eljárás bemutatása

Az itt bemutatott tervezési módszert egy háromfokozatú, tranzisztoros KF erősítő méretezésével foglaljuk össze. Az erősítő specifikációja:

Közepes frekvencia: $f_0 = 36$ MHz

3 dB-es sáv szélesség: $B = 4$ MHz

Átviteli karakterisztika jellege: maximálisan lapos futási idejű.

Felhasznált tranzisztorok: AF 121

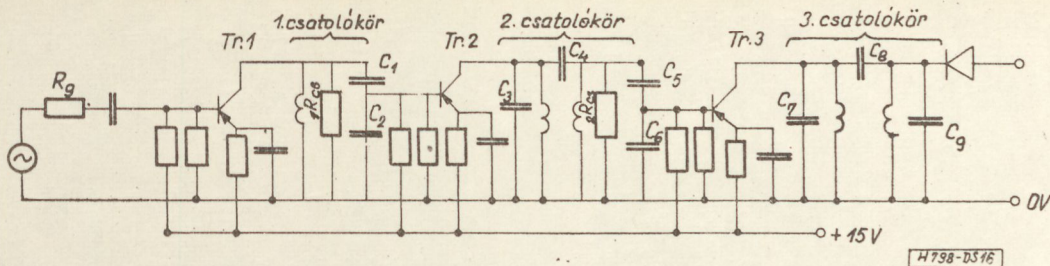
Feszültség erősítés: $A > 80$ dB

Vezérlő generátor belső ellenállása: $R_g = 600 \Omega$.

A detektor áramkör terhelése: $r_d = 3$ k Ω .

Első feladatunk a kapcsolás megválasztása.

Neutralizálást nem alkalmazunk. Csatolókörnek két kettőshangolású és egy egyeshangolású kört választunk. Az induktív hangolás miatt célszerű a kettőshangolású köröket kapacitív módon csatolni, mert ebben az esetben a csatolási tényező a hangolás



16. ábra. A választott háromfokozatú tranzisztoros erősítő kapcsolási rajza

során nem változik. Kapacitív megcsapolást a stabilitás növelése érdekében választottunk [7]. A 2. csatoló kör külön szekunder csillapító ellenállást is tartalmaz. Ennek kettős hatása van. Egyrészt növeli a stabilitást [7], másrészt mivel $Q_p > Q_s$ esetén az átviteli jelleggörbe alakját elsősorban Q_s értéke határozza meg, ezért a szórások hatásának csökkentése érdekében is célszerű $1/g_{11}$ feltranszformált értékénél kisebb csillapító ellenállást alkalmazni, mert így elsősorban ez határozza meg Q_s -et.

A munkapontot beállító elemek méretezésével itt nem foglalkozunk. A bázisfeszültséget előállító osztólánc ellenállásai $1/g_{11}$ -nél jóval nagyobbak, ezért a számítások során elhanyagolhatók. A rezgőkörök terheletlen rezonanciaellenállását $R_0 = 40 \text{ k}\Omega$ -ra választjuk.

Határozzuk meg a realizálandó pólus-zérus elrendezést. Mivel a kettőshangolású csatoló körrel kettő, az egyeshangolásúval pedig egy aktív pólust valósíthatunk meg, kiindulási alapul az ötödrendű, maximálisan lapos futási idejű, aluláteresztő szűrő pólus-zérus elrendezését választjuk.

Táblázatból [2] leolvashatjuk a normalizált pólus-zérus elrendezést és a normalizált sáv szélességet:

$$\begin{aligned}
 p'_k &= \sigma'_k + j\omega'_k & p'_k &= r'_k e^{j(\pi - \phi'_k)} \\
 p'_1 &= -0,9265; & r'_1 &= 0,9265; \\
 p'_{2,3} &= -0,8516 \pm j0,4427; & r'_{2,3} &= 0,9598; \\
 p'_{4,5} &= -0,5906 \pm j0,9072; & r'_{4,5} &= 1,0825; \\
 \Phi'_1 &= 0^\circ \\
 \Phi'_{2,3} &= \pm 27,47^\circ \\
 \Phi'_{4,5} &= \pm 56,93^\circ \\
 2\pi B &= 0,617.
 \end{aligned}$$

A (3) képlet felhasználásával meghatározhatjuk a sáv szűrő aktív pólusait:

$$\begin{aligned}
 p_1 &= -j36 \text{ MHz}; \\
 p_{2,3} &= -2,76 \pm j1,43 \text{ j36 MHz}; \\
 p_{4,5} &= -1,91 \pm j2,94 \text{ j36 MHz}; \\
 r_1 &= 3; & \Phi_1 &= 0^\circ \\
 r_{2,3} &= 3,11; & \Phi_{2,3} &= \pm 27,47^\circ \\
 r_{4,5} &= 3,5; & \Phi_{4,5} &= \pm 56,93^\circ
 \end{aligned}$$

Az átviteli jelleggörbe szerkesztéssel is meghatározható [1], ezt a 17. ábrán mutatjuk be.

A következő lépés a nagyfrekvenciás stabilitás számítása. Az AF 121 tranzisztor paraméterei földelt emitteres kapcsolásban, $-U_{CE} = 10 \text{ V}$, $-I_E = 3 \text{ mA}$ munkapontban 35 MHz-en a következők:

$$\begin{aligned}
 g_{11} &= 6,5 \text{ mS} \\
 C_{11} &= 35 \text{ pF} \\
 |y_{12}| &= 0,1 \text{ mS} \\
 -\varphi_{12} &= 100^\circ \\
 |y_{21}| &= 80 \text{ mS} \\
 -\varphi_{21} &= 38^\circ \\
 g_{22} &= 0,1 \text{ mS} \\
 C_{22} &= 1,8 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

Ezekből az adatokból az (50) és (51) képlet alapján:

$$\begin{aligned}
 \Theta &= \varphi_{12} + \varphi_{21} = -138^\circ, \\
 |T_h| &= \frac{2}{1 + \cos \Theta} = 7,8.
 \end{aligned}$$

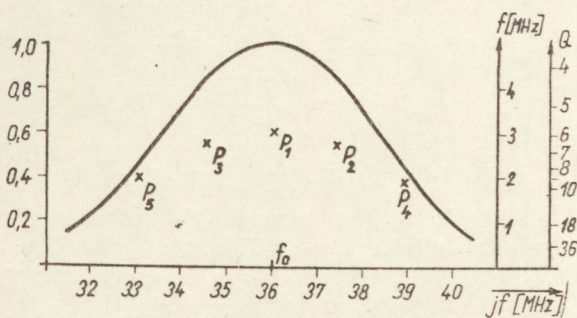
$s=3$ választással az (55) képletből következik, hogy

$${}_k G_1 \cdot {}_k G_2 = 3,08 \text{ mS}^2.$$

(Az egyes betűk előtti indexek a tranzisztorok és a csatoló körök 16. ábrán jelzett sorszámára utalnak.) Tehát a tranzisztorok kimeneti és bemeneti kapacitásain jelentkező szuszceptanciák szorzatának $3,08 \text{ mS}^2$ -et vagy ennél nagyobb értéket kell felvennie ahhoz, hogy a kapcsolás stabilan működjék.

A 3. tranzisztor beállítása:

$$\begin{aligned}
 {}_3 G_2 &= {}_3 g_{22} + G_0 = 0,125 \text{ mS} \\
 {}_3 G_1 &= 3,08 / {}_3 G_2 = 24,7 \text{ mS} \\
 {}_3 G_1 &= {}_3 g_{11} + \frac{2n^2}{2R_{cs}}
 \end{aligned}$$



17. ábra. A realizálandó pólus-zérus elrendezése és az átviteli jelleggörbe

${}_2R_{cs}=1,2 \text{ k}\Omega$ választással ${}_2n=4$ adódik.

A 2. tranzisztor beállítása:

$${}_2G_2 = {}_3G_2 = 0,125 \text{ mS}$$

$${}_2G_1 = {}_3G_1 = 24,7 \text{ mS}$$

$${}_2G_1 = {}_2g_{11} + {}_1n^2 \left({}_1g_{22} + G_0 + \frac{1}{{}_1R_{cs}} \right).$$

Egyeshangolású csatolókörok illesztésének feltétele:

$$n^2 = \frac{g_{11}}{g_{22}}.$$

Ennek alapján ${}_1R_{cs}$ értékére $6,2 \text{ k}\Omega$ adódik.

Az 1. tranzisztor beállítása:

$${}_1G_2 = \frac{{}_2G_1}{{}_1n^2} = 0,386 \text{ mS}$$

$${}_1G_1 = 3,08 / {}_1G_2 = 8 \text{ mS}$$

$${}_1G_1 = {}_1g_{11} + {}_11/R_g$$

R_g értékére 600Ω adódik. Mivel a megadott R_g ennél kisebb, a stabilitás javul.

A pólus-zérus elrendezéséből a következő adatok olvashatók le:

$${}_kQ_r = \frac{f_0}{2r_k} = \frac{18}{r_k}$$

$$\alpha_k = 90^\circ - \Phi_k$$

$${}_kk' = \cos \alpha_k / {}_kQ_r$$

$${}_kQ_e = {}_kQ_r / \sin \alpha_k.$$

A pólusok valós és képzetes részéből k' és Q_e értéke a 6. ábra alapján közvetlenül is meghatározható.

A 3. csatolókörrrel a $p_4 - p_5$, a 2. csatolókörrrel pedig a $p_2 - p_3$ póluspárt realizáljuk.

$${}_3Q_r = 5,14 \quad {}_2Q_r = 5,77$$

$$\alpha_3 = 33,07^\circ \quad \alpha_2 = 62,53^\circ$$

$${}_3k' = 0,135 \quad {}_2k' = 0,08$$

$${}_3Q_e = 9,4 \quad {}_2Q_e = 6,5$$

Q_p értékét a (35) egyenlet alapján állapítjuk meg:

$${}_kQ_p = {}_3kQ_r$$

$${}_3Q_p = 15,45; \quad {}_2Q_p = 17,3.$$

Q_s értéke a (10) egyenlethől adódik:

$$Q_e = \frac{2Q_pQ_s}{Q_p + Q_s}$$

$${}_3Q_s = 6,75; \quad {}_2Q_s = 4.$$

Határozzuk meg a hangoló- és csatolókonkondenzátorok értékét. A $Q_0 = \omega_0 CR$ összefüggésből valamennyi rezgőkörre ismert Q_0 , ω_0 és R értéke, így C közvetlenül adódik.

$${}_3C_s = \frac{{}_3Q_s}{r_d \omega_0} = 10 \text{ pF}$$

$${}_3C_p = \frac{{}_3Q_p}{\omega_0} ({}_3g_{22} + G_0) = 8,5 \text{ pF}$$

$${}_2C_s = \frac{{}_2Q_s}{\omega_0} \frac{{}_3G_1}{{}_2n^2} = 27 \text{ pF}$$

$${}_2C_p = \frac{{}_2Q_p}{\omega_0} ({}_2g_{22} + G_0) = 9,6 \text{ pF}$$

Az induktivitások értéke a Thomson képletből számítható. A csatolási tényezőket a 6. ábra alapján számítjuk:

$${}_3k = 0,19; \quad {}_2k = 0,146.$$

Felső kapacitív csatolás esetén, a (40) egyenlet alapján:

$$k = - \frac{C_f}{\sqrt{(C_p' + C_f)(C_s' + C_f)}},$$

$$C_p \cong C_p' + C_f, \quad C_s \cong C_s' + C_f.$$

Tehát

$$C_f \cong k \sqrt{C_p C_s},$$

$${}_3C_f = 1,8 \text{ pF}; \quad {}_2C_f = 2,3 \text{ pF}.$$

A kapcsolás kondenzátorainak értéke:

$$C_9 = {}_3C_s - {}_2C_f = 8 \text{ pF},$$

$$C_8 = {}_3C_f = 1,8 \text{ pF},$$

$$C_7 = {}_3C_p - {}_3C_f - {}_3C_{22} = 5 \text{ pF}.$$

A kapacitív osztót egyszerűen számolhatjuk, ha

$$\omega(C_6 + {}_3C_{11}) \gg {}_3g_{11}.$$

Ekkor

$${}_2n = \frac{C_5 + C_6 + {}_3C_{11}}{C_5}.$$

Mivel

$${}_2C_s' = {}_2C_s - {}_2C_f,$$

ennek alapján

$$C_6 = 64 \text{ pF}; \quad C_5 = 33 \text{ pF}; \quad C_4 = 2,3 \text{ pF}.$$

Az egyeshangolású csatolóáramkör pólus-zérus elrendezéséből a jósági tényező leolvasható:

$$\frac{f_0}{2Q_0} = 3 \text{ MHz},$$

$${}_1Q_0 = 6.$$

A rezgőkör terhelt rezonanciaellenállása:

$${}_1R = \frac{1}{{}_1G_2} = 2,7 \text{ k}\Omega$$

A hangolókonkondenzátor értéke:

$${}_1C_h = \frac{{}_1Q_0}{\omega_0 R} = 9,8 \text{ pF}.$$

Az előbb már felhasznált osztószámítás alapján:

$${}_1n = \frac{C_1 + C_2 + {}_2C_{11}}{C_1},$$

$${}_1C_h = {}_1C_{22} + \frac{C_2 + {}_2C_{11}}{{}_1n},$$

$$C_2 = 30 \text{ pF}; \quad C_1 = 9 \text{ pF}.$$

Ezzel valamennyi kapcsolási elem értékét meghatároztuk.

A számítási módszerrel az erősítés értéke eredményként adódik. Túl nagy eltérés esetén az erősítés vagy a stabilitási tényező, vagy a fokozatok számának változtatásával korrigálható.

Példánkban az erősítés sávközépen a (18) és (7) képletek alapján 100 dB.

A bemutatott példából világosan láthatók e számítási módszer előnyei. A számítástechnika nagymértékű egyszerűsödésén túlmenően kiküszöböli a diagramok felhasználásának azon hátrányait, amelyek többfokozatú erősítők tervezésekor jelentkeznek, ha a csatolóáramkörök nem lehetnek azonos felépítésűek.

KÖNYVISMERTETÉS

Dr. Istvánffy Edwin: Tápvonalak, antennák, hullámterjedés Tankönyvkiadó, Budapest, 1967.

Egy tudós, egy ízig-vérig szakember életútjának összefoglalójául kevés ez a könyv, egy egyetemi tankönyvnél több és ezért hasznosan forgathatják azok is, akik a tématerület művelői, szakemberei. Dr. Istvánffy Edwinnek több könyve jelent meg és mindegyik hézagpótló volt a magyar műszaki szakirodalomban, a kollégák és szakemberek örömmel fogadták ezeket a műveket.

A most megjelent könyv négy fejezetre tagozódik: 1. Tápvonalak; 2. Nagyfrekvenciás rezgőkörök, üregrezonátorok; 3. Antennák; 4. Hullámterjedés.

Az 594 lapszámozott oldal majdnem felét a „Tápvonalak” fejezet adja és ugyanilyen terjedelmű az „Antennák” c. fejezet. A másik két fejezet terjedelme ezeknél lényegesen kisebb és nem is tart igényt a teljességre, de a tárgykörhöz tartozó legfontosabb eredményeket tartalmazza és könnyen áttekinthető.

A könyv felépítése olyan, hogy az elméleti részek lehető rövidrefogott szükséges ismeretanyaga után számos gyakorlati, tapasztalati tudnivaló következik, beleértve a fejezethez tartozó mérés technikai vonatkozásokat is.

Ez a felépítés, a könyvektől gyakran megkívánt homogénitást rontja ugyan, de ugyanakkor a tématerület jól áttekinthető, és a gyakorlati és mérés technikai rész nem válik független jellegűvé.

Ez a felosztás egyébként élesen dokumentálja azt a tényt, hogy az elméleti részekkel szoros kapcsolatba kell hozni a gyakorlattal, a kivitelezéssel kapcsolatos területet, mely mérés-technikát, technológiát tartalmaz és amely a mérnök számára igen lényeges. De rádióberendezéseknél nem másodrendű feladatot a bemérés is a mérnöki munka eredménye csak ezzel

1. *Temesi—Tassiné—Ferenczy*: Erősítők III. Egyetemi jegyzet. Tankönyvkiadó 1965.
2. *Peless, Y.—Murakami, T.*: Analysis and Synthesis of Transitional Butterworth-Thomson Filters and Bandpass Amplifiers. RCA Review, 1957. márc.
3. *Thomson, W. E.*: Networks with Maximally-Flat Delay. Wireless Engineer, 1952. okt.
4. *Scanlan, J. O.*: A Class of Transfer Functions Having Approximately Maximally Flat Group-delay Characteristics. IEEE Transactions on Circuit Theory CT-10. No. 1. 1963. márc.
5. *Angelo, E. J.*: Pole-Zero Patterns. Mc Graw Hill Book Company, 1964.
6. *Hettterscheid, W.*: Transistor IF Amplifiers. Electronic Applications, Vol. 21. No. 4.
7. *Hettterscheid, W.*: Vision IF Amplifiers Equipped with Silicon Planar Transistors BF 167 and BF 173. Electronic Applications, Vol. 26. No. 2.

együtt válik teljessé, berendezéssé, híradástechnikai terméké. Ez a könyv — és a korábbiak is — dr. Istvánffy Edwinnek, mint mérnöknek és pedagógusnak ezt az életszemléletét tükrözi és ezt követendő szemléletként állíthatjuk mérnökeink, pedagógusaink elé.

A tápvonalakkal foglalkozó fejezet a tápvonalelméletől a felületi hullámvezetőig magában foglalja a TEM hullámformájú tápvonalakat, a gyakorlatban alkalmazott tápvonalakat és hullámvezetőket, a szalag-tápvonalakat, ezek technológiai vonatkozásait, valamint az illesztések és a mérések szükséges területét.

A rezgőkörökkel és üregrezonátorokkal foglalkozó fejezet üregrezonátorokkal, ezek fajtáival és mérés-technikájával foglalkozik.

Az antennák fejezete átfogóan tárgyalja a sugárzó rendszereket az elemi sugárzástól az antenناسugárzóig. Megfelelő hangsúlyval szerepelnek a hosszú és középhullámú és a nagyobb frekvenciájú antennák, a földhálózatok és a mérnök számára fontos számítások. Az irányított antennarendszerek mellett helyet kaptak ebben a részben a szélessávú antennák, a különleges antennarendszerek és a logperiódic antennák is. Az antennák mérésével külön fejezet foglalkozik.

A rádióhullámok terjedése fejezet tömören foglalja össze a legfontosabb ismereteket, a szabadtéri terjedés és az ionoszférra sajátosságait. A fejezetet a horizonton túli terjedés tárgyalása zárja le.

A könyv függeléke néhány, a számításokhoz szükséges táblázatot közöl és bőséges irodalmi felsorolást ad.

A könyv 461 ábrát tartalmaz, tehát az értékes anyagot számos ábra egészíti ki.

Azt hisszük, hogy a magyar műszaki szakirodalom dr. Istvánffy Edwin posthumus könyvével értékes művel gyarapodott.

Susánszky László

Seminar on Ultra High Vacuum Science Technique and Applications

(Ultravákuum szeminárium) Esztergom, 1967. X. 2—7.

Az Eötvös Loránd Fizikai Társulat és a Híradástechnikai Tudományos Egyesület közös rendezésében zajlott le a nemzetközi találkozó. Tíz országból közel százhusz szakember jött össze (ebből mintegy nyolcvan hazai), hogy szeminárium-szerű formák között megvitassák szaktudományuk jelenlegi állását és a jövő kérdéseit.

Az előadások három fő téma körül csoportosultak: ultravákuum előállítása, igen kis nyomások mérése, és kis nyomásokon lezajló szorpciós jelenségek vizsgálata.

Az egyes témakörökben nagyobb terjedelmű átfogó jellegű előadások hangzottak el a délelőtti üléseken, és az ezekhez kapcsolódó rövidebb előadások adták a délutáni programot. Az előadásokat hozzászólások, viták követték.

Az ultravákuum előállítással foglalkozó beszámolókat három összefoglaló előadás köré csoportosultak. Az ultravákuum előállításra szolgáló olajdiffúziós szivattyúk fejlesztési és alkalmazási kérdéseit H. Hoch és H. G. Nöller előadása ismertette (Leybold's Nachfolger). A krioszivattyúkról H. Ádám

tartott összefoglaló előadást, a Leybold's Nachf. laboratóriumában végzett kísérletek alapján. Az iongetterszivattyúk fejlesztési irányait és alkalmazási területeit a Varian Ass. európai részlegének vezetője, S. L. Rutherford mutatta be.

Igen kis nyomások mérésével kapcsolatos mérés technikai kérdésekkel két összefoglaló előadás foglalkozott, W. K. Huber (Balzers) előadásában a parciális nyomások mérésére szolgáló eszközökről, fejlesztési irányokról és alkalmazási lehetőségekről nyújtott áttekintést. Az össznyomásmérő eszközök fejlesztésének legújabb eredményeiről W. Steckelmacher (Edwards High Vacuum Int Ltd) készített összefoglalást, melyet a résztvevők az előadó akadályoztatása miatt csak írásban ismertek meg.

Három áttekintő jellegű előadás foglalkozott a nyomás fogalmának értelmezésével kapcsolatos problémákkal. Valkó I. P. (Bp. Műszaki Egyetem) előadásában a vákuumterben lezajló statisztikus ingadozásoknak a nyomásmérésre gyakorolt hatását vette vizsgálat tárgyává. Ch. Kleint téremissziós és

adszorpciós jelenségeket kísérő emissziós áram ingadozások kísérleti tanulmányozásáról adott részletes beszámolót. G. Comsa (Inst. Atomic Phys, Bukarest) az össznyomás méréseket befolyásoló jelenségekről adott áttekintést.

A kis nyomásokon lezajló szorpciós jelenségekkel két összefoglaló előadás foglalkozott. D. A. Degras (C. E. A., CEN Saclay) fémekben végbemenő gázadszorpcióról tartott előadást, főként saját mérési adataira támaszkodva. A szorpciós jelenségek egyik igen fontos alkalmazási területéről, a getterekről szövegezett C. Pisani (SAES Getters, Milano) előadása.

Külön kell említenünk W. Espe előadását, aki mint a vákuumtechnikai ipar elismert úttörője, a vákuumtechnika alkalmazását mutatta be az ipar és tudomány különböző területein.

Az összefoglaló előadásokhoz csatlakozó rövidebb beszámoló

Tartalmi összefoglalások

ETO 62-501:621.372.09

Kiss D.:

Elemérzékenységek meghatározása differenciálás nélkül, az állapotváltozós analízis segítségével

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) 11 sz.

A dolgozat az érzékenységek transzfer függvények segítségével történő meghatározásának Buhovskij-féle módszerét általánosítja aktív hálózatokra és tetszőleges transzfer mennyiségekre. Megmutatja, hogy új bemenetek és kimenetek definiálásával a transzfer matrixból minden elem érzékenysége meghatározható. Végül állapotváltozós analízis alkalmazása a módszer, ami azt eredményezi, hogy közel kétszeres mennyiségű számolási munkával az analízis során az érzékenységek is meghatározhatóak.

ETO 621.371.09

Dr. Vágó I.:

Elektromágneses hullámok csoportosítása a terjedési együtthatók jellege alapján

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) 11 sz.

Az elektromágneses hullámok többféle szempont, így hullámkép alapján is csoportosíthatóak. A hullámkép alapján a szokásos osztályozáson kívül a hullámok csoportosíthatóak a terjedési együtthatók jellege alapján is. A longitudinális terjedési együttható mellett definiálható egy vagy több transzverzális terjedési együttható is. A terjedési együtthatók lehetnek komplexek, képzetesek valóságos vagy zérus értékűek. Ez megszabja az adott irányban a hullám jellegét is. A cikk henger- és derékszögű koordinátákban megoldható különböző esetekre több példát mutat be.

ETO 621.382.001.24

Nagy L. – Kormány T. – Varga L.-né – Vértessy M.: Diffúziós technikával előállított p-n átmenetek helyének számítása

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) 11 sz.

A diffúziós technika egyik nagy előnye, hogy a felületi koncentráció szabályozható anélkül, hogy egyéb paraméterek, mint pl. a p-n átmenet helye, megváltozna. A közölt számítási módszer segítségével nyújt ahhoz, hogy a technológiai folyamatot az adott félvezető fizikai paramétereinek figyelembevételével lehessen végrehajtani.

ETO 621.375.4.001.2

Dani S.:

Tranzisztoros, hangolt erősítők gyors tervezési módszere

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest,) XVIII. (1967) 11 sz.

A cikk első részében a hálózatfüggvény pólus-zérus elrendezése alapján történő sáverősítő méretezés elméleti alapjait foglalja össze. Röviden foglalkozik a kívánt átviteli karakterisztikát megvalósító pólus-zérus elrendezés meghatározásával, majd az egy- és kéthangoltkörös sávszűrők analízisét és az egyes csatolókörökkel realizálható pólus-zérus elrendezést tárgyalja. Külön fejezet foglalkozik a nagyfrekvenciás stabilitással. A cikk második részében egy konkrét számpéldán mutatja be a tervezési eljárását.

Zusammenfassungen

DK 62-501:621.372.09

D. Kiss:

Die Bestimmung der Empfindlichkeiten der Elemente ohne Differentialverfahren, mit Hilfe von Analyse der Zustandgrößen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) Nr 11

In dem Artikel wird das Buhovskij'sche-Verfahren der Bestimmung der Empfindlichkeiten mit Hilfe der Transferfunktionen für aktive

lók egy-egy speciális kérdéssel kapcsolatos kísérleti munkák eredményeit ismertették. Az élénk viták arra mutattak, hogy a munkák témaválasztása az általános érdeklődési irányoknak megfelelt.

A szeminárium hivatalos nyelve angol volt. Az előadások angol szövegét minden esetben az előszóval együtt vetítették. Ez azt is lehetővé tette, hogy néhány előadó orosz, német vagy francia nyelven tarthatta meg előadását.

A szeminárium alkalmat nyújtott a résztvevőknek szakmai ismereteik elmélyítésére, egymás eredményeinek megismerésére, és különböző nemzetek fiainak a személyes találkozására. A szeminárium baráti légköre és szakmai színvonalá minden résztvevőre igen jó benyomást tett, s így ez a konferencia tovább növelte a magyar tudomány és technika jó hírét és nemzetközi tekintélyét.

Barta Endre

Обобщения

ДК 62-501:621.372.09

Д. Киш:

Определение чувствительности придопов без использования дифференцирования, методом анализа изменения состояния

Н ÍRAD ÁSTE CHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII. (1967) № 11

Статья является обобщением метода Буховского для определения чувствительностей с помощью трансферных функций на действующие цепи и любые трансферные величины. Показано, что определением новых входов и выходов чувствительности всех элементов могут быть определены из трансферной матрицы. На конец метод применяется к анализу изменения состояния с результатом, что тоже чувствительности могут быть определены приблизительно двукратной расчётной работой в ходе анализа.

ДК 621.371.09

Д-р И. Ваго:

Классификация электромагнитных волн на основе характера коэффициента распространения

Н ÍRAD ÁSTE CHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII. (1967) № 11

Электромагнитные волны могут быть классифицированы на основе различных точек зрения, на пример тоже по типу волны. Кроме классификации по форме волны классификация может быть исполнена тоже по параметрам коэффициентов распространения. Кроме продольного коэффициента распространения один или многие секущие коэффициента распространения тоже могут быть определены. Эти могут быть комплексные, мнимые или нулевые. Это определит тоже тип волны в данном направлении. Даны некоторые примеры в цилиндрических и прямоугольных координатах.

ДК 62.1.382.001.24

Л. Надь – Т. Кормань – Л. Варга – М. Вертеши:

Расчет места p-n переходов, изготовленных диффузионной техникой

Н ÍRAD ÁSTE CHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII. (1967) № 11

Одним из преимуществ диффузионной техники является то, что поверхностная концентрация может быть регулирована без изменения других параметров, например: места p-n переходов. Данный метод расчета обеспечивает возможность осуществления технологического процесса с учетом физических параметров данного полупроводника.

ДК 621.375.4.001.2

Ш. Дани:

Быстрый метод проектирования резонансных усилителей на транзисторах

Н ÍRAD ÁSTE CHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII. (1967) № 11

В первой части статьи излагаются теоретические основы проектирования полюсовых усилителей на основе распределения полюсов и нулевых значений функции сети. Кратко описаны определение распределения полюсов и нулевых значений осуществляемых желательных параметры передачи, а также анализ двух- и трёхконтурных полюсовых фильтров и распределение полюсов и нулевых значений осуществляемых различными связанными контурами. Особая глава трактует стабильность в. ч. В второй части статьи показан числовой пример применения метода проектирования.

Summaries

UDC 62-501:621.372.09

D. Kiss:

Determination of the sensitivity of elements without derivation, with the help of state variable analysis.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) No 11

In the paper the Buchovsky method for determining the sensitivity by use of transfer functions is generalized to active networks and to any transfer quantity. It is shown that by the definition of new

Netzwerke und beliebige Transfergrößen verallgemeinert. Es wird gezeigt, dass mit der Definition neuer Ein- und Ausgänge die Empfindlichkeit jedes Elementes aus der Transfermatrix bestimmt werden kann. Ferner wird das Verfahren auf die Zustandsänderungsanalyse angewendet, mit dem Ergebnis, dass mit annähernd doppelter Rechnerarbeit auch die Empfindlichkeiten durch die Analyse bestimmbar sind.

DK 621.371.09

Dr. I. Vágó:

Gruppierung der elektromagnetischen Wellen auf Grund des Charakters der Ausbreitungskonstanten

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 11

Die elektromagnetischen Wellen können gemäss mehrerer Gesichtspunkten so z.B. auch auf Grund des Wellentypus gruppiert werden. Ausser der üblichen Gruppierung auf Grund des Wellentypus können die Wellen auch nach ihren Ausbreitungskoeffizienten gruppiert werden. Neben dem longitudinalen Ausbreitungskoeffizienten können auch ein oder mehrere transversale Ausbreitungskoeffizienten bestimmt werden. Die Ausbreitungskoeffizienten können komplex-, imaginär-, reell oder auch nullwertig sein. Dies bestimmt auch den Charakter der Welle in der gegebenen Richtung. In dem Artikel werden einige Beispiele angeführt, welche für verschiedene Fälle in zylindrischen und rechtwinkligen Koordinaten gelöst werden können.

DK 621.382.001.24

L. Nagy—T. Kormány—Frau L. Varga—M. Vértessy

Berechnung des Ortes von p-n Übergängen, die mit der Diffusionstechnologie hergestellt wurden

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 11

Einer der grössten Vorteile der Diffusionstechnologie besteht darin, dass die Flächenkonzentration geregelt werden kann, ohne die anderen Parameter, z.B. den Ort des p-n Überganges zu ändern. Die angegebene Rechnungsmethode stellt ein Hilfsmittel dar, um den technologischen Prozess mit Rücksicht auf die physikalischen Parameter des gegebenen Halbleiters durchführen zu können.

DK 621.375.4.001.2

S. Dani:

Schnelle Entwurfsmethode des Selektivverstärkers mit Transistoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 11

In dem ersten Teil des Artikels werden die theoretischen Grundlagen der Bandverstärkerbemessung auf dem Grund der Pol-Zero-Anordnung zusammengefasst. Die Bestimmung der Pol-Zero-Anordnung, durch welche die gewünschte Übertragungscharakteristik ausgeführt wird, wird kurz behandelt. Ferner wird die Analyse der Bandfilter mit einem und zwei abgestimmten Kreisen und die mit verschiedenen Koppelkreisen realisierbare Pol-Zero-Anordnung diskutiert. Ein Abschnitt beschäftigt sich mit der Hochfrequenzstabilität. In dem zweiten Teil des Artikels wird die Methode des Entwurfes durch einen numerischen Beispiel illustriert.

inputs and outputs the sensitivity of all elements can be determined from the transfer matrix. Finally applying the method to the analysis of the state variables, this opens a possibility to obtain also the sensitivities in course of this analysis by approximately double of the computing work.

UDC 621.371.09

Dr. I. Vágó:

Classification of Electromagnetic Waves on the Basis of Propagation Coefficient Characteristics

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 11

The electromagnetic waves can be classified according to several points of view, consequently they can be classified on the basis of the wave form, too. Besides the usual classification on this basis the waves can also be classified in compliance with the characteristics of the propagation coefficients. Besides the longitudinal propagation coefficients one or more transversal propagation coefficients can also be determined. The propagation coefficients may be complex, imaginary, real or of zero value. This determines the characteristics of the wave in the given direction. Several examples are presented in the paper for different cases, which may be solved in cylindric and rectangular co-ordinates.

UDC 621.382.001.24

L. Nagy—T. Kormány—Mrs. L. Varga—M. Vértessy

Calculation of the Arrangement of p-n Junctions Produced by the Diffusion Technology

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 11

One of the greatest advantages of the diffusion technology is the possibility of controlling the surface concentration without changing other parameters, e.g. the arrangement of the p-n junction. The given method of calculation constitutes an aid to the realization of the technological process with due consideration of the semiconductor in question.

UDC 621.375.4.001.2

S. Dani:

Rapid Design Method for Tuned Amplifiers With Transistors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 11

In the first part of the paper the theoretical bases of the design of the band-pass amplifier on the basis of the pole-zero distribution of the network function are summarized. The determination of the pole-zero distribution which realizes the required transmission characteristics is briefly dealt with. Further the analysis of the band-pass filters with one and two tuned circuits and the pole-zero distribution realizable by certain coupling circuits are discussed. An extra chapter deals with the high frequency stability. In the second part of the paper the design method is illustrated by a concrete numerical example.

Résumés

CDU 62-501:621.372.09

D. Kiss:

Determination de la sensibilité des éléments sans dérivation avec la méthode d'analyse par variables d'état

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 11

L'article généralise la méthode de Buchovsky utilisée pour déterminer la sensibilité avec des fonctions transfers des réseaux actifs et des valeurs transfers quelconques. Il est présenté que par la définition des nouvelles entrées et sorties la sensibilité de chaque élément peut être déterminée de la matrice transfer. La nouvelle méthode est finalement appliquée à l'analyse de change d'état, donnant la possibilité de déterminer les sensibilités au cours de l'analyse avec un travail de calcul approximativement double.

CDU 621.371.09

Dr. I. Vágó:

Classification des ondes électromagnétiques à la base de la constante de propagation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 11

Les ondes électromagnétiques peuvent être classifiées selon plusieurs points de vue, ainsi aussi à la base de leur forme d'onde. En dehors de la classification habituelle à la base de la forme d'onde, les ondes peuvent aussi être classifiées selon le caractère de la constante de propagation. Après de la constante de propagation longitudinale on peut définir une ou plusieurs constantes de propagation transversales. Les constantes de propagation peuvent avoir une valeur réelle, complexe, ou imaginaire. Cela détermine le caractère de l'onde dans la direction donnée. L'article expose plusieurs exemples résolubles en coordonnées cylindriques ou rectangulaires.

CDU 621.382.001.24

L. Nagy—T. Kormány—Mme L. Varga—M. Vértessy

Calcul du lieu des jonctions p-n fabriquées avec la technologie de diffusion

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 11

Un des avantages le plus grand de la technologie de diffusion est la possibilité du contrôle de la concentration de surface sans changeant les autres paramètres, par exemple le lieu de la jonction p-n. La méthode de calcul exposée aide la réalisation du procédé technologique en considérant les paramètres physiques du semiconducteur donné.

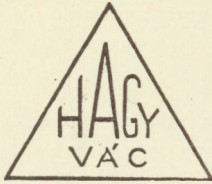
CDU 621.375.4.001.2

S. Dani:

Une méthode rapide pour le projet des amplificateurs à résonance transistorisés

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 11

Dans la première partie de l'article les bases théoriques du projet d'amplification de bande sont données en considérant la distribution des pôles et zéros de la fonction de réseau. La détermination de la distribution des pôles et zéros réalisant une caractéristique de transmission désirée est brièvement traitée, ensuite l'analyse des filtres passebande à deux et à trois circuits, en outre les distributions des pôles et zéros réalisables par les circuits couplés différentiels sont exposées. C'est un chapitre séparé sur la stabilité H.F. Dans la deuxième partie de l'article la méthode de projet est illustrée par un exemple numérique.



HÍRADÁSTECHNIKAI ANYAGOK GYÁRA

VÁC, ZRÍNYI UTCA 1

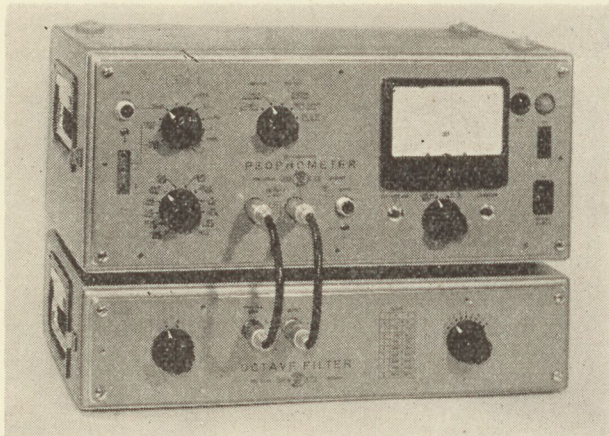
Ferrit lágymágneses alkatrészek: fazékmagok, árnyékoló serlegek, E-magok, U-magok, eltérítő gyűrűk, antennarudak, menetes magok, ferrit rudak

Transzformátor alkatrészek, lemezmaglapok, köpeny transzformátorokhoz és fojtótekercecsekhez: tekercselt vágott vasmagok, csévetestek, hálózati, valamint hangfrekvenciás transzformátorok és fojtótekercecsek

Fénycsőfojtók

Nyomatott áramköri huzalozású lemezek

Töltött és töltet nélküli forrasztóórnok



MŰSZAKI ADATOK:

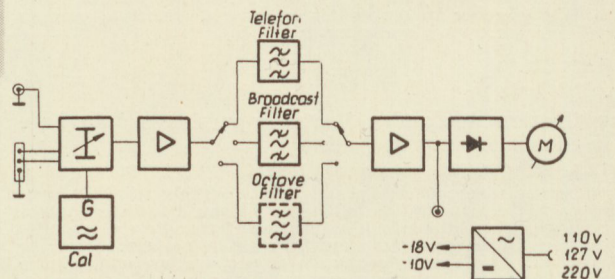
Frekvencia – tartomány:	15 Hz — 20 kHz
Lineáris torzítás:	± 0.5 dB
Mérési tartomány	100 μ V — 10 V
11 fokozatban:	— 80 db-től 20 dB
Legkisebb leolvasható feszültség:	20 μ V

BEMENŐ IMPEDANCIÁK:

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

Tranzistoros PSOPHOMETER

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



Gyártja: ELEKTRONIKA

Budapest, VII., Klauzál u. 30.
Telefon: A telefonkönyv 31. oldalán



TRANSZFORMÁTOR KTSZ

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

Nagyfeszültségű készülékek:

anyagvizsgáló röntgenberendezések
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyors szabályozók:

váltakozó áramú stabilizátorok
generátor gyors szabályozók

Feszültség szabályozók:

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekerceses
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

Transzformátorok:

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



MAGYAR KÁBEL MŰVEK

IGAZGATÓSÁG ÉS KÖZPONTI GYÁR

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

ZOMÁNCHUZALGYÁR | SZEGEDI KÁBELGYÁR

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

Szeged, Huszár út 1.
Telefon: 15-330

GYÁRTMÁNYOK:

Erősáramú szigetelt vezetékek

Jelző, mérő, működtetőkábelek

Erősáramú kábelek 1—35 kV-ig

Alumínium és acél-alumínium
szabadvezetékek

Tekercselő huzalok

Switch-kábelek

Gumitömlővezetékek

Híradástechnikai vezetékek

Távkábelek

Hírközlő kábelek

Hajókábelek

Zománchuzalok

Zárt-acélkötelek

Hullámosított lemezkábeldobok



RFT

RFT-váltakozó-távbeszélővel időt nyerhet...

Írányítószervek, hivatalok, ipari üzemek munkájában, a gazdasági élet minden vonatkozásában már évek óta nagy segítséget jelent az RFT-váltakozó távbeszélő berendezések használata.

Bevezetésük tehermentesíti és racionálisabb teszi az üzemmenetet.

A készülékek szerelése variálható és így esetenként a legmegfelelőbb módon alkalmazhatók.

Az RFT-váltakozó-távbeszélők teljes mértékben tranzisztorizáltak, ezáltal üzembiztosak, folyamatos használatban is; üzemelési költségük csekély.

Célszerű kiegészítő berendezések még növelik a műszaki lehetőségek számát.

VEB Funk- und Fernmelde- Anlagenbau Berlin

Kérjük az érdeklődőket, forduljanak az NDK magyarországi nagykövetségének kereskedelmi kirendeltségéhez (elektrotechnikai ügyosztály):

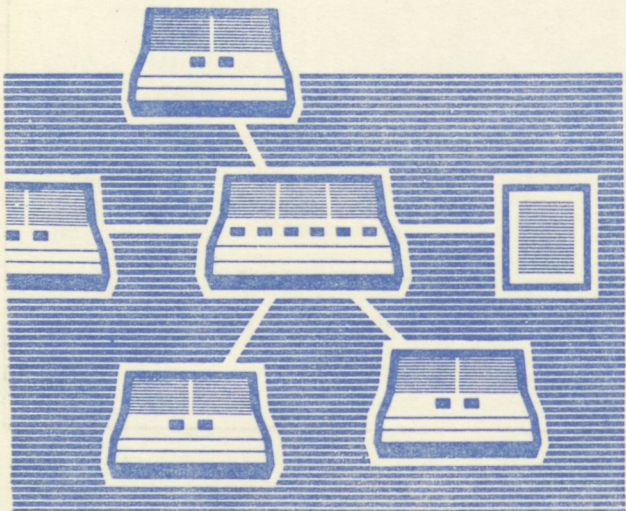
Budapest, XIV., Ajtósi-Dürer-sor 25/a.

Exportáló:

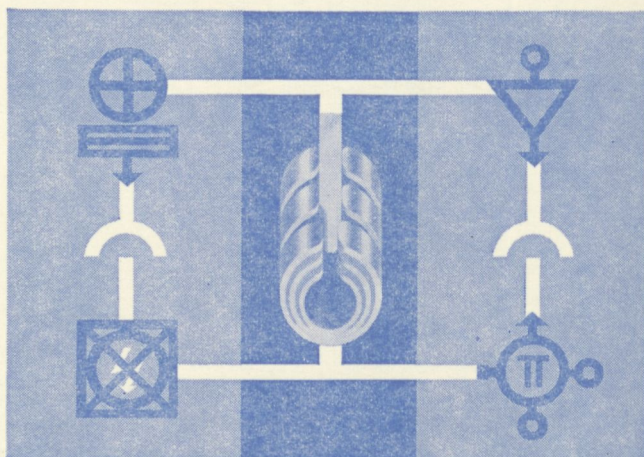
Deutscher Innen- und Aussenhandel

Elektrotechnik – Berlin DDR

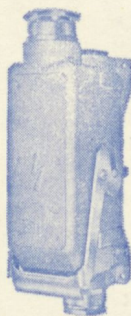
Német Demokratikus Köztársaság



TUCHEL-KONTAKT



A sok lehetőség közül a mechanikus jelzésadók, elektromos szabályozóelemek, energiaforrások és erősítők operátor és számolóelemekkel együttvéve alkotnak egy automatizált rendszert. – **Dugaszolhatóvá tenni** – sokoldalú automatikus programozást nyújtanak. A TK-szisztéma megfelel a fizikai törvényeknek, a precízió kiváló minőséghez vezet. Dugaszolható, öntisztuló többszörös érintkezők veszteségmentesek, rázásbiztosak, időjárásérzékenyek – üzembiztosak. – **Dugaszolhatóvá tenni** – műszaki fejlődést jelent. Sok műszaki és gazdasági problémát csak dugaszolható elektronikus szerelési egységekkel lehet megoldani, – ezért dugaszolhatóvá kell tenni. – **Hol kell dugaszolhatóvá tenni:** A technika majdnem minden területén alkalmazhatók. **Mikor kell dugaszolhatóvá tenni:** Rögtön a szerkesztési tervezés elején, hogy a gyártmányt sokrétűbben lehessen alkalmazni és az versenyképes legyen – egyszerűbb service. – **Mit kell dugaszolhatóvá tenni:** Elektronikus vezérlésű egyes szerkezeti elemeket minden műszaki gép részére – nehézgépek exportja. **Hogyan kell dugaszolhatóvá tenni:** A TK-szisztéma segítségével.



T 1835 T 1836
Érintkezőberendezés doboza szállító és
ipari berendezések részére
Gyártási sorozat Aramerősség érintkezőnként Közepes feszültség
11 x 4 pólusú 25 A 380 V~
2 x 12 pólusú 25 A 500 V~

Kérje információs anyagunkat és különlenyomatainkat.

TUCHEL-KONTAKT GMBH

7100 Heilbronn/Neckar • Postfach 920 • Telefon 8 80 01
Német Szövetségi Köztársaság

BIZTONSÁG a **TK-SZISZTÉMA** ÁLTAL