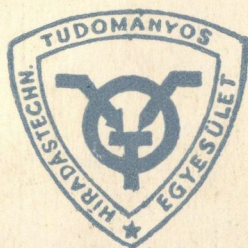


HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

2



XXII. ÉVFOLYAM, 2. SZÁM, 33—64. OLDAL, BUDAPEST, 1971. FEBRUÁR HÓ

TARTALOM

DR. JACHIMOVITS LÁSZLÓ: Parametrikus erősítők jelfrekvenciás körének hangolása.....	33
CSORNAI LÁSZLÓ: A FET tranzisztor elektródáinak elnevezése.....	40
TARLACZ LÁSZLÓ: Kötetlen hullámparaméteres aluláteresztő szűrők realizálása.	41
FEJES LÁSZLÓ — BEKE ISTVÁN: Az integrált TTL áramköri rendszer funkcionális jellemzői..	49
Híradástechnikai Alkatrész Ankét	60
Szemle	48, 62, 64
Tartalmi összefoglalások	63
Обобщения	63
Summaries	63
Zusammenfassungen	63
Résumés	64

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

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

INDEX: 25.375

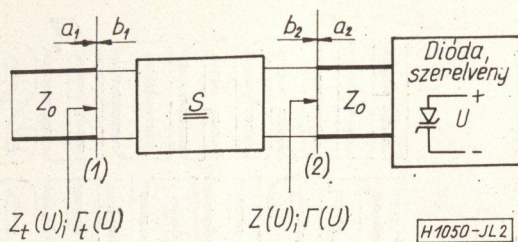
HÍRADÁSTECHNIKA

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

70.5552 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

ETO 621.375.7:621.382.2.011.4

33



2. ábra

televük, hogy a szerkezet veszteségei elhanyagolhatók. Így az S mátrix S_{ij} mátrixelemeinek $|S_{ij}|$ amplitúdói és φ_{ij} fázisszögei elegendő tesznek az alábbi kötéseknek [3]:

$$|S_{22}| = |S_{11}| \quad (4)$$

$$S_{12} = S_{21} = \sqrt{1 - |S_{11}|^2} e^{j\varphi_{12}} \quad (5)$$

és $|S_{11}|, |S_{12}| \neq 0$ esetén:

$$\varphi_{12} = \frac{\pi}{2} + \frac{\varphi_{11} + \varphi_{22}}{2} \quad (6)$$

A fenti egyenletek alapján $|S_{11}|$ és két fázisszög megadásával a négy pólus egyértelműen meghatározott. Ebből adódóan reciprok és reaktáns hangoló szerkezet alkalmazása esetén a Z_t impedanciára három, egymástól független, megfelelő előírás tehető. Figyelembe véve még, hogy a dióda-szerelvény referenciasíkja nem kötött, s így $Z(U)$ -ra is megengedett egy előírás, a $Z_t(U)$ hangolt impedanciára összesen négy, egymástól független, megfelelő előírás tehető.

Az első két előírás $Z'_t(U)$ -nak az $U = U_0$ munkapontban felvett értékére vonatkozik:

I. az $U = U_0$ helyen $Z_t(U)_0$ legyen rezonáns; azaz

$$\text{Im } Z'_t(U_0) = 0 \quad (7)$$

II. az $U = U_0$ helyen legyen

$$\text{Re } Z'_t(U_0) = R'_{t0} \quad (8)$$

A parametrikus erősítők működése szempontjából elektromosan kedvező, ha az U_0 munkapont környezetében $\text{Im } Z'_t$ változása maximális. A reaktancia változásával egyenértékű a Γ_t feszültségi reflexiótényező;

$$\Gamma_t(U) = \frac{Z'_t(U) - 1}{Z'_t(U) + 1} = |\Gamma_t| e^{j\varphi_t} \quad (9)$$

φ_t fázisszögének változása. Célszerűen a φ_t fázisszöget a Γ feszültségi reflexiótényező φ fázisszögének függvényében vizsgáljuk, s előírjuk, hogy a $\varphi_t = \varphi_t(\varphi)$ karakterisztikának az $U = U_0$ munkapontban inflexiós pontja legyen. Így

III. legyen

$$\left. \frac{\partial^2 \varphi_t}{\partial \varphi^2} \right|_{U=U_0} = 0 \quad (10)$$

A negyedik előírás a $Z_t(U)$ görbe menetére vonatkozik, ami az 1. ábra alapján a következő:

IV. Legyen $\text{Re } Z_t(U)$ az U dióda előfeszültségtől függetlenül állandó. A II. előírás figyelembevételével írható, hogy legyen

$$\text{Re } Z'_t(U) = \text{állandó} = R'_{t0} \quad (11)$$

Az I. és II. előírások fenti formában való felvételét a fizikai szemlélet indokolja. Számítástechnikailag előnyösebb ezeket is a $\Gamma_t(U)$ feszültségi reflexiótényezővel kifejezni. Az $\text{Im } Z'_t(U_0) = 0$ -val ekvivalens a $\varphi_t(U_0) = \pi$ vagy 0 előírás, attól függően, hogy $R'_{t0} < 1$, vagy $R'_{t0} > 1$. A $\text{Re } Z'_t(U_0) = R'_{t0}$ előírásból pedig következik, hogy

$$|\Gamma_t(U_0)| = \frac{|R'_{t0} - 1|}{R'_{t0} + 1} \quad (12)$$

Ilyen formán az I. és III. előírás a Γ_t feszültségi reflexiótényező φ_t fázisszögére ad egy-egy kötést, míg a második előírás az amplitúdójára. Ezek az előírások összhangban állnak azzal, hogy az alkalmazott nem-szimmetrikus, reciprok és reaktáns szerkezet S_{ij} mátrixelemeinek független paraméterei egy amplitúdó és két fázisszög.

A feladat egy másik elvi lehetséges megoldására jutunk, ha az előírásokat a $Z_t(U)$ impedancia helyett az $Y_t(U)$ admittanciára adjuk meg. Ez megtehető, mert ha az (1) jelű referenciasíkra vonatkoztatva

$$\text{Re } Y'_t(U) = \text{állandó} = G'_{t0}$$

teljesül, akkor a generátor felé $\lambda_g/4$ távolságra felvett referenciasíkra vonatkoztatva teljesülni fog a Z_t impedanciára adott előírások. Az I., ..., IV. előírásokat átírva $Y_t(U)$ -ra a következők adódnak:

$$\text{I.} \quad \text{Im } Y'_t(U_0) = 0 \quad (13)$$

$$\text{II.} \quad \text{Re } Y'_t(U_0) = G'_{t0} \quad (14)$$

$$\text{III.} \quad \left. \frac{\partial^2 \varphi_t}{\partial \varphi^2} \right|_{U=U_0} = 0 \quad (15)$$

$$\text{IV.} \quad \text{Re } Y'_t(U) = \text{állandó} = G'_{t0} \quad (16)$$

Az I. és II. előírásokból most

$$|\Gamma_t(U_0)| = \frac{|1 - G'_{t0}|}{1 + G'_{t0}} \quad (17)$$

és $\varphi_t(U_0) = \pi$ vagy 0 következik, attól függően, hogy $G'_{t0} > 1$ vagy $G'_{t0} < 1$.

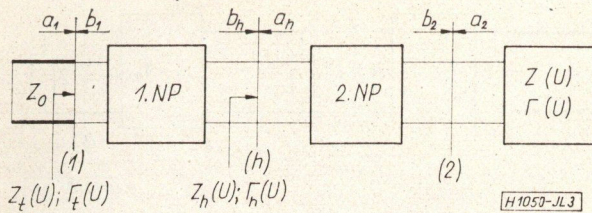
2. A hangoló négy pólusú paramétereinek meghatározása

2.1. Elvi megoldás

Az előző pontban elmondottak figyelembevételével keressük az I., II. és III. előírásokat kielégítő megoldást nem-szimmetrikus, reciprok és reaktáns szerkezettel. A IV. előírásból a $Z(U)$ -ra adódik egy kötés, ami a dióda-szerelvény referenciasíkjának megfelelő felvételével egyszerű módon kielégíthető lesz.

A feladat megoldása számítástechnikailag nagymértékben leegyszerűsíthető, ha abból a feltételezésből indulunk ki, hogy a keresett kétkapus hangoló szerkezetnek létezik egy a 3. ábrán feltüntetett ekvivalense. Az 1. négy pólusra adott megszorításunk, hogy legyen szimmetrikus, reciprok és reaktáns, míg a 2. négy pólus általában reciprok és reaktáns.

Az 1. négy pólustól azt várjuk, hogy elégítse ki az I. és III. előírásokat. Így a $Z_h(U)$ impedanciára egy-egy kötés adódik a II. és IV. előírásokból. A $Z_h(U)$



3. ábra

impedanciára adódó két előírás és a (2) jelű referenciás megfelelő felvétele elégséges a 2. négypólus általános meghatározásához.

2.2. A III. előírásból adódó felvételi egyenletek

Jelöljük az 1. négypólus S szórási mátrixának elemeit S_{ij} -vel és vezessük be a

$$\Gamma_h(U) = \frac{Z'_h(U) - 1}{Z'_h(U) + 1} = |\Gamma_h| e^{j\varphi_h} \quad (18)$$

feszültségi reflexiótényezőt. Kiindulva a (3) mátrixegyenlettel megadott lineáris egyenletrendszerből, figyelembe véve az S_{ij} mátrixelemekre adott (4), (5) és (6) kötések, ahol most $\varphi_{22} = \varphi_{11}$, továbbá $a_h = \Gamma_h b_h$ helyettesítést végezzük el, megfelelő átalakítások után a $\Gamma_t(U)$ feszültségi reflexiótényező a következő formában írható fel:

$$\Gamma_t = \frac{|S_{11}| - |\Gamma_h| e^{j\Theta}}{1 - |S_{11}\Gamma_h| e^{j\Theta}} e^{j\varphi_{11}} \quad (19)$$

ahol

$$\Theta = \varphi_{11} + \varphi_h$$

A (19) egyenlet alapján Γ_t fázisszöge:

$$\varphi_t = \varphi_{11} + \arctg \frac{-|\Gamma_h| \sin \Theta}{|S_{11}| - |\Gamma_h| \cos \Theta} - \arctg \frac{-|S_{11}\Gamma_h| \sin \Theta}{1 - |S_{11}\Gamma_h| \cos \Theta} \quad (20)$$

A φ_t -re adott fenti összefüggésben a független változó φ_h , így értelemszerűen a III. előírás:

$$\left. \frac{\partial \varphi_t}{\partial \varphi_h^2} \right|_{U=U_0} = 0 \quad (21)$$

A fenti egyenlettel kijelölt művelet leírását mellőzzük. A számítás végeredményeként az adódik, hogy a III. előírás teljesül, ha

$$\Theta(U_0) = \varphi_{11} + \varphi_{h0} = k\pi \quad (22)$$

ahol $k = 0, 1, 2, \dots$

$\Theta(U_0)$ fenti értékét behelyettesítve a (19) egyenletbe, megállapítható, hogy a feladatnak két egymástól független megoldása létezik, amelyek a

$$\varphi_{11} + \varphi_{h0} = \pi \quad (23)$$

illetve

$$\varphi_{11} + \varphi_{h0} = 0 \quad (24)$$

esetén adódnak.

$\varphi_{11} + \varphi_{h0} = \pi$ esetén a (19) egyenletből:

$$\varphi_{11} = \varphi_{t0} \quad (25)$$

és

$$|S_{11}| = \frac{|\Gamma_{t0}| - |\Gamma_{h0}|}{1 - |\Gamma_{t0}\Gamma_{h0}|} \quad (26)$$

következik. Mivel $|S_{11}| \geq 0$, a fenti megoldásra $|\Gamma_{t0}| \geq |\Gamma_{h0}|$ esetén jutunk. A (23) és (25) egyenletek alapján írható még, hogy $\varphi_{t0} + \varphi_{h0} = \pi$, s így az egyik lehetséges megoldás feltételi egyenleteire első lépésben a következők adódnak:

$$|\Gamma_{t0}| \geq |\Gamma_{h0}|, \quad \varphi_{t0} + \varphi_{h0} = \pi, \quad \varphi_{11} = \varphi_{t0} \quad (27)$$

$\varphi_{11} + \varphi_{h0} = 0$ esetén a feladatnak két lehetséges megoldása adódik, attól függően, hogy $|S_{11}| \leq |\Gamma_{h0}|$, illetve $|S_{11}| \geq |\Gamma_{h0}|$ feltételezésből indulunk-e ki. A fentivel analóg módon a következő feltételi egyenleteket kapjuk:

$|S_{11}| \geq |\Gamma_{h0}|$ esetén:

$$|\Gamma_{t0}| \leq |\Gamma_{h0}|, \quad \varphi_{t0} + \varphi_{h0} = \pi, \quad \varphi_{11} = \varphi_{t0} + \pi \quad (28)$$

$|S_{11}| \leq |\Gamma_{h0}|$ esetén:

$$|\Gamma_{t0}| \geq |\Gamma_{h0}|, \quad \varphi_{t0} + \varphi_{h0} = 0, \quad \varphi_{11} = \varphi_{t0} \quad (29)$$

A (27), (28) és (29) feltételi egyenletek egy konkrét feladat lehetséges megoldásaira vezetnek. Attól függően, hogy az előírás Z_t -re vagy Y_t -re vonatkozik, továbbá, hogy a kiindulás az adott esetben $\text{Re } Z(U) = \text{állandó} < Z_0$ vagy $> Z_0$, összesen 16 lehetséges megoldásra jutunk. Ezek közül 8 elvileg azonos megoldás, a Z_t impedanciára adott előírást, míg a másik 8 elvileg ugyancsak azonos megoldás, de az előzőtől eltérő, az Y_t admittanciára adott előírást elégíti ki.

Az összes lehetséges megoldás ismertetésével nem foglalkozunk. A műszaki gyakorlatban a

$$\text{Re } Z(U) = \text{állandó} < Z_0$$

eset fordul elő, és az előírás a hangolt impedanciára:

$$\text{Re } Z_t(U) = \text{állandó} < \text{Re } Z(U) = \text{állandó}$$

illetve a hangolt admittanciára:

$$\text{Re } Y_t(U) = \text{állandó} < \text{Re } Y(U) = \text{állandó}$$

Ennek figyelembevételével a továbbiakban a fenti két esetre érvényes megoldások részletes leírását adjuk.

2.3. A Z_t impedanciára adott előírásokat kielégítő megoldás

A keresett megoldásra a (27) feltételi egyenletek vezetnek. Az I. és II. előírások értelmében $\text{Im } Z'_t(U_0) = 0$ és $\text{Re } Z'_t(U_0) = R'_{t0} < 1$, amiből egyrészt $\varphi_{t0} = \pi$ következik, másrészt a (17), (18) és (19) egyenletekből, figyelembe véve, hogy $\varphi_{t0} = \pi$ esetén $\varphi_{h0} = 0$, s így $R'_{t0} > 1$;

$$|\Gamma_{t0}| = \frac{1 - R'_{t0}}{1 + R'_{t0}} = \frac{|S_{11}| + |\Gamma_{h0}|}{1 - |S_{11}\Gamma_{h0}|} \quad (30)$$

ahol

$$|\Gamma_{t0}| = \frac{R'_{h0} - 1}{R'_{h0} + 1} \quad (31)$$

adódik. A (31) és (32) egyenletek megoldásaként:

$$|S_{11}| = \frac{1 - R'_{h0} R'_{t0}}{1 + R'_{h0} R'_{t0}} \quad (32)$$

Másképp, a (6) egyenletről $\varphi_{11} = \varphi_{22} = \varphi_{t0} = \pi$ helyettesítéssel $\varphi_{12} = -\pi/2$ adódik.

Ezzel az 1. négyfázis S_{ij} mátrixelemeinek $|S_{11}|$, φ_{11} és φ_{12} jellemző paramétereit meghatároztuk. A kapott értékeket egybevetve (F.5) értékeivel felismerhető, hogy az 1. négyfázis egy $K < Z_0$ paraméterű impedancia inverter. Az inverter K paraméterének Z_0 -ra normalizált értéke a (32) és (F.5) egyenletek alapján:

$$K' = \sqrt{R'_{h0} R'_{t0}} \quad (33)$$

A $Z_t(U)$ hangolt impedancia az (F.1) alapján:

$$Z_t(U) = \frac{K^2}{Z_h(U)} = K^2 Y_h(U), \quad (34)$$

ahol bevezettük az $Y_h = 1/Z_h$ admittanciát.

A fentiek alapján a Z_h -ra, illetve célszerűbben az Y_h -ra adódó előírások:

A II. előírásból:

$$\text{Im } Y_h(U_0) = 0 \quad (35)$$

A IV. előírásból:

$$\text{Re } Y_h(U) = \text{állandó} \quad (36)$$

Keresve a választ a 2. négyfázisra, vegyük fel a dióda-szerelvény referencia síkját ott, ahol $\text{Re } Z(U) = \text{állandó}$. Ebben az esetben a 2. négyfázis egy $J_1 = Y_0$ paraméterű admittancia inverter és egy jB_h szönszuszeptancia négyfázis láncakapcsolása. A $J_1 = Y_0$ paraméterű admittancia inverter bemeneti admittanciája:

$$Y_{be}(U) = J_1^2 Z(U), \quad (37)$$

s így

$$Y_h(U) = J_1^2 Z(U) + jB_h \quad (38)$$

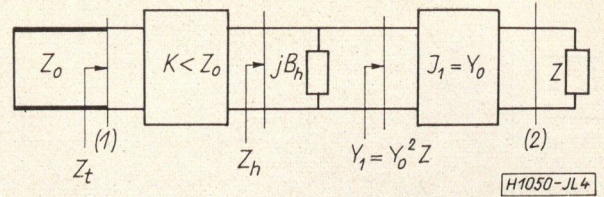
Az így előállított Y_h kielégíti a (36) előírást. Másrészt a (35) előírás alapján:

$$\text{Im } Y_h(U_0) = \text{Im } J_1^2 Z(U_0) + jB_h = 0,$$

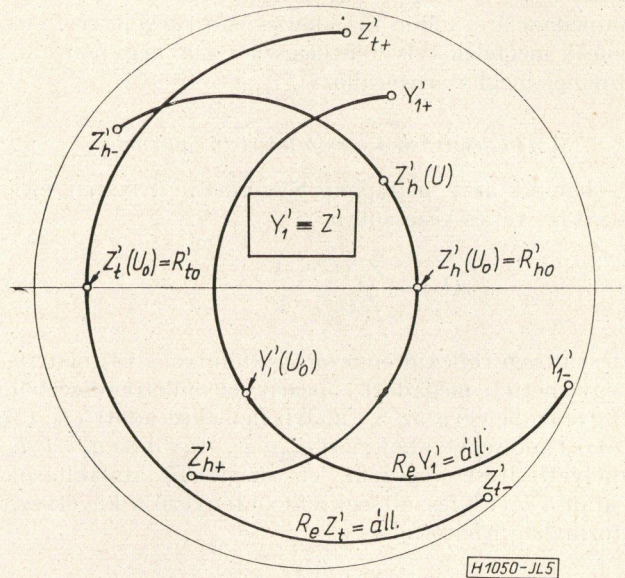
amiből a hangoló szuszeptancia Y_0 -ra normalizált értéke:

$$B'_h = \frac{B_h}{Y_0} = -\text{Im } Z'(U_0) \quad (39)$$

Összefoglalva: A Z_t impedanciára adott előírások kielégíthetők három láncakapcsolt négyfázissal, ha a dióda-szerelvény referencia síkját a $\text{Re } Z(U) = \text{állandó}$ helyen vesszük fel. Az elvi megoldást a 4. ábrán, az impedanciák menetét poláris diagramban az 5. ábrán tüntettük fel.



4. ábra



5. ábra

2.4. Az Y_t admittanciára adott előírásokat kielégítő megoldás

Az adott előírások esetén is a (27) feltéti egyenletről kiindulva jutunk megoldáshoz. $\text{Re } Y'_t(U_0) < 1$ alapján most $\varphi_{t0} = 0$. Ezért $\varphi_{h0} = \pi$ és a (6) egyenletről $\varphi_{12} = \pi/2$.

A (17), (18) és (19) egyenletekből, figyelembevéve, hogy $G'_{t0} < 1$ és $G'_{h0} > 1$ írható, hogy

$$|\Gamma_{t0}| = \frac{1 - G'_{t0}}{1 + G'_{t0}} = \frac{|S_{11}| + |\Gamma_{h0}|}{1 + |S_{11}| G'_{h0}} \quad (40)$$

ahol

$$|\Gamma_{h0}| = \frac{G'_{h0} - 1}{G'_{h0} + 1} \quad (41)$$

A (40) és (41) egyenletek megoldásaként:

$$|S_{11}| = \frac{1 - G'_{h0} G'_{t0}}{1 + G'_{h0} G'_{t0}} \quad (42)$$

$|S_{11}|$, φ_{11} és φ_{12} fenti értékeit összehasonlítva (F.9) értékeivel, megállapítható, hogy az 1. négyfázis most egy $J < Y_0$ paraméterű admittancia inverter. Az inverter J paraméterének Y_0 -ra normalizált értéke (F.8) és (42) egybevetése alapján:

$$J' = \sqrt{G'_{t0} G'_{h0}} \quad (43)$$

Az $Y_t(U)$ hangolt admittancia az (F.7) egyenlet alapján:

$$Y_t(U) = \frac{J^2}{Y_h(U)} = J^2 Z_h(U) \quad (44)$$

A fentiek ismeretében már meghatározhatók a $Z_h(U)$ -ra vonatkozó előírások. A (44) alapján $\operatorname{Re} Y_t(U) = \text{állandó}$, ha

$$\operatorname{Re} Z_h(U) = \text{állandó} \quad (45)$$

és $\operatorname{Im} Y_t(U_0) = 0$, ha

$$\operatorname{Im} Z_h(U_0) = 0 \quad (46)$$

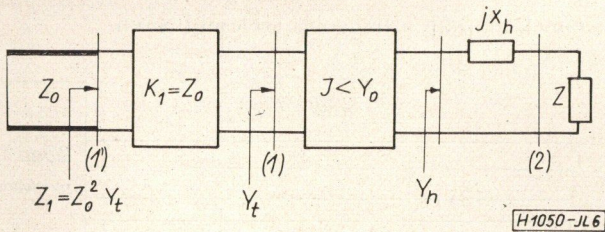
Keresve a választ a 2. négypólusra, a dióda-szerelvén referencia síkját most is a $\operatorname{Re} Z(U) = \text{állandó}$ helyen vesszük fel. Így a 2. négypólus egy jX_h soros reaktancia négypólus lesz. Az

$$\operatorname{Im} Z_h(U_0) = \operatorname{Im} Z(U_0) + jX_h = 0 \quad (47)$$

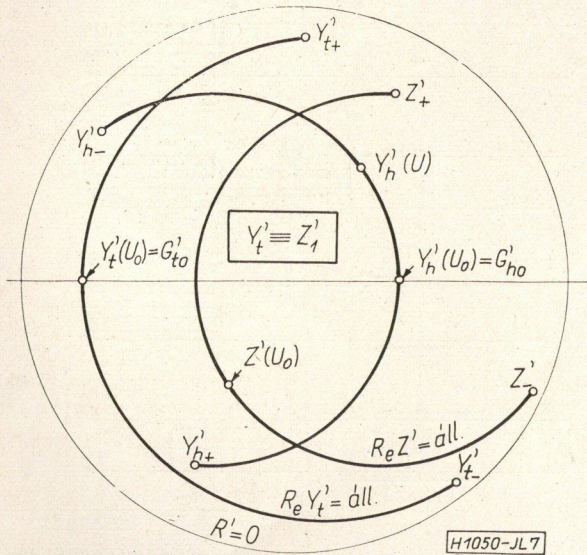
feltéti egyenlet megoldásaként X_h Z_0 -ra normalizált értéke:

$$X'_h = \frac{X_h}{Z_0} = -\operatorname{Im} Z'(U_0) \quad (48)$$

A megoldásra vonatkozó végleges válasz megadása előtt vegyük figyelembe, hogy az Y_t -re adott előírásokat azzal a megfontolással vezettük be, hogy Y_t -t egy $\lambda_g/4$ hosszúságú távvezeték szakasz, más szóval egy $K_1 = Z_0$ paraméterű impedancia inverter, az előírt Z_t impedanciává transzformálja. Ezért a fenti



6. ábra



7. ábra

megoldást egészítsük ki egy $K_1 = Z_0$ paraméterű impedancia inverterrel, s így a 2.3. pontban adott előírásoknak egy másik lehetséges, ekvivalens megoldásához jutunk. A feladat elvi megoldását a 6. ábrán, az impedanciák menetét a 7. ábrán tüntettük fel.

A hangolt $Z_t(U)$ impedancia a 4. ábra szerinti megoldás esetén:

$$Z_t(U) = K^2 Y_0^2 Z(U) + jK^2 B_h, \quad (49)$$

a 6. ábra szerinti megoldás esetén pedig:

$$Z_t(U) = J^2 Z_0^2 Z(U) + jJ^2 Z_0^2 X_h \quad (50)$$

A (49) és (50) egyenletek egybevetéséből egyrészt, $B'_h = X'_h$ következik, amit egyébként a (39) és (48) egyenletek már kifejeztek, másrészt adódik, hogy

$$\frac{K}{Z_0} = \frac{J}{Y_0} \quad (51)$$

Befejezésül megjegyezzük még, hogy a 6. ábrán feltüntetett két láncbakapcsolt inverter ekvivalens egy 1:n áttételű ideális transzformátorral. A szakirodalomban a hangoló szerkezeteknek rendszerint ezzel az ekvivalensével találkozunk.

3. A hangolt $Z_t(U)$ impedancia analízise

A parametrikus erősítőben alkalmazott változó kapacitású dióda $\tilde{Q}$ dinamikus jósági tényezője és f_c dinamikus határfrekvenciája a $Z_t(U)$ impedancia R_{t0} , X_{t+} és X_{t-} jellemző értékeinek ismeretében meghatározható. A mérési eredmények kiértékelése a legegyszerűbb, ha $Z_t(U)$ szimmetrikusan helyezkedik el a $\operatorname{Re} Z'_t(U) = \text{állandó} = R'_{t0}$ körön [1].

Az alábbiakban először meghatározzuk a szimmetrikus $Z_t(U)$ impedancia előállításának feltételét, majd arra a kérdésre keresünk választ, hogy az X_+ és X_- reaktanciák az illesztés során hogyan transzformálódnak. A leírást a 6. ábra szerinti hangolás esetén végezzük el; a megállapítások az ekvivalens 4. ábra szerinti hangolásra érvényesek.

Az (50) egyenletről $\operatorname{Im} Z(U_{\pm}) = X_{\pm}$ helyettesítéssel az $\operatorname{Im} Z_t(U_{\pm}) = X_{t\pm}$ reaktanciákra az alábbi kifejezés adódik:

$$X_{t+} = J^2 Z_0^2 (X_+ + X_h) \quad (52)$$

$$X_{t-} = J^2 Z_0^2 (X_- + X_h) \quad (53)$$

Az (52) és (53) egyenletek megoldásaként a $Z_t(U)$ hangolt impedancia szimmetrikus, azaz

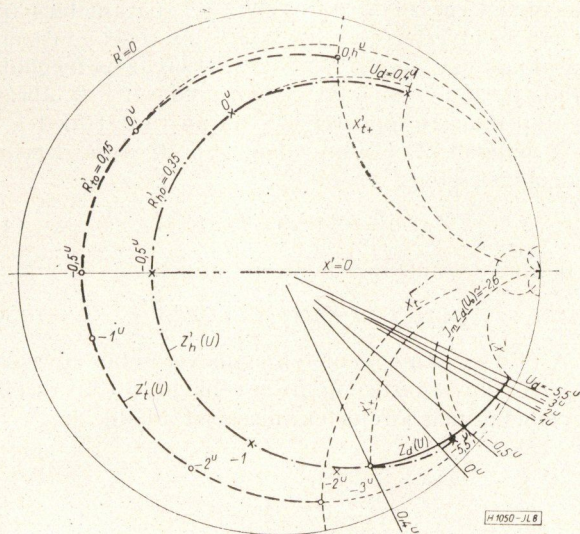
$$X_{t+} + X_{t-} = 0, \quad (54)$$

ha

$$(X_+ + X_h) + (X_- + X_h) = 0 \quad (55)$$

Az (55) egyenlet alapján annak szükséges és elégséges feltétele, hogy $Z_t(U)$ szimmetrikus legyen az, hogy $Z_h(U)$ is szimmetrikus legyen. Az (55) egyenlet megoldásaként e feltétel teljesül, ha a hangoló X_h reaktancia normalizált értéke:

$$X'_h = -\frac{X'_+ + X'_-}{2} \quad (56)$$



8. ábra

Az X'_h normalizált reaktancia adott (48) és (56) előírások egyidejűleg általában nem teljesülnek. Ezért kötött U_0 munkaponti dióda előfeszültség esetén a $Z_t(U)$ impedancia menete általában nem lesz szimmetrikus.

Az (52) és (53) egyenletekből az is kiolvasható, hogy ha R_{t0} előírt, akkor J kötött és így $X_{t\pm}$ -ra külön előírás nem tehető. Ha az (52) és (53) egyenletekben

$$J^2 Z_0^2 = J'^2 = K'^2 = R'_0 R'_{t0} \quad (57)$$

helyettesítést végzünk el, akkor $X_{t\pm}$ elvi korlátai célszerűen az alábbi összefüggésben adható meg:

$$\frac{X_{t+} - X_{t-}}{R_{t0}} = \text{állandó} = \frac{X_+ - X_-}{R_0} \quad (58)$$

Az (58) egyenlet azt a fizikai tényt fejezi ki, hogy a $Z(U)$ impedancián végrehajtott lineáris transzformáció során a dióda $\bar{Q}$ dinamikus jósági tényezőjével arányos $(X_+ - X_-)/R_0$ mennyiség változatlan marad.

A hangolt impedancia analíziséhez tartozik még az impedanciának a frekvencia függvényében való vizsgálata is. Ugyanis a hangolás módjától függően az erősítő sáv szélessége növelhető vagy csökkenthető. Ezzel kapcsolatban itt csupán a szakirodalomra hivatkozunk. *K. Bargerecht* [4] dolgozatában egy maximális lapos karakterisztikájú szélessávú erősítő hangolására ad méretezési eljárást. *W.J. Getsinger* [5] szélessávú Csebiszev karakterisztikájú erősítő hangolásához ad útmutatást.

Példa az elmélet gyakorlati alkalmazására

Egy $Z_0 = 50$ ohm hullámmellenállású, koaxiális tápvonalban végződő, változó kapacitású dióda-szerelvénymért $Z_d(U)$, a hangolt $Z_h(U)$ és a transzformált $Z_t(U)$ impedanciák menete a 8. ábrán látható. Az

$$\text{Im } Z_d(U_0 \cong -0,5 \text{ V}) \cong -2,6 Z_0$$

reaktancia kihangolását egy a koaxiális tápvonal belső vezetőjében kialakított $Z_{01} = 52,5$ ohm hullámmellenállású, $l_1 = 0,2 \lambda_j$ hosszúságú, végén rövidrezárt koaxi-

ális tápvonallal végeztük (9b ábra), amelynek bemeneti reaktanciája:

$$X_h = X_1 = Z_{01} \tan \varnothing_1 \quad (59)$$

ahol $\varnothing_1$ a hangoló csont elektromos hossza.

A $\text{Re } Z'_h = \text{Re } Z'_d = 0,35$ körrel az előírt $\text{Re } Z'_t = 0,15$ körre különböző módon juthatunk el. A 9c ábra szerinti megoldásban egy $J = \sqrt{0,15/0,35}$ $Y_0 = 0,69 Y_0 = Y_{01}$ hullámdmittanciájú, $\lambda_j/4$ hosszúságú távvezeték szakasz a $Z_h(U)$ impedanciát az előírt $Y_t(U)$ admittanciává transzformálja; $\text{Re } Y'_t(U) = \text{Re } Z'_t(U) = 0,15$

A 9d ábra szerinti megoldásban a $Z_h(U)$ impedanciát először egy $\lambda_j/4$ hosszúságú, Z_0 hullámmellenállású vonalszakasszal ($J = Y_0$ paraméterű admittancia inverterrel) $Y_{h1} = Y_0^2 Z_h$ admittanciába invertáljuk, majd egy $K = 0,69 Z_0 = Z_{0/2}$ paraméterű impedancia invertert realizáló $Z_{0/2}$ hullámmellenállású és $\lambda_j/4$ hosszúságú vonalszakasszal az Y_{h1} admittanciát az előírt Z_t impedanciába invertáljuk.

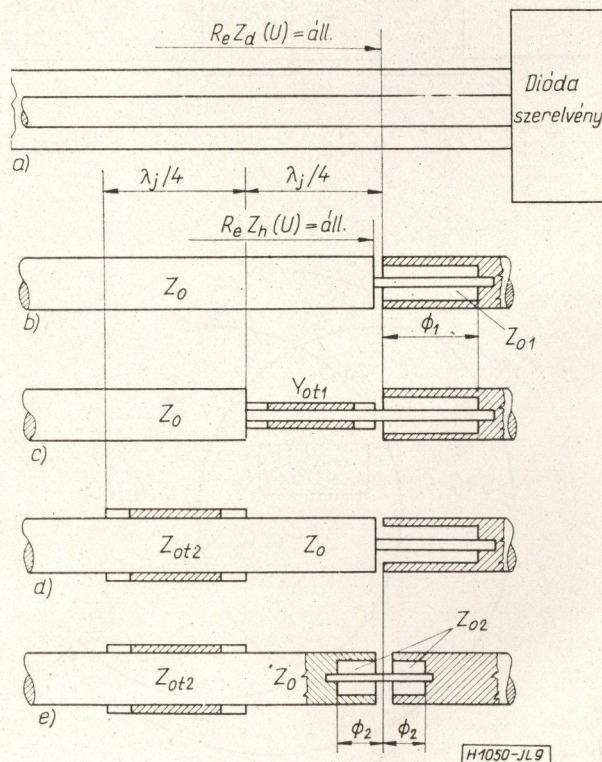
A 9e ábra szerinti megoldás a fentieknél előnyösebb, mivel az X_h reaktanciát két darab, egymással sorba kapcsolódó rövidrezárt végű távvezeték szakasz állítja elő:

$$X_h = X_2 = 2 Z_{02} \tan \varnothing_2, \quad (60)$$

s így X_h frekvenciaérzékenysége lényegesen kisebb lehet. Az X_1 és X_2 reaktanciák frekvencia szerinti deriváltjának viszonya ugyanis:

$$\frac{\partial X_1 / \partial f}{\partial X_2 / \partial f} = \frac{1}{2} \frac{Z_{01}}{Z_{02}} \frac{\varnothing_1}{\varnothing_2} \frac{\cos^2 \varnothing_2}{\cos^2 \varnothing_1} > 1, \quad (61)$$

s ennek alapján a hangolás szélesebb sávú.



9. ábra Koaxiális tápvonalas hangoló mechanizmusok belső vezetője

Függelék*Impedancia inverterek*

Impedancia invertereknek nevezzük azokat a szimmetrikus, reciprok és reaktáns kétkapus szerkezeteket, amelyek $\varphi_{12}=\pi/2$ vagy $-\pi/2$ fázistolást okoznak és a terhelő Z_2 impedanciát

$$Z_1 = \frac{K^2}{Z_2} \quad (\text{F. 1})$$

impedanciává transzformálják. Az (F. 1) egyenletben K ohm-dimenziójú valós szám, az impedancia inverter paramétere.

Az inverterek S_{ij} szórási mátrixelemeire adódó kötések; $S_{22}=S_{11}$, $S_{21}=S_{12}$ és

$$|S_{12}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2} \quad (\text{F. 2})$$

továbbá $|S_{11}|$, $|S_{12}| \neq 0$ esetén:

$$\varphi_{12} = \frac{\pi}{2} + \varphi_{11} \quad (\text{F. 3})$$

Az S_{11} mátrixelem az inverter bemeneti feszültségi reflexiótényezője a kimenő kapu illesztett lezárása esetén. Így valamely Z_0 hullámellenállású tápvonalban realizált impedancia inverter S_{11} mátrixeleme:

$$S_{11} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = \frac{K'^2 - 1}{K'^2 + 1} \quad (\text{F. 4})$$

ahol bevezettük a $K' = K/Z_0$ jelölést.

Az (F. 3 és (F. 4) egyenletek alapján:

$K < Z_0$ esetén:

$$\varphi_{11} = \pi, \quad \varphi_{12} = -\frac{\pi}{2}, \quad |S_{11}| = \frac{1 - K'^2}{1 + K'^2} \quad (\text{F. 5})$$

$K > Z_0$ esetén:

$$\varphi_{11} = 0, \quad \varphi_{12} = \frac{\pi}{2}, \quad |S_{11}| = \frac{K'^2 - 1}{K'^2 + 1} \quad (\text{F. 6})$$

Admittancia inverterek

Admittancia inverternek nevezzük azokat a szimmetrikus, reciprok és reaktáns kétkapus szerkezeteket,

amelyek $\varphi_{12}=\pi/2$, vagy $-\pi/2$ fázistolást okoznak és a terhelő Y_2 admittanciát

$$Y_1 = \frac{J^2}{Y_2} \quad (\text{F. 7})$$

admittanciává transzformálják. Az (F. 7) egyenlettel bevezetett J 1/ohm dimenziójú valós szám, az admittancia inverter paramétere.

Valamely Y_0 hullámimpedanciájú tápvonalban realizált J paraméterű inverter S_{11} mátrixeleme:

$$S_{11} = \frac{Y_0 - Y_1}{Y_0 + Y_1} = \frac{1 - J'^2}{1 + J'^2} \quad (\text{F. 8})$$

ahol bevezettük a $J' = J/Y_0$ jelölést.

Az admittancia inverter S_{ij} mátrixelemeinek jellemző paraméterei az (F. 3) és F. 8) egyenletek alapján:

$J < Y_0$ esetén

$$\varphi_{11} = 0, \quad \varphi_{12} = \pi/2, \quad |S_{11}| = \frac{1 - J'^2}{1 + J'^2} \quad (\text{F. 9})$$

$J > Y_0$ esetén

$$\varphi_{11} = \pi, \quad \varphi_{12} = -\pi/2, \quad |S_{11}| = \frac{J'^2 - 1}{J'^2 + 1} \quad (\text{F. 10})$$

Végül köszönetemet fejezem ki Nguyen Quang A. V. éves villamosmérnök hallgatónak a (21) egyenlettel jelölt művelet elvégzéséért, a (22) feltételi egyenlet levezetéséért.

IRODALOM

- [1] H. A. Watson: Microwave Semiconductor Devices and Their Circuit Applications. McGraw-Hill Book Company, 1969. pp. 212—245; 156—162.
- [2] C. S. Aithison, R. Davies, and P. J. Gibson: A Simple Diode Parametric Amplifier Design for Use at S, C, and X Band. IEEE Trans. on MTT, vol. MTT—15. January 1967. pp. 22—31.
- [3] Dr. Jachimovits László — Völgyi Ferenc: Tápvonalak és antennák példatár I. rész. Tankönyvkiadó, 1970. 202—205 oldal.
- [4] K. Garberecht and W. Heinlein: A Simple Broad-Banding Technique for Microwave Reflection-Type Amplifiers Microwave Journal, 1970. Február.
- [5] W. J. Getsinger: Prototypes for use in Broadbanding Reflection Amplifier. IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT—11, November, 1963. pp. 486—497.

Lapunk példányonként megvásárolható:

V., Váci utca 10. és

V., Bajcsy-Zsilinszky út 76.

alatti Hírlapboltokban.

A FET tranzisztor elektródáinak elnevezése

A FET tranzisztor elektródáit kifejlesztői a következő módon nevezték el:

source a vezető csatorna egyik kapcsa,
drain a vezető csatorna másik kapcsa,
gate a vezérlő elektród,
bulk a kristályalap (szubsztrát), amelyen a MOS (vagy MIS) FET tranzisztert kialakítják.

A fenti angol szavak magyar fordítása:

source = forrás,
 drain = levezető, nyelő,
 gate = kapu,
 bulk = tömb.

A magyar szakirodalomban általában a következő elnevezésekkel találkozunk:

source = katód, emitter
 drain = anód, kollektor
 gate = vezérlő elektróda
 bulk = hordozó

Sajnos, az elnevezéseket vegyesen alkalmazzák, például a Híradástechnika XIX. évf. 10. sz. 312. oldalán emittert és kollektort, a 313. oldalán katódot és anódot találhatunk. Ennél nagyobb baj, hogy ezek az elnevezések tévedésekre vezethetnek. Például egy p-csatornás növekményes (enhancement, feldúsulásos) típusú tranzisztor drain elektródájára anódot mondani azért helytelen, mivel a drain el-

vezetést a tápforrás negatív pólusához szokták kapcsolni. Hasonlóan téves elképzelések adódhatnak ha a source elektródát emitternek hívjuk, hiszen a FET tranziszternél a töltéshordozó injektálás (emittálás) nem lényeges.

A zavarok növekedhetnek, ha a különféle FET típusok erősen elterjednek. Ezért célszerű lenne felülvizsgálni az eddigi elnevezéseink helyességét. A katód emitter stb. elnevezések helyett célszerűbb lenne a rövid *forrás*, *nyelő*, *kapu*, *tömb* szavak használata. Az elektródák rövidítése célszerűen a nemzetközi szabványosítási ajánlások alapján történhet: *S*, *D*, *G*, *B*.

A mi szakirodalmunkban a használt rajzjelek sem egységesek és nem kifejezőek. Célszerű lenne az IEEE és ASA eredetű jelölések átvétele. Az 1. táblázatban összefoglaltuk ezeket a jelöléseket. E jelölések előnyei:

- kitüntetik az *S* elektródát,
- jelzik a *G* vagy *B* elektróda megkívánt záró előfeszítésének irányát,
- utalnak arra, hogy a kiürítéses módú tranzisztorokban a csatorna külön feszültség nélkül is vezet (folyamatos csatornavonal) és, hogy a növekményes módú tranzisztorokban a csatorna önmagában nem vezet (a csatornát jelölő vonal meg van szakítva).

Csornai László

Beérkezett: 1970. V. 11. én.

1. táblázat

FET tranzisztorok rajzjelei			
pn-átmenet kapus típus (JFET)			
n-csatornás		p-csatornás	

Szigetelt kapus típus (MOS-, MIS-FET)			
n-csatornás		p-csatornás	
kiürítéses módú	növekményes módú	kiürítéses módú	növekményes módú

Kötetlen hullámparaméteres aluláteresztő szűrők realizálása

ETO 621.372.542.2.001.2

Előző cikkünkben [6] vezettük be az általános vagy kötetlen hullámszűrő fogalmát. Részletesen ismertettük tulajdonságait és approximációját. Kimutattuk, hogy gazdaságosságát illetően messze maga mögött hagyja a klasszikus hullámparaméteres szűrőt, ugyanakkor számítástechnikailag sem lényegesen bonyolultabb nála.

Ebben a cikkben az ott tárgyaltakra építve és mintegy annak folytatásaként az aluláteresztő szűrők realizálásával foglalkozunk. Olyan képleteket adunk meg, amelyek tetszőleges fokszámú és hullámimpedanciájú szimmetrikus aluláteresztő szűrők elemértékeit közvetlenül szolgáltatják. Ezáltal olyan eszközök akarunk a szűrőtervezők kezébe adni, amelynek birtokában a régi, derivált, illesztőfeltagos hullámszűrőtervezési eljárás feleslegessé válhat.

A kötetlen hullámszűrő approximációjának fő adata a hullámimpedanciák és a diagonálviszony meghatározása volt. Mindkettőt az általunk használt alakjában a modulusai jellemzik. A hullámimpedancia modulusait — amelyek szingularitásaira jellemzőek és az ütközési csillapításpólusokat adják meg — ütközési (vagy illesztési) modulusnak neveztük, a Q diagonálviszony modulusait pedig — amelyek Q 1-he-lyeit, s ezzel a hullámcsillapításpólusokat adják meg — hullámmodulusoknak. Az approximáció befejezésével ez a kétféle moduluskészlet áll rendelkezésünkre. Ezeken kívül rendelkezésünkre áll természetesen az elméleti határfrekvencia, amelyet relatív értékben 1-nek veszünk fel, továbbá a lezáró ellenállások relatív értéke, amelyeket még az approximáció elején, ill. folyamán meg kell határoznunk. Ezekből az adatokból az elemértékek kiszámíthatók. A számítás menetét, s egyúttal a képletek levezetését egy későbbi cikkünkben fogjuk megmutatni.

Ebben a cikkben — a szokásos sorrendet felcserélve — az aluláteresztő elemértékeket szolgáltatató végső formulákat adjuk meg, a hozzájuk tartozó magyarázatokkal. Mindezek — valamint az előző cikkben [6] leírtak — ismeretében egy konkrét aluláteresztő szűrő megtervezhető. A tervezést egyszerű számpéldán keresztül be is mutatjuk.

A kötetlen hullámszűrő lényegéhez tartozik, hogy a hullámpólusok és az ütközési pólusok egymástól függetlenül, szabadon felvehetők. Természetesen senki nem tiltja meg, hogy egy-egy hullámpólust éppen oda vegyünk fel, ahol egy ütközési pólus is van. Ha mindegyik ütközési pólus frekvenciájára egy hullámcsillapításpólust is helyezünk, akkor kötetlen hullámszűrőnk klasszikus hullámszűrőbe megy át. Bárki könnyen meggyőződhet róla, hogy a később megadott formulák ebben az esetben valóban a klasszikus hullámszintézisből jól ismert elemképle-

teket adják. Más szóval: képleteink klasszikus hullámszűrő esetén is használhatók. Új, általános hullámszintézisünk tehát speciális esetként magában foglalja a régit is.

1. Előzetes megjegyzések

1.1 A következőkben *szimmetrikus aluláteresztőkkel* foglalkozunk. Ennek oka pusztán gyakorlati: nem szimmetrikus hullámparaméteres aluláteresztők a gyakorlatban ritkán adnak jobb megoldást.

1.2. A formulákat a *kevesebb tekercset* tartalmazó változatra adjuk meg. A duál kapcsolás elemértékei, de a transzformált feluláteresztő elemértékei is ebből a szokásos úton nyerhetők. (Természetesen aluláteresztőnk ugyanúgy transzformálható sávszűrővé is, mint az klasszikus esetben szokás.)

1.3. Háromféle aluláteresztő típusról lesz szó: *elsőfokú, másodfokú és harmadfokú hullámimpedanciával rendelkező szimmetrikus aluláteresztőkről*. Mivel negyedfokú (háromszoros derivált), vagy annál magasabb fokszámú hullámimpedancia felvételének gyakorlati jelentősége úgyszólván nincsen, ezeket nem tárgyaljuk.

1.4. A pólusok kiemelésének sorrendjétől függően egy kapcsolásnak több ekvivalense létezik. Legkedvezőbbnek látszik az az ekvivalens, amelyben a pólusok a *hullámmodulusok csökkenő sorrendjében* követik egymást. A szűrő túlsó végét mindig az ütközési modulusok-adta pólusok zárják le.

2. Realizálhatósági feltételek

Az alábbiakban tárgyalt aluláteresztőkről könnyen belátható, hogy a pozitív elemekkel való realizálhatóság feltételeit mindig kielégítik. Ehhez elegendő, ha megnézzük a hullámimpedanciák és a diagonálviszony jellegdiagrammait az 5., 7. és 10. ábrán. A PR-feltételek ugyanis a hullámimpedanciákra és a diagonálviszonyra vonatkozóan is meg vannak adva ([1] 252–256. oldal).

Igen tömören közöljük ezeket a feltételeket, mert a terminológiában némi eltérés van. Cauet az általunk definiált Q diagonálviszony reciprokával dolgozik, amit q_z -vel jelöl és csillapításfüggvénynek nevez. Mi a q jelölést és vele a hídviszony elnevezést kizárólag egy szimmetrikus négypólus hídimpedanciái hányszorosának négyzetgyökére tartjuk fenn, amely — mint ismeretes — a Bartlett-tétel értelmében a szóban forgó szimmetrikus négypólus felezésével kapott négypólus rövidzárási impedanciájának és üresjárási admittanciájának mértani közepe.

A Q diagonálviszony fogalma ennél általánosabb: Q egy — akármilyen — négypólus (az egész négypólus) rövidzárási impedanciájának és üresjárási ad-

mittanciájának mértani közepe. A PR-feltételek pedig aluláteresztőre vonatkozóan a következők:

a) Z_{10} és Q , valamint Z_{20} és Q is legyenek pozitív, kiegészítő „ Q -függvények” (ezek az ismert feltételek arra vonatkozóan, hogy milyen legyen Z_0 és Q általában);

b) Q -nak zérus frekvencián zérusa legyen;

c) A záró tartományban, ott, ahol a primér és szekunder oldali hullámimpedanciák azonos előjelűek, $Q \leq 1$ legyen (szimmetrikus tartomány), ahol pedig a hullámimpedanciák ellenkező előjelűek, $Q \geq 1$ legyen (antimetrikus tartomány). Ebből következik, hogy a szimmetrikus és antimetrikus tartományok határfrekvenciáin Q páratlan multiplícitású 1-helyeinek kell lenniük, az egyes tartományokon belül pedig tetszés szerinti számban lehetnek Q -nak páros multiplícitású 1-helyei, amelyek ráadásul még nem reális frekvenciákra is eshetnek.

3. Fujisawa-kritérium

A Fujisawa-kritérium [2] arról ad felvilágosítást, hogy egy négyfólyú csatolt tekercsek nélküli, aluláteresztő létra-hálózattal realizálható-e? Pontosabban: T. Fujisawa megadta annak szükséges és elégséges feltételét, hogy egy reaktáns négyfólyú az 1. vagy a 2. ábra szerinti, csatolt tekercsek nélküli aluláteresztő létrahálózattal realizálni lehessen. Röviden közöljük a Fujisawa-feltételeket is az általunk használt és megszokott univerzális paraméterek nyelvén megfogalmazva*. Az univerzális paraméterek éppen, mivel egy tetszés szerinti, de ugyanazon szorzó erejéig határozatlanok, valamennyien polinomok is lehetnek. A továbbiakban G , P , F , B , S , R , univerzális polinomokról — $p=j\omega$ -nak polinomjai — fogunk beszélni [4, 5, 6]. Reciprok négyfólyúról lévén szó, még $F=B$ is fennáll.

A Fujisawa-feltételek pedig a következők:

1. $P_{(0)}=S_{(0)}$, azaz P és S zérus frekvencián felvett értéke legyen azonos.

2. Ne F legyen p -ben a legmagasabb fokszámú univerzális polinom.

3. F legyen p -nek tiszta páros polinomja, tehát F legyen

$$F=k_1(p^2+\omega_1^2)(p^2+\omega_2^2)\dots(p^2+\omega_n^2)$$

alakban felírható, ahol $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ pozitív véges frekvenciák, k_1 pozitív valós konstans. A következő pont kedvéért tételizzük még fel, hogy az ω_i frekvenciák nagyság szerinti sorrendbe vannak állítva:

$$\omega_1 \leq \omega_2 \leq \dots \leq \omega_n.$$

Ennek a három feltételnek az 1. és 2. ábra szerinti kapcsolása esetén egyaránt fent kell állnia.

4. Végül meg kell vizsgálnunk a G univerzális polinomot akkor, ha az 1. ábra, az R univerzális polinomot akkor, ha a 2. ábra szerinti kapcsolást kívánjuk megvalósítani. A realizálás akkor lehetséges, ha G , illetve R eggyel magasabb fokszámú F -nél, azaz

$$k_2 p(p^2+\omega_1^{*2})(p^2+\omega_2^{*2})\dots(p^2+\omega_n^{*2})$$

* E cikk szerzője sajnálatosnak tartja, hogy az univerzális paramétereket kevesen használják. Meggyőződése, hogy univerzális paraméterekkel a lineáris hálózatelmélet minden problémája — így a Fujisawa-feltétel is — egyszerűbben és plasztikusabban tárgyalható.

alakban írható, továbbá, ha minden i -re

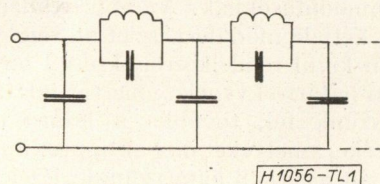
$$\omega_i^* \leq \omega_i \quad (1 \leq i \leq n).$$

Ez utóbbi, 4. pontba foglalt feltételt — s legtöbbször ezen áll, vagy bukik a realizálhatóság — igen szemléletesen lehet megfogalmazni, ha az ω frekvencia-tengelyen feltüntetjük F , valamint G (illetőleg R) páros multiplícitású zérusait, vagyis az ω_i és ω_i^* frekvenciákat a 3. ábrán mutatott elrendezésben. Kössük össze továbbá ω_1^* -ot ω_1 -gyel, ω_2^* -ot ω_2 -vel, és így tovább, mint azt a 3. ábrán nyíllal jelölt vastag vonalak mutatják. Ekkor a 4. feltétel így szól: a megfelelő ω_i^* és ω_i frekvenciákat összekötő vonalak közül egy sem dőlhet balra.

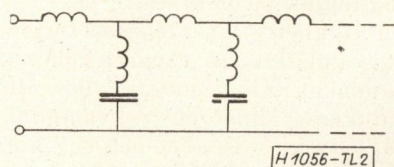
A 3a ábrán a 4. pont teljesül, a 3b ábrán pedig nem.

Az általunk tárgyalt kötetlen hullámparaméteres aluláteresztő típusokra vonatkozóan megvizsgáltuk a Fujisawa-kritérium teljesítésének lehetőségeit. A részletes vizsgálat és bizonyítás közlésétől most eltekintünk. A következő cikkünkben fogunk még utalni erre, ahol egyébként is fel kell majd írunk az univerzális polinomokat a modulusokkal kifejezve.

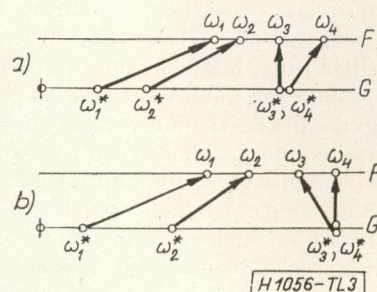
Végeredményképpen azt kaptuk, hogy a létra-hálózat létezésére vonatkozó feltételek *nem mindig* teljesülnek. Viszont a Fujisawa-kritériumok a következő egyetlen feltételre redukálódnak: a csillapítás-pólusok közül a legnagyobb frekvencián levő pólus ne ütközési pólus legyen. A végtelen frekvencián levő, ütközési csillapításból eredő félpólus ebből a szempontból nem számít. Ha a legnagyobb frekvencián levő csillapítás-pólus kettős: ütközési és hullámpólus



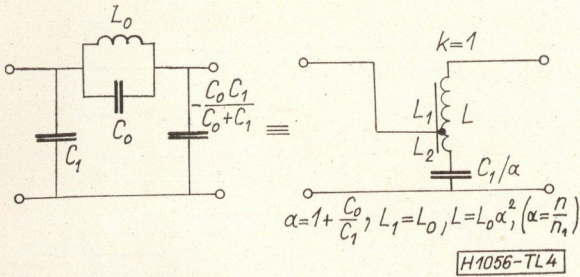
1. ábra



2. ábra



3. ábra. A Fujisawa-kritérium 4. pontja a) teljesül, b) nem teljesül



4. ábra

is egyben, a Fujisawa-feltétel már teljesül. Ez esetben ugyanis módunkban áll a kettő közül a hullámpólust „nagyobb” frekvencián levőnek nyilvánítani. Ezért van az, hogy a klasszikus hullámparaméteres méretezésnél a Fujisawa-feltételek mindig teljesülnek.

A létra-feltételek nem teljesülése gyakorlati szempontból — úgy tűnik — nem jelent különösebb hátrányt. Ma már igen szoros csatolású és pontos áttételű megcsapolt tekercsek készíthetők, amelyekkel a hálózat jól realizálható.

Ilyen esetben a kapcsolási elemek kiszámításakor tulajdonképpen egy egész Brune-cellát kellene a szűrőláncból kiemelni. Ez az út azonban megkerülhető. Mi a továbbiakban mindig az 1. ábra szerinti elemek kiszámítását végezzük, ahol a Fujisawa-feltétel nem teljesülése abban nyilvánul meg, hogy egy (vagy több) keresztági kondenzátor negatívnak adódik. Ez a negatív kondenzátor a következő lépésben pl. a 4. ábra szerinti ekvivalencia alapján feloldható.

4. Harmadfokú (kétszeresen derivált) hullámimpedanciával rendelkező aluláteresztő

Az aluláteresztőnek mindkét oldalon azonos, harmadfokú hullámimpedanciája van. Ez legyen jellemezve m és n modulusokkal (ütközési modulusok), továbbá azzal, hogy zérus frekvencián a hullámimpedancia értéke 1. Tehát

$$Z_0 = \frac{1+p^2(1-n^2)}{1+p^2(1-m^2)} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+p^2}}, \quad (1)$$

ahol $p=j\omega$ a komplex frekvencia.

A szűrőnek $k/2$ számú (k mindig páros, egyébként tetszés szerinti) teljesen szabadon választott hullámpólusa van, amelyek legyenek jellemezve $M_2, M_4, \dots, M_k$ modulusokkal. Ezeket a modulusokat hullámmodulusoknak nevezzük.

A hullámimpedanciák és a diagonálviszony jellegdiagramját az 5. ábra mutatja. Az ábra alapján könnyen meggyőződhetünk róla, hogy a szűrő a PR-feltételeket mindig teljesíti (1. fejezet 5. pont).

Az aluláteresztő szűrő kapcsolása a 6. ábra szerinti; mint látható, két részre osztható. Az ágak száma: $k+4$. A szűrő fokszáma: $k+5$. Az ágak 1-től $(k+4)$ -ig sorszámuikkal vannak jellemezve. Egy ághoz tartozó reaktáns elem C_i , ha i páratlan, L_i és C_i , ha i páros szám.

Az I. rész mindegyik ágához tartozik két modulus: m_i és n_i . Ezeket ágmodulusoknak nevezzük. A képletek egyöntetűsége végett felveszünk még két elfajuló ágat a szűrő elejére (0. és -1 . ág). Ezeknek fizikai

jelentést ne tulajdonítsunk, fizikailag nincs is rájuk szükség. A hozzájuk tartozó ágmodulusok:

$$m_{-1}=m, \quad n_{-1}=-m, \quad m_0=n, \quad n_0=-n. \quad (2)$$

Fentiekén kívül az I. rész páros ágaihoz tartozik még egy hullámmodulus is: M_i . A 0-ik ághoz tartozó hullámmodulus: $M_0=0$.

Ekkor az I. rész elsőleges elemeit a következőképpen számíthatjuk:

$$C_i = (M_{i+1} + M_{i-1}) \frac{(M_{i+1} + m_{i-2})(M_{i+1} + n_{i-2})}{(M_{i+1} + m_{i-1})(M_{i+1} + n_{i-1})}, \quad (3)$$

ha i páratlan, ahol az ágmodulusokra:

$$\left. \begin{aligned} m_i + n_i &= M_{i-1} + M_{i+1} + m_{i-2} + n_{i-2} - C_i \\ m_i n_i &= \frac{1}{M_{i+1}} (m_{i-1} n_{i-1} C_i - M_{i-1} m_{i-2} n_{i-2}) \end{aligned} \right\} i \text{ páratlan}; \quad (4)$$

illetőleg

$$L_i = 2M_i \frac{(M_i + m_{i-2})(M_i + n_{i-2})}{(M_i + m_{i-1})(M_i + n_{i-1})}, \text{ ha } i \text{ páros}, \quad (5)$$

ahol

$$\left. \begin{aligned} m_i + n_i &= 2M_i + m_{i-2} + n_{i-2} - L_i \\ m_i n_i &= \frac{L_i}{M_i} m_{i-1} n_{i-1} - m_{i-2} n_{i-2} \end{aligned} \right\} i \text{ páros} \quad (6)$$

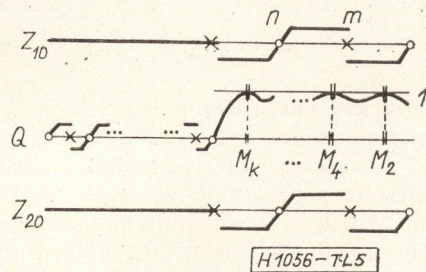
A II. rész elsőleges elemei:

$$C_{k+1} = \frac{n^2 + M_k(m_{k-1} + n_{k-1}) + m_{k-1} \cdot n_{k-1}}{m_k + n_k} \quad (7)$$

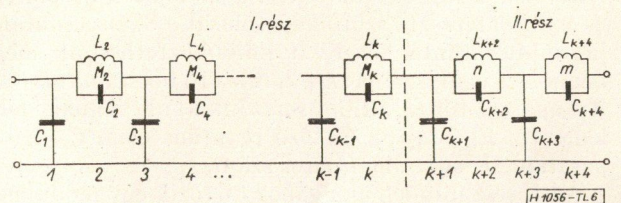
$$L_{k+2} = (n^2 + m_k n_k) \frac{m_k + n_k}{m^2 + m_k n_k} \quad (8)$$

$$C_{k+3} = \frac{m^2 + m_k n_k}{m_k + n_k} \quad (9)$$

$$L_{k+4} = (m^2 - n^2) \frac{m_k + n_k}{m^2 + m_k n_k} \quad (10)$$



5. ábra



6. ábra

Végül a fentiek ismeretében a másodlagos elemek (ezeknek nevezzük C_i -ket, ha i páros):

$$C_i = \frac{1 - M_i^2}{L_i} \quad (i \text{ páros}) \quad (11)$$

$$C_{k+2} = \frac{1 - n^2}{L_{k+2}} \quad (12)$$

$$C_{k+4} = \frac{1 - m^2}{L_{k+4}} \quad (13)$$

Fenti formulák — megítélésünk szerint — meglepően egyszerűek; a számolás velük gyors és számjegykiesés nem lép fel.

Mint látható, a képletek rekurzívak; az I. rész elemképleteiben a saját ág (ha i páros), ill. az előtte és utána következő ág hullámmodulusai, valamint a megelőző két ág ágmodulusai szerepelnek. A helyes számolási sorrend: először az i . ághoz tartozó elsődleges elemérték, majd a hozzá tartozó ágmodulusok kiszámítása következnek. i 1-től k -ig lépjen, majd a II. rész elemeire rátérve tovább $(k+4)$ -ig.

Az ágmodulusok összegére és szorzatára vonatkozó képleteket adtunk meg. Ez elegendő is, hiszen rögtön látható, hogy az elemképletekben szereplő $(M+m)(M+n)$ jellegű szorzatok $M^2 + M(m+n) + mn$ alakban is felírhatók.

Annak ellenőrzésére, hogy a fenti képletek alapján történő numerikus számolás folyamán nem követünk-e el számolási hibát, alkalmas lehet a következő egyenlőség:

$$\sum L = 2 \cdot \sum M, \quad (14)$$

vagyis az összes tekercs induktivitásának összege meg kell, hogy egyezzen a hullámmodulusok összegének kétszeresével.

5. Másodfokú (egyszeresen derivált) hullámimpedanciájú aluláteresztő

A szűrőnek mindkét oldalon azonos, másodfokú hullámimpedanciája van. Ez legyen jellemezve az m ütközési modulussal, továbbá azzal, hogy zérus frekvencián a hullámimpedancia értéke 1. Tehát

$$Z_0 = \frac{\sqrt{1+p^2}}{1+p^2(1-m^2)}, \quad (15)$$

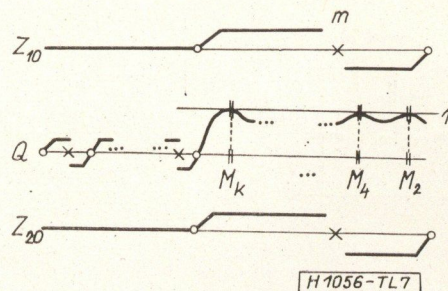
ahol $p = j\omega$ a komplex frekvencia.

Az aluláteresztőnek $k/2$ számú (k mindig páros, egyébként tetszés szerinti) szabadon megválasztott hullámcsillapításpólusa van, amelyek legyenek jellemezve az $M_2, M_4, \dots, M_k$ hullámmodulusokkal.

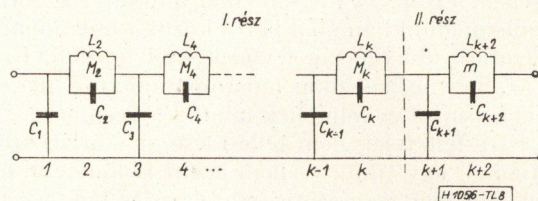
A hullámimpedanciák és a diagonálviszony jellegdiagramját a 7. ábra mutatja. Az ábra alapján könnyen meggyőződhetünk arról, hogy a szűrő a PR-feltételeket mindig teljesíti (1. 1. fejezet 5. pont).

Az aluláteresztő szűrő kapcsolását a 8. ábra mutatja; mint látható két részt különböztethetünk meg benne. Az ágak száma: $k+2$. A szűrő fokszáma: $k+3$. Az ágak 1-től $(k+2)$ -ig sorszámmal vannak jellemezve. Egy ághoz tartozó reaktáns elem C_i , ha i páratlan, L_i és C_i , ha i páros szám.

Az I. rész mindegyik ágához tartozik egy modulus: m_i . Nevezzük ezt ágmodulusnak. A képletek egyen-



7. ábra



8. ábra

tetésége végett még két elfajuló ágat képzelünk a szűrő elejére (0. és -1 . ág). A hozzájuk tartozó ágmodulusok:

$$m_{-1} = m, \quad m_0 = 0. \quad (16)$$

Az I. rész páros ágaihoz tartozik még egy hullámmodulus is: M_i . A 0. ághoz tartozó hullámmodulus: $M_0 = -m$. A 0. és -1 . képzeletbeli ágaknak semmi fizikai jelentést ne tulajdonítsunk.

Ezek után az I. rész elsődleges elemeinek értékeit a következőképpen számíthatjuk ki:

$$C_i = (M_{i+1} + M_{i-1}) \frac{M_{i+1} + m_{i-2}}{M_{i+1} + m_{i-1}}, \quad \text{ha } i \text{ páratlan}, \quad (17)$$

ahol az ágmodulusok:

$$m_i = M_{i+1} + M_{i-1} + m_{i-2} - C_i \quad (i \text{ páratlan}), \quad (18)$$

illetőleg

$$L_i = 2M_i \frac{M_i + m_{i-2}}{M_i + m_{i-1}}, \quad \text{ha } i \text{ páros}, \quad (19)$$

ahol

$$m_i = 2M_i + m_{i-2} - L_i \quad (i \text{ páros}) \quad (20)$$

A II. rész elsődleges elemei:

$$C_{k+1} = M_k + m_{k-1}, \quad (21)$$

$$L_{k+2} = m_k \quad (22)$$

Végül a fentiek ismeretében a másodlagos elemek:

$$C_i = \frac{1 - M_i^2}{L_i} \quad (i \text{ páros}), \quad (23)$$

$$C_{k+2} = \frac{1 - m^2}{L_{k+2}} \quad (24)$$

A rekurzív képletek alkalmazása során fontos, hogy ügyeljünk a helyes számolási sorrendre: először az i -ik ághoz tartozó elsődleges elemérték, majd a hozzátartozó ágmodulus kiszámítása következnek.

i 1-től k -ig lépjen, majd a II. rész elsődleges elemeire rátérve tovább $(k+2)$ -ig.

A (14), ellenőrzésre szolgáló összefüggés itt is érvényes.

Most van igen jó lehetőség arra, hogy rövid úton illusztráljuk annak a megállapításnak a helyességét, amely szerint a kötetlen hullámszűrő speciális esetként magában foglalja a klasszikust is. Tudjuk, hogy klasszikus esetben az egyik hullámmódulus megegyezik az m ütközési modulussal. Legyen ez az M_2 , tehát

$$m = M_2 \quad (25)$$

és ekkor a fenti képletekkel számítsuk ki a 8. ábra szerinti elemértékeket.

1. ág: $i=1$. A (17) és (18) képlethez szükséges paraméterek (25)-t figyelembe véve:

$$M_0 = -M_2 \quad m_{-1} = M_2', \quad m_0 = 0$$

Ezeket (17)-be helyettesítve:

$$C_1 = (M_2 - M_2) \frac{M_2 + M_2}{M_2 + 0} = 0.$$

(18)-ba helyettesítve:

$$m_1 = M_2 - M_2 + M_2 - 0 = M_2.$$

2. ág: $i=2$. A (19) és (20) képletekbe való behelyettesítéshez szükségesek:

$$m_0 = 0, \quad m_1 = M_2$$

Ezek után:

$$L_2 = 2M_2 \frac{M_2 + 0}{M_2 + M_2} = M_2,$$

$$m_2 = 2M_2 + 0 - M_2 = M_2$$

3. ág: $i=3$. Ismét (17) és (18)-ba kell helyettesítenünk.

$$m_1 = M_2, \quad m_2 = M_2,$$

$$C_3 = (M_2 + M_4) \frac{M_4 + M_2}{M_4 + M_2} = M_2 + M_4$$

$$m_3 = M_2 + M_4 + M_2 - (M_2 + M_4) = M_2$$

4. ág: $i=4$. Megint (19) és (20)-ba kell helyettesítenünk; az előző két ág ágmodulusa M_2 -vel egyenlő. Kapjuk:

$$L_4 = 2M_4 \frac{M_4 + M_2}{M_4 + M_2} = 2M_4,$$

$$m_4 = 2M_4 + M_2 - 2M_4 = M_2$$

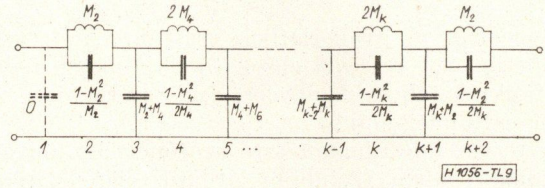
Tovább nem kell folytatnunk, hiszen már az eddigiekből is látszik, mi fog kiadódni. Érdekesen jellemző, hogy valamennyi ágmodulus m_2 -nek adódik. A II. rész elemeit tekintve (21)-ből kapjuk:

$$C_{k+1} = M_k + M_2,$$

(22)-ből pedig

$$L_{k+2} = M_2.$$

A kapott eredményeket teljes egészében feltüntettük a 9. ábrán. Felismerhetjük benne az olyan klasszikus hullámparaméteres aluláteresztő elemképleteit, amelyben az M_2 modulusú π -tag kettévágva,



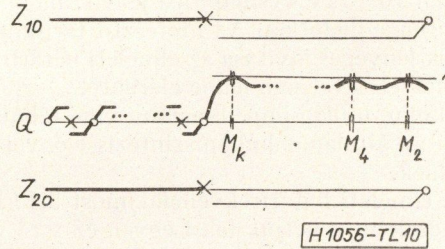
9. ábra. Az általános hullámszűrő speciális esetében a klasszikust adja (az utolsó tag képletében $2M_k$ helyett M_2 áll a nevezőben)

egyik fele a szűrő egyik, másik fele a szűrő másik végére helyezve, „belső” oldalával kifelé fordítva „egyszeresen derivált” „illesztőféltag”-ként szerepel.

6. Elsőfokú hullámimpedanciával rendelkező szimmetrikus aluláteresztő

Csak a teljesség kedvéért, és az egyenrangúság miatt tárgyaljuk külön pontban. Hiszen elsőfokú hullámimpedancia esetén semmi különbség sincs az általános és a klasszikus hullámszűrő között. Elsőfokú hullámimpedancia esetén maga a klasszikus hullámparaméteres aluláteresztő egyben az általános is. Annál általánosabb, kötetlenebb nem létezhet.

Z_0 és Q jellegdiagramjait a 10. ábrán rajzoltuk fel. A PR-feltételek és a Fujisawa-kritérium mindig teljesülnek. A jól ismert elemképletek egyébként szépen

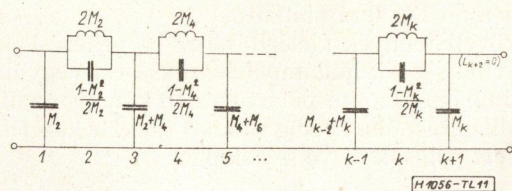


10. ábra

kiadódnak az 5. fejezet formuláiból, ha azokba $m=0$ -t helyettesítünk. Hiszen ekkor kapjuk meg (15)-ből is a helyes

$$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{1+p^2}} \quad (26)$$

hullámimpedanciát. A helyettesítéskor valamennyi ágmodulus 0-nak adódik: az ágmodulusok eltűnnek. Az eredményeket a 11. ábrán tüntettük fel. A $k/2$ számú hullámcillapításpólussal rendelkező aluláteresztőnek $(k+1)$ ága van. Fokszáma: $(k+1)$, amely ebben az esetben megegyezik az ágak számával.



11. ábra

7. Példa

A példát a gyakorlatból vesszük. A tervezés approximációs részével előző [6] cikkünkben foglalkoztunk. A teljesség kedvéért azonban röviden ezen is keresztülmegegyünk.

A tervezendő aluláteresztő szűrőnek az áteresztő tartományban a 12. ábrán látható toleranciasémát kell kielégítenie. Az előírt üzemi csillapításértékek a 800 Hz-en mérhető csillapításra vannak vonatkoztatva. A záró tartomány 4,6 kHz-en kezdődik. A csillapításnak 4,6 kHz felett mindenütt 4,5 N-nél nagyobboknak kell lenni, kivéve a 8, 16 és 24 kHz ± 10 Hz frekvenciákat, ahol a csillapítás legalább 7,5 N legyen. Lezáró ellenállás mindkét oldalon: 2,4 k Ω .

a) Először nézzük meg, hogy a legegyszerűbb, elsőfokú hullámimpedanciájú aluláteresztővel a feladat megoldható-e. Válasszuk az elméleti határfrekvenciát 4 kHz-re. A számítás menete teljes egészében a jól ismert, klasszikus úton halad, ezért nem is részletezzük. Végeredményben azt kapjuk, hogy a záró tartománybeli követelmények 3 db π -taggal teljesíthetők, amelyek közül az egyiknek pólusa végtelenbe tolható. Ez jelentene tehát 3 tekercset és 6 kondenzátort. Az áteresztő tartományban az egyenes hullámmellenállás-ingadozás elvét betartva is 5,4 cN csillapítás adódik a hullámmellenállás-ingadozásból. A veszteségek hatására vonatkozó számítások, de a gyakorlott szűrőtervező becslése is azt mutatják, hogy pl. $\varnothing 18 \times 14$ -es méretű ferrit fazékvasmagokat feltételezve, további, legalább 5–6 cN csillapítással kell számolni. Ez együtt már 10–12 cN csillapítást jelent, ami 3,4 kHz-en is megengedhetetlen. Az áteresztő tartománybeli viszonyok lényeges javítása az elméleti határfrekvencia más felvételével sem lenne elérhető.

Másodfokú hullámimpedanciára van tehát szükség, ahol az általános hullámszintézis előnyei jól érvényesülnek.

b) Az elméleti határfrekvenciát most 3,4 kHz-hez sokkal közelebb vehetjük fel. Legyen ez

$$\omega_0 = 3,6 \text{ kHz} = 1.$$

A továbbiakban végig relatív értékekkel számolunk. A főbb frekvenciák relatív értékei:

$$\begin{aligned} 3,4 \text{ kHz} &= 0,94 & 8 \text{ kHz} &= 2,2 \\ 4,6 \text{ kHz} &= 1,27 & 16 \text{ kHz} &= 4,4 \\ & & 24 \text{ kHz} &= 6,6 \end{aligned}$$

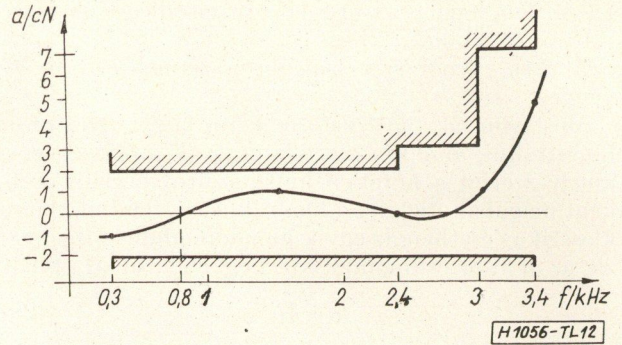
A záró tartományt a szokásos úton a

$$\gamma = \frac{1}{2} \ln \frac{\omega^2}{\omega^2 - 1} \quad (27)$$

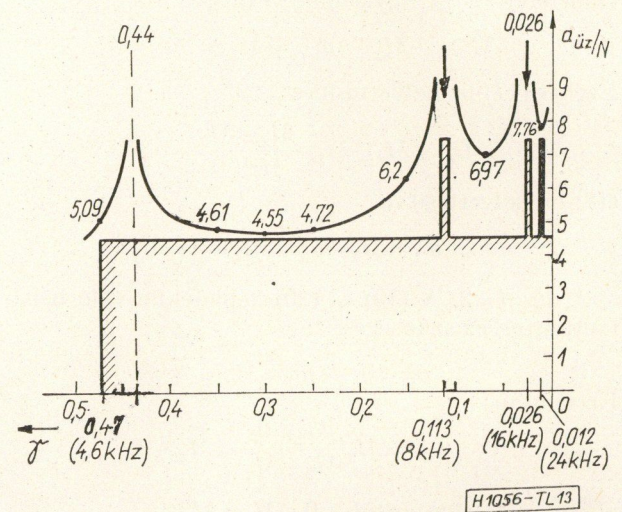
összefüggés alapján γ -skálára transzformáljuk. Az eredmény a 13. ábrán látható.

A követelmények kielégítéséhez az ütközési póluson kívül még két hullámpólus szükséges. Vegyük fel a két hullámcsillapításpólust 8 és 16 kHz-re, az ütközési csillapításpólust pedig valahol 4,6 kHz közelében. A felvett pólusok helye a γ -skálán:

$$\mu_2 = 0,026; \quad \mu_4 = 0,113; \quad \mu = 0,44$$



12. ábra. Csillapítás-előírások és a mért csillapításgörbe az áteresztő tartományban



13. ábra Záró tartomány a γ -skálán

Ezzel a modulusok:

$$M_2 = e^{-\mu_2} = 0,974358$$

$$M_4 = e^{-\mu_4} = 0,893025 \quad (28)$$

$$m = e^{-\mu} = 0,6440$$

Számítsuk ki az üzemi csillapítást a zárótartomány kritikus pontjain. Az

$$a \cong a_0 + a_{\text{ütk}} = a_0 + \ln \frac{1 + \Theta^2}{4\Theta} \quad (29)$$

képlettel számolunk, ahol

$$\Theta = \frac{|Z_0|}{R_Z} = \frac{1}{R_Z} \frac{\sqrt{\omega^2 - 1}}{|1 - (1 - m^2)\omega^2|} \quad (30)$$

És itt félbe kell szakítanunk a záró tartomány kialakítását. Az üzemi csillapítás meghatározásához ugyanis az R_Z lezáró ellenállás értékére is szükség van, amelyet viszont csak az áteresztő tartomány figyelembevételével lehet meghatározni. Egyébként is ellenőriznünk kellene, hogy a felvett m ütközési (vagy illesztési) modulus az áteresztő tartományban kielégítő hullámmellenállásmenetet biztosít-e.

Térjünk át tehát az áteresztő tartomány vizsgálatára. A hullámimpedancia másodfokú, (15) szerinti, ahol $m = 0,644$. Lefutása a 14. ábrán látható. Mint

azt az idézett [6] cikk függelékében megadtuk, a hullámimpedancia maximális értéke a

$$Z_M = \frac{1}{2m\sqrt{1-m^2}}$$

képletből számítható. A számítást elvégezve $Z_M = 1,015$ -nek adódik. $\omega = 0,94$ -et (15)-be helyettesítve 0,687-t kapunk. Ekkora a hullámellenállás értéke a 3,4 kHz-es gyakorlati határfrekvencián. Mindez látható a 14. ábrán, ahol még feltüntettük a lezáró ellenállások értékét is. Az

$$R_Z = 0,81$$

értéket szándékosan vettük alacsonyabbra, mint a két szélső érték, 1,015 és 0,687 mértani közepe. Ezzel az áteresztő sáv szélén levő csillapítást kívántuk csökkenteni. A hullámellenállás-ingadozás értéke tehát 3,4 kHz-en:

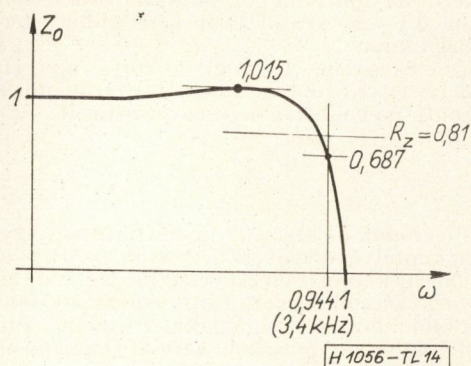
$$\Theta = \frac{0,81}{0,687} = 1,18,$$

az áteresztő tartomány közepe táján:

$$\Theta = \frac{1,015}{0,81} = 1,25.$$

Ennek megfelel előbbi esetben max 1,5 cN, az utóbbiban max 2,5 cN csillapítás ([6] cikk (26) képlet). Ezek pedig kedvező értékek, a szűrő a várható veszteség-okozta csillapítástöbblettel együtt is teljesíteni fogja az áteresztő tartománybeli előírásokat.

Most térjünk vissza a záró tartományra. (29) és (30) segítségével most már meg tudjuk határozni a pontos üzemi csillapítást. A részletes számítás közlésétől eltekintünk. Az eredményeket a 13. ábrán feltüntettük.



14. ábra. A hullámimpedancia menete az áteresztő tartományban

Még csak annyit jegyzünk meg, hogy a (29) és (30) szerinti ütközési csillapítás (27)-en keresztül közvetlenül γ -ban is kifejezhető. Az a_0 hullámcsillapítás-járu-lékot pedig a jól ismert Rumpelt-diagram segítségével számítottuk. A 13. ábrából látható, hogy a szűrő a záró tartománybeli előírásokat is teljesíti.

Már csak a szűrő elemeinek kiszámítása van hátra. A kiinduló adat a három modulus, amelynek értékei (28) alatt találhatók. Az 5. fejezetben megadott rekurzív formulákat használjuk. A kapcsolás a 8. ábra szerinti lesz, ahol is $k=4$.

1. ág: $i=1$. A (17 és (18) képletéhez szükségesek:

$$M_0 = -m, \quad m_{-1} = m, \quad m_0 = 0$$

Ezután

$$C_1 = (M_2 + M_0) \frac{M_2 + m_1}{M_2 + m_0} = (M_2 - m) \frac{M_2 + m}{M_2} = \frac{M_2^2 - m^2}{M_2} = 0,548 \ 708$$

$$m_1 = M_2 + M_0 + m_{-1} - C_1 = M_2 - m + m - C_1 = M_2 - C_1 = 0,425 \ 651$$

2. ág: $i=2$. A (19) és (20) képlettel számolunk:

$$L_2 = 2M_2 \frac{M_2 + m_0}{M_2 + m_1} = \frac{2M_2^2}{M_2 + m_1} = 1,356 \ 24$$

$$m_2 = 2M_2 + m_0 - L_2 = 2M_2 - L_2 = 0,592 \ 476$$

3. ág: $i=3$. Ismét a (17) és (18) képletek következnek:

$$C_3 = (M_4 + M_2) \frac{M_4 + m_1}{M_4 + m_2} = 1,657 \ 67$$

$$m_3 = M_4 + M_2 + m_1 - C_3 = 0,635 \ 364,$$

...és így tovább, ahogy azt az 5. fejezet formulái világosan mutatják. Az eredményül kapott relatív elemértékek:

$$\begin{array}{ll} C_1 = 0,548 \ 708 & L_4 = 1,735 \ 93 \\ L_2 = 1,356 \ 24 & C_4 = 0,116 \ 656 \\ C_2 = 0,037 \ 328 \ 6 & C_5 = 1,528 \ 59 \\ C_3 = 1,657 \ 67 & L_6 = 0,642 \ 594 \\ & C_6 = 0,910 \ 784 \end{array}$$

Az elemek valóságos értékeit kiszámítandó az induktivitás-, ill. kapacitásegységgel kell besoroznunk. Az utóbbiakat pedig az ellenállás- és frekvencia-egységből számítjuk. Mivel a lezáró ellenállás $R_Z = 0,81 = 2,4 \text{ k}\Omega$, az ellenállás egysége:

$$R_e = 1 = \frac{2,4 \text{ k}\Omega}{0,81} = 2,962 \ 96 \text{ k}\Omega.$$

Továbbá

$$\omega_e = 2\pi \cdot 3,6 \text{ kHz} = 22,619 \ 5 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

Ezekből

$$L_e = \frac{R_e}{\omega_e} = 0,130 \ 992 \text{ H},$$

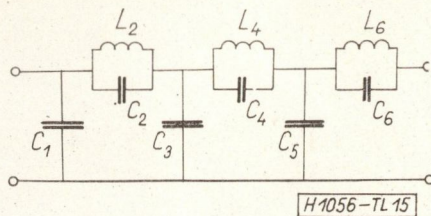
$$C_e = \frac{1}{R_e \omega_e} = 14,920 \ 8 \text{ nF}$$

A beszorzások elvégzése után kapott végeredmény:

$$\begin{array}{ll} L_2 = 177,7 \text{ mH} & C_1 = 8,187 \text{ nF} \\ L_4 = 227,4 \text{ mH} & C_2 = 557,0 \text{ pF} \\ L_6 = 84,17 \text{ mH} & C_3 = 24,734 \text{ nF} \\ & C_4 = 1,741 \text{ nF} \\ & C_5 = 22,805 \text{ nF} \\ & C_6 = 13,590 \text{ nF} \end{array}$$

A kapcsolás a 15. ábrán látható.

A megépített szűrőn való mérési eredmények igazolták várakozásunkat. Az áteresztő tartományban



15. ábra

mért csillapításgörbét a 12. ábrába be is rajzoltuk. A 800 Hz-en mért csillapítás abszolút értéke ~ 3 cN volt. A záró tartományban csaknem teljesen pontosan annyit mértünk, mint a 13. ábrába berajzolt, számított csillapításértékek. A csillapításpólusokon: 4,705, 8 és 16 kHz-en a csillapítás 6,95 N, 8,9 N, illetőleg 9,0 N volt.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

Egy nemrégiben végzett felmérés szerint Svájc számítógép állománya 1330 egységre növekedett (1961: 26, 1965: 398, 1966: 958). A működő berendezések 87%-a 1969 végén IBM, Univac és Bull-Generál Electric gyártmányú volt. 60%-ukat az iparban, kereskedelemben, biztosításban és bankokban üzemeltetik. A berendezések kétharmada kisméretű berendezés, a közepes méretűek hányada 27%, a nagy berendezéseké 7%. (Nagyságkategóriák: 16 000 bit-ig, 16 000–128 000 bit-ig, 128 000 bit-en felül.)

Az 1969 végéig felszerelt berendezések negyedét megvásárolták, a többit bérelik. Az első kategória vásárlási értéke egységenként 1,8 millió frank átlagosan. A bérelt számítógépek évi bérleti díja 256 000 frank, tehát az 1330 számítógép beruházási igénye kb. 2,5 milliárd frank.

A berendezések 58%-át napi 8 órán át üzemeltetik (max). Az esetek 86%-ában a tulajdonos cégek egyedül használják a berendezéseket. (*Neue Zürcher Zeitung, 1970. márc.*)

*

A világhírű japán Sony Corp. Angliában egy színes tv-összeszerelő üzemet létesít. Itt szerelik össze a TV-C 33 típusú színes készülékeket, amely az angol piacon kb. 200 £-ért kerül eladásra. Ebben az összeszerelő üzemben évente mintegy 200 000 db színes tv-t állítanak elő Trinitron képcsővel. A termelés felét külföldre viszik, elsősorban az Egyesült Államokba. Ezzel egyidőben tárgyalások folynak az AEG-Telefunken céggel, amely kizárólagos jogot kap egy sor országban, többek között Angliában is a PAL-rendszer bevezetésére. A folyó tárgyalásokkal összefüggésben a Sony Corp. el akarja érni, hogy nyugatnémet cég licence alapján alkatrészeket állítsanak elő, színes tv-készülékekhez. (*Marktinformationen, 1970. febr.*)

*

Egyre nagyobb gondot kezd okozni Angliában a kvalifikált komputer programozók helyzete és a jövőbeni kilátásaik. A legutóbbi felmérések alapján 1973-ra a jelenlegi 25 000-rel szemben mintegy 56 000 jól képzett programozóra lenne szüksége az országnak. A szigetország nagy problémája, hogy három éven belül hogyan tudja megfelelő képzéssel biztosítani a nagyarányú szakember-keresletet. A kvalifikált programozókban a kereslet 120 százalékkal növekszik három

- [1] Cauer, W.: Theorie der linearen Wechselstromschaltungen. Akademie-Verlag, Berlin 1954.
- [2] Fujisawa, T.: Realizability Theorem for Mid-series or Mid-shunt Low-pass Ladders Without Mutual Induction. IRE Transactions on Circuit Theory. December, 1955. 320–325. old.
- [3] Géher K.: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1968.
- [4] Henney Z.: Lineáris áramkörök elmélete. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1958.
- [5] Henney Z.: Lineáris kétkapuk egységes leírása. Híradástechnika, 1971. 4. szám.
- [6] Tarlacz L.: A hullámparaméteres szűrőtervezésről, különös tekintettel az üzemi tulajdonságokra. Híradástechnika, 1971. 1. szám.

év alatt. Jelenleg mintegy 4500 üzembe helyezett komputernél a programozók csak 50%-a jól képzett szakember, míg a fennmaradt 50% csak részfeladatokat megoldására alkalmas, mivel képzettségük hiányos. A szakember-pótlásnak nagy akadálya, hogy egy jól kvalifikált komputer-programozó kiképzése jelentős összeget emészt fel. Másrészt probléma Angliában, hogy a komputer-programozók kiképzése nem egységes elvek és tananyagok szerint történik, ami helyi átképzéseket tesz szükségessé. A szakemberek egybehangzó véleménye szerint a legjobb életkor a 18–20 év körüli, amikor a tanulók éppen elhagyják az iskolát, és itt nem tesznek különbséget a nemek között. Egyetlen szempont, ami a férfi és női munkaerők között számba jöhet, ez a fizetés kérdése, miután a női alkalmazottak hasonló besorolásban 15–20 százalékkal kevesebbet keresnek férfi kollégáiknál.

A Termelőkenység- és Foglalkoztatásügyi Hivatal szakemberei egyre jobban sürgetik a szakember-képzés központi megoldásának megvalósítását. (*Electronics Weekly, 1970. jan*)

*

A képtelefonok kisméretű, megbízható és nagy érzékenységű képfelvető csöveket igényelnek. Erre a célra a Bell Lab. új képfelvető csövet fejlesztett ki, aminek alig 0,5 négyzetcoll felületű tárgylemeze 700 000 szilícium-fotodiódából áll. A diódákat *n*-típusú szilíciumban szilíciumdioxid maszkon keresztül *p*-típusú adalékanyag (bór) bevitelével alakítják ki.

A letapogató elektronsugár által negatív előfeszítésre feltöltött diódákat a beeső fény a fényerővel arányos mértékben sűti ki; a kimenő jelet a letapogató sugár ennek megfelelően változó töltőárama szolgáltatja.

Az új képfelvető cső tárgylemeze nagyobb, lökészerű terheléseket és több hőt bír el, mint a hagyományos vidiconok, így nem ég be. Tehetetlensége kisebb a vidiconokénál. A sík tárgylemezt reflexiógátló bevonattal látják el, ami megakadályozza a hamis jeleket, árnyékképeket. A szilícium-tárgylemez érzékenysége meglehetősen egyenletes a 4...9 ezer Å fényhullámhossz tartományban. Az új képfelvető cső kvantumhatásfoka fotononként kb. 0,5 elektron, így érzékenysége mintegy tízszerese a hagyományos vidiconoknak. (*Electrical Design News, 1970. 15. k. 22. sz.*)

(Folytatás a 62. oldalon)

Az integrált TTL áramköri rendszer funkcionális jellemzői

ETO 621.372.2.001.2:681.325.65

A TTL rendszerű áramköröket manapság a digitális technika legelterjedtebb rendszereként ismerjük. A TTL rendszerbe több mint 90, legkülönbözőbb funkciót ellátó áramkör tartozik [1, 2], melyeket bonyolultságuk alapján alacsony integráltságú (SSI) és közepes integráltságú (MSI) csoportra osztanak. A TTL rendszer alapegysége az 1. ábrán látható, kapuzó funkciót ellátó, több bemenetű NAND kapuáramkör. Az áramköri elemek közül figyelemre méltó a több emitteres bemenő tranzisztor [3], amely az ÉS logikai műveletet valósítja meg.

A TTL rendszer — összehasonlítva a korábbi digitális rendszerekkel — számos előnyös tulajdonsággal rendelkezik. Megemlíthetjük a nagy működési sebességet, a kitűnő terhelhetőséget, a nagy zajérzékenységet és a kis kimeneti ellenállást mindkét logikai állapotban. Az áramkör hátrányos tulajdonsága, hogy az egyik logikai állapotból a másikba történő átkapcsoláskor egy tápáram-tranziens keletkezik, amely egyrészt növeli az áramkör teljesítmény-disszipációját, másrészt a tápfeszültség és földvezetéken zajimpulzus jön létre, és ez az áramkör hibás működését eredményezheti.

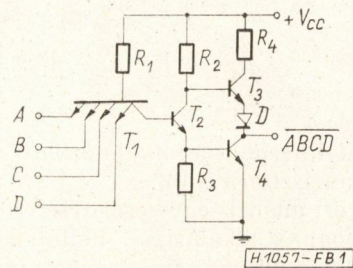
A dolgozatban megvizsgáljuk az áramkör karakterisztikáit és a legfontosabb áramköri jellemzőket, melyeket a nemlineáris tranzisztormodell, valamint az ennek alapján meghatározott közelítő egyenletek és helyettesítő képek segítségével tárgyalunk. Az áramkör működési pontjainak számítása után a szakaszos lineáris analízis [4] segítségével meghatározzuk az áramkör bemeneti és transzfer karakterisztikáit. A kimeneti karakterisztika meghatározásakor bemutatjuk a nemlineáris tranzisztormodell alkalmazását. Részletesen vizsgáljuk az áramkör terhelhetőségét, zajérzékenységet és teljesítményfelvételét. A továbbiakban vizsgálat tárgyává tesszük az áramköri jellemzők hőmérsékletfüggését és az áramköri tolerancia érzékenységi kérdését. A legkedvezőtlenebb eset feltételezésével meghatározzuk az áramköri elemek paraméter-szórásának megengedhető határát.

Az áramköri analízis során felhasznált egyenletek között transzcendens kifejezések is előfordulnak. Ezek számítására iterációs eljárást használunk. A dolgozatban közölt eredményeket számítógép segítségével határoztuk meg.

A további tárgyalás előtt tekintsük át röviden az 1. ábrán látható TTL kapu működését. Tételezzük fel, hogy kezdetben — az egyik nyugalmi állapotnak megfelelően — a bemeneti feszültség kicsi. Ekkor a T_2 és T_4 tranzisztor lezárt állapotban van. A bemeneti áramot (max 1,6 mA) a telítésben levő T_1 tranzisztor emitter-bázis átmenete és az R_1 ellenállás korlátozza. A kimeneti feszültség a T_3 tranzisztor emitter-bázis és a dióda nyitófeszültségével kisebb a tápfeszültség-

nél. A terhelő kapuk áramfelvétele csökkenti ezt a logikai „1” szintet (min 2,4 V).

Ha a bemeneti feszültség növelése során elérjük az „egy diódányi” feszültséget ($\sim 0,7$ V), akkor a T_2 aktív állapotba jut, de a T_4 még lezárt. Az áramkör erősítését ekkor az R_2 és R_3 ellenállások aránya határozza meg. Amikor a bemeneti feszültség eléri a „két diódányi” feszültséget ($\sim 1,4$ V) a T_4 tranzisztor is aktív állapotba kerül. A T_2 tranzisztor erősítése megnő, mivel a T_4 nyitott emitter-bázis átme-



1. ábra: TTL kapuáramkör

nete söntöli az R_3 ellenállást. Ebben a tartományban a kimeneti feszültség meredeken csökken. Rövid ideig a T_2 , T_3 és T_4 tranzisztorok egyszerre vezetnek, és ez eredményezi a korábban említett tápáram-tranzienszt.

A bemeneti feszültség további növelése a T_3 lezárásához, valamint a T_2 és T_4 tranzisztorok telítésbe jutásához vezet. Ezzel elérkezünk a másik nyugalmi állapotba, ahol a bemeneti áramot (max 40 μ A) az inverz aktív tartományban működő T_1 tranzisztor α_{i0} és az emitterek között fellépő ún. laterális tranzisztor α_L áramerősítési tényezője határozza meg. Az áramkör kimeneti feszültsége (max 0,4 V) egyenlő a T_4 tranzisztor kollektor-emitter telítési feszültségével, amely a terhelő kapukból folyó áram hatására növekszik.

Felhasznált tranzisztormodellek és közelítések

Az 1. ábrán látható TTL áramkör funkcionális jellemzőinek analízisét az integrált áramköri tranzisztorok nemlineáris modellje alapján meghatározható közelítő kifejezések és helyettesítő képek segítségével tárgyaljuk. A p-n átmenettel szigetelt tranzisztorok négyrétegű n-p-n-p szerkezetűek. A szokásos integrált áramköri tranzisztor áram- és feszültségviszonyai a 2. ábrán láthatók, az ábra jelölései a következők:

$$\begin{aligned} I_e &= I_1, & \varphi_e &= V_B - V_E, \\ I_b &= I_1 + I_2, & \varphi_c &= V_B - V_C, \\ I_c &= I_2 + I_3, & \varphi_s &= V_S - V_C, \\ I_s &= I_3, \end{aligned}$$

A tranzisztor működését bármely tartományban leíró modell egyenletrendszere:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & -a_{12} & 0 \\ -a_{21} & a_{22} & -a_{23} \\ 0 & -a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e^{\varphi_{el}/A} - 1 \\ e^{\varphi_{cl}/A} - 1 \\ e^{\varphi_{sl}/A} - 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

ahol $A = kT/q = 0,026$ V (szobahőmérsékleten); φ_e , φ_c és φ_s az emitter-bázis, a kollektor-bázis és a kollektor-hordozó átmenet feszültsége; I_1 , I_2 és I_3 az átmeneteken folyó áramok; az a_{ij} mennyiségek pedig a nemlineáris modell paraméterei. Az (1) egyenletrendszerben szereplő a_{ij} paraméterek munkapontfüggők, ettől a hatástól azonban számításainkban eltekintünk.

Az a_{ij} paraméterek segítségével a normál és a parazita tranzisztor nyitó és inverz áramerősítési tényezői a következők:

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= \frac{a_{21}}{a_{11}}, & \alpha_{s0} &= \frac{a_{32}}{a_{22}}, \\ \alpha_{i0} &= \frac{a_{12}}{a_{22}}, & \alpha_{si0} &= \frac{a_{23}}{a_{33}}. \end{aligned} \quad (2)$$

Ez a modell kiterjesztve alkalmazható a T_1 többemitteres tranzisztorra is [3].

Az áramköri analízis egyszerűsítése érdekében közelítéseket fogunk alkalmazni. Feltételezzük, hogy a nyitóirányú emitter-bázis átmenet impedanciája nulla. A tranzisztor közös emitterű bemenő karakterisztikája a 3. ábrán látható.

A tranzisztor aktív vagy telítési állapotában az emitter-bázis átmenet feszültsége V_{e0} . A tranzisztor lezárt és aktív tartománya közötti emitter-bázis határfeszültséget (V_{et} — nyitófeszültség) a nemlineáris modell alapján határozzuk meg, mikor a tranzisztoron a maximális kollektoráram század része folyik keresztül:

$$V_{et} = A \ln \frac{0,01 I_{c \max}}{a_{21}}. \quad (3)$$

A 4. ábrán látható a tranzisztor közelítő kimenő karakterisztikája. A tranzisztor intrinsic telítési feszültsége V_{sc} és a kollektortest ellenállása r_{sc} . A telítésben levő tranzisztor bázis- és kollektoráramának ismeretében a nemlineáris modell alapján meghatározhatjuk annak telítési feszültségét:

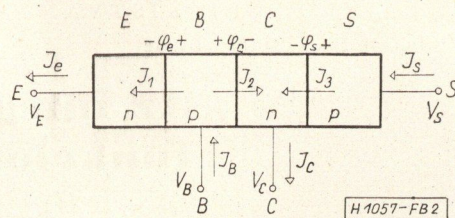
$$V_{sc} = A \ln \frac{a_{22}}{a_{21}} \cdot \frac{(1 - \alpha_{s0})I_b - (1 - \alpha_{i0})I_c}{I_b + I_c/\beta_0}. \quad (4)$$

Mint a 4. ábrán látható az r_{sc} kollektortest ellenállás közvetlenül a kimenő karakterisztikából lehet meghatározni.

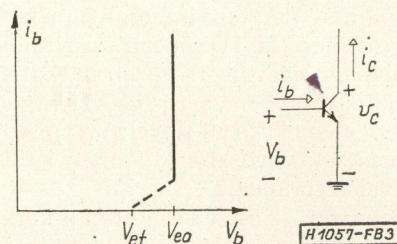
Aktív és telítési állapotban a tranzisztorok modelljét az 5. és 6. ábrán látható helyettesítő képpel definiáljuk a fentiek alapján. A tranzisztor lezárt állapotában mind a bázis-, mind a kollektoráram egyenlő nullával.

A nemlineáris modell alapján a V_{e0} , emitter-bázis átmeneti feszültség értékére a következő kifejezés érvényes:

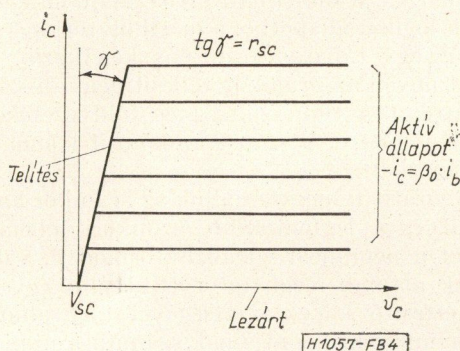
$$V_{e0} = A \cdot \ln \frac{(1 - \alpha_{s0})I_b - (1 - \alpha_{i0})I_c}{a_{11}[1 - \alpha_0 \alpha_{i0} - \alpha_{s0}(1 - \alpha_0)]}, \quad (5)$$



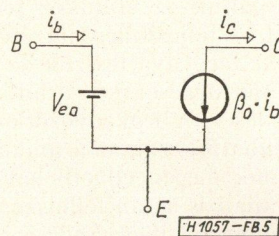
2. ábra. Integrált áramköri tranzisztor feszültség- és áramviszonyai



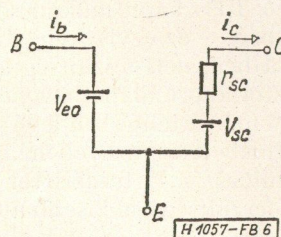
3. ábra. Tranzisztor közelítő bemenő karakterisztikája



4. ábra. Tranzisztor közelítő kimenő karakterisztikája



5. ábra. Aktív állapotú tranzisztor helyettesítő képe



6. ábra. Telítési állapotban levő tranzisztor helyettesítő képe

ahol I_b és I_c a bázis és kollektor áramok maximális értékei. A fenti kifejezésekben szereplő bázis- és kollektoráramok értékeit, első lépésben, az átmeneti feszültségek becslésével közelítjük. A (3)–(5) egyenletekben a logaritmusfüggvény természetete következtében az átmeneti feszültségek kiinduló becslése nem kritikus. Így az átmeneti áram- és feszültségértékeket már néhány iterációs lépés segítségével megfelelő pontossággal határozhatjuk meg.

Az 1. ábrán látható TTL kapuáramkör analízise előtt még meg kell határoznunk a T_1 többemitteres tranzisztor helyettesítő képét is. A többemitteres tranzisztor jellemzője, hogy a közös bázishoz több mint két p-n átmenet tartozik [3]. Ezen, minőségileg is új, integrált áramköri elem helyettesíthető képét az áramkör működésének megfelelő két határesetben, logikai „0” és „1” állapotban határozzuk meg.

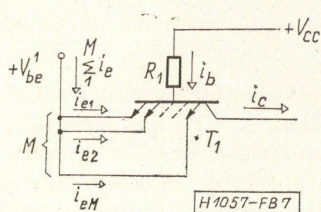
Az áramkör kimenete akkor logikai „0” állapotú, ha az összes bemenetére logikai „1” feszültség-szintet adunk, vagy tápfeszültségre kötjük, vagy szabadon hagyjuk. A 7. ábrán az áramkör bemenő körét láthatjuk az áramirányok feltüntetésével. A többemitteres tranzisztor ekkor inverz aktív tartományban működik, és a T_2 inverter tranzisztort vezérli. Ha feltételezzük, hogy az egyes emittereken folyó áramok egyenlők, akkor a kollektoráram a következő:

$$i_c = i_b + \sum_1^M i_e = i_b(1 + M\beta_{i0}), \quad (6)$$

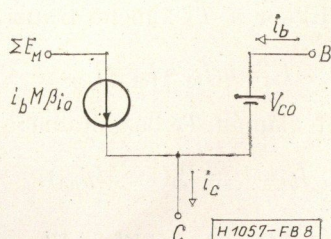
ahol M az emitterek száma és β_{i0} a tranzisztor inverz áramerősítési tényezője egy emitterre vonatkoztatva, mikor a többi szabad. Feltételezzük, hogy β_{i0} minden bemenetre azonos értékű és, hogy a szigetelő p-n átmenet hatása elhanyagolható. A (6) egyenlet alapján, a többemitteres tranzisztor inverz aktív tartományára meghatározott helyettesítő kép a 8. ábrán látható.

A nemlineáris modell alapján a V_{c0} kollektor-bázis átmeneti feszültség értéke a következő:

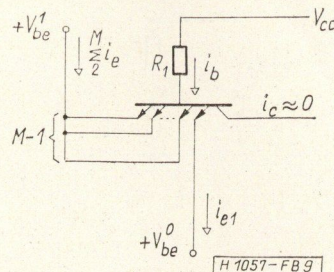
$$V_{c0} = A \cdot \ln \frac{\alpha_0 I_b + (1 - \alpha_0) I_c}{a_{22}(1 - \alpha_0 \alpha_{i0})}. \quad (7)$$



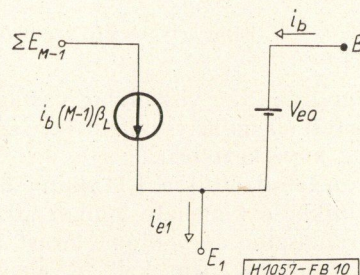
7. ábra. TTL kapu bemenő köre a bemenet logikai „1” állapotában



8. ábra. A többemitteres tranzisztor helyettesítő képe inverz aktív tartományban



9. ábra. TTL kapu bemenő köre a bemenet logikai „0” állapotában



10. ábra. A többemitteres tranzisztor helyettesítő képe telítési állapotban

Az áramkör kimenete akkor logikai „1” állapotú, ha legalább egy bemenetére logikai „0” feszültség-szintet adunk, vagy földre kötjük. Ekkor a bemenő kör kapcsolását a 9. ábra szemlélteti.

Ha a többemitteres tranzisztor legalább egy emitter-bázis átmenete nyitóirányú feszültséget kap, akkor a T_2 inverter tranzisztor lezár és a T_1 kollektor árama gyakorlatilag nulla. A többemitteres tranzisztor ekkor telítési állapotban működik. Ugyanakkor a logikai „0” és „1” szintre kötött emitterek és a bázis alkotta laterális n-p-n parazita tranzisztortorhatás is érvényesül. Ha feltételezzük, hogy a logikai „1” szintre kötött emitterek árama azonos, akkor a logikai „0” szinten levő emitter árama a következő:

$$i_{e1} = i_b + \sum_2^M i_e = i_b[1 + (M-1)\beta_L], \quad (8)$$

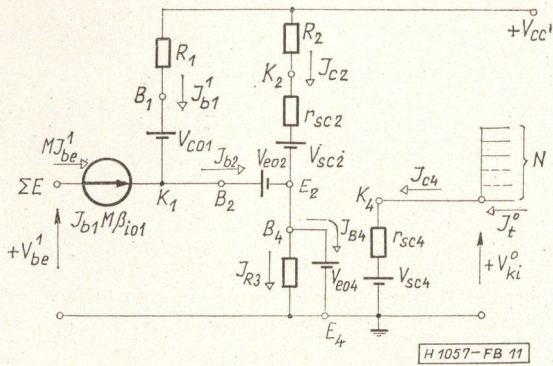
ahol β_L két emitter és a bázis alkotta laterális tranzisztor áramerősítési tényezője.

A többemitteres tranzisztor telítési állapotára a helyettesítő képet a (8) egyenlet alapján kapjuk, és az a 10. ábrán látható.

A fenti helyettesítő áramkörök és a nemlineáris modell segítségével meghatározott közelítő kifejezések alkalmasak a TTL kapuáramkör működésének és egyenáramú jellemzőinek analizésére, és megfelelő pontosságot biztosítanak a műszaki számítások elvégzéséhez.

A TTL áramkör kimeneti feszültségének és bemeneti áramának számítása a két nyugalmi állapotban

Számításainkban feltételezzük, hogy az általunk vizsgált TTL kapu, a meghajtó és terhelő fokozatok teljesen azonosak. Feltételezzük továbbá, hogy a hordozó hatását elhanyagolhatjuk, mivel a parazita p-n-p tranzisztor α_{s0} áramerősítési tényezője 10^{-3} –



11. ábra. TTL kapu helyettesítő áramköre

10^{-4} nagyságrendű [3] a viszonylag vastag kollektor és a kollektortest ellenállás csökkentésére szolgáló rejtett n^+ réteg következtében.

A 11. ábrán felrajzoltuk a TTL kapu helyettesítő áramkörét, mikor a kimenete logikai „0” állapotú. Ekkor T_3 tranzisztor és a dióda lezárt állapotban vannak, ezért azokat nem kell figyelembe venni.

A 11. ábra alapján a kimeneti feszültség logikai „0” állapotban a következő:

$$V_{ki}^0 = V_{sc4} - r_{sc4} \cdot I_{c4}, \quad (9)$$

ahol r_{sc4} a T_4 kimenő tranzisztor kollektortest ellenállása és

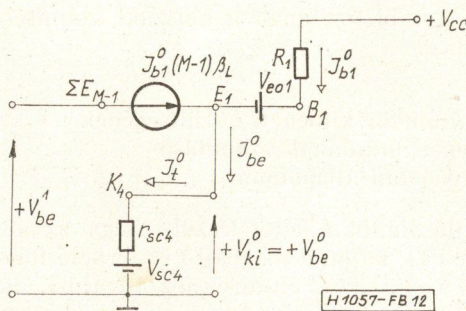
$$-I_{c4} = NI_t^0. \quad (10)$$

A (10) kifejezésben I_t^0 egyetlen terhelő fokozat árama és N a terhelő áramkörök száma. Jelöléseinkben a felső 0 és 1 indexek a logikai állapotra utalnak.

A terhelő áram meghatározásához vizsgáljuk meg a terhelő áramkör bemenő körének 12. ábrán látható helyettesítő képét mikor a bemenet logikai „0” állapotú. Ekkor a terhelő fokozat bemeneti áramára — ami egyúttal a vizsgált kapu terhelő árama is — a (8) egyenlet alapján a következő kifejezést írhatjuk fel:

$$\begin{aligned} I_{be}^0 &= I_t^0 = I_{b1}^0 [1 + (M-1)\beta_L] = \\ &= \frac{V_{cc} - V_{e01}^i - V_{ki}^0}{R_1} [1 + (M-1)\beta_L]. \end{aligned} \quad (11)$$

A felső i indexek az átmeneti feszültségek kezdő értékére utalnak. A feszültségeket az átmeneti áramok ismeretében iterációval határozzuk meg. Általában egy iterációs lépés már megfelelő pontosságot biztosít.



12. ábra. Terhelő áramkör bemenő körének helyettesítő képe

A (9)–(11) egyenletek összevonásával kapjuk:

$$I_{be}^0 = I_t^0 = \frac{V_{cc} - V_{e01}^i - V_{sc4}^i}{R_1 + r_{sc4} [1 + (M-1)\beta_L] N} [1 + (M-1)\beta_L], \quad (12)$$

ahol a tört I_{b1}^0 értéke, melyre később még szükségünk lesz:

$$I_{b1}^0 = \frac{V_{cc} - V_{e01}^i - V_{sc4}^i}{R_1 + r_{sc4} [1 + (M-1)\beta_L] N}. \quad (13)$$

A (9) és (12) egyenletek alapján a kimeneti feszültség:

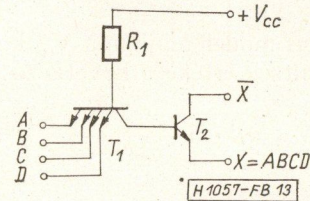
$$\begin{aligned} V_{ki}^0 &= V_{sc4} + \\ &+ r_{sc4} \frac{V_{cc} - V_{e01}^i - V_{sc4}^i}{R_1 + r_{sc4} [1 + (M-1)\beta_L] N} [1 + (M-1)\beta_L] N. \end{aligned} \quad (14)$$

A fenti egyenletekben meg kell határozni az átmeneti feszültségek pontos értékét. A bemenet logikai „0” állapotában a T_1 kollektor árama nulla és az (5) egyenlet alapján kapjuk:

$$V_{e01} = A \ln \frac{I_{b1}^0}{a_{111}(1 - \alpha_{01}\alpha_{i01})}. \quad (15)$$

A nemlineáris modell a_{ij} paramétereinek és az áramerősítési tényezők utolsó indexe az adott tranzisztorra vonatkozik. A T_4 kimenő tranzisztor telítési feszültségének a (4) egyenlet alapján történő meghatározásához a kollektoráramon kívül ismernünk kell még a bázisáram értékét is.

Mielőtt erre rátérnénk hadd említsük meg, hogy a TTL áramkörök VAGY művelet szerinti kiegészítésére expander (bővítő) áramköröket használnak. A 13. ábrán látható expander áramkört a T_2 inver-



13. ábra. Expander (bővítő) áramkör

ter tranzisztor kollektor és emitter kapcsaival párhuzamosan kötik. A TTL kapuáramkör T_4 tranzisztorának bázisvezérlését és ezáltal annak bázisáramát az expander áramkörök befolyásolják, így azokat figyelembe kell venni az áramkör analízisének. Az expander áramkörökkel kiegészített kapu által elvégezhető VAGY logikai műveletek számát m -mel jelöljük. ($m=1$ érték az egyedülálló kapuáramkörre vonatkozik.) Ekkor a T_4 kimenő tranzisztor bázisárama:

$$I_{b4} = mI_{b2} - I_{c2} - I_{R3}. \quad (16)$$

A (6) egyenlet alapján T_2 bázisárama:

$$I_{b2} = I_{c1} = I_{b1}^1 (1 + M\beta_{i01}), \quad (17)$$

ahol

$$I_{b1}^1 = \frac{V_{cc} - V_{e01}^i - V_{e02}^i - V_{e04}^i}{R_1}. \quad (18)$$

A T_2 inverter tranzisztor kollektorárama:

$$-I_{c2} = \frac{V_{cc} - V_{sc2}^i - V_{e04}^i}{R_2 + r_{sc2}}, \quad (19)$$

és az R_3 ellenálláson átfolyó áram:

$$I_{R3} = \frac{V_{e04}^i}{R_3}. \quad (20)$$

A (16)–(20) egyenletek felhasználásával kapjuk:

$$I_{b4} = \frac{V_{cc} - V_{c01}^i - V_{e02}^i - V_{e04}^i}{R_1} (1 + M\beta_{i01})m + \frac{V_{cc} - V_{sc2}^i - V_{e04}^i}{R_2 + r_{sc2}} - \frac{V_{e04}^i}{R_3}. \quad (21)$$

A fenti egyenletekben szereplő átmeneti feszültségek a következők:

$$V_{c01} = A \cdot \ln \frac{\alpha_{01} I_{b1}^1 + (1 - \alpha_{01}) I_{b2}}{a_{221} (1 - \alpha_{01} \alpha_{i01})}, \quad (22)$$

$$V_{e02} = A \cdot \ln \frac{I_{b2} - (1 - \alpha_{i02}) I_{c2}/m}{a_{112} (1 - \alpha_{02} \cdot \alpha_{i02})}, \quad (23)$$

$$V_{sc2} = A \cdot \ln \frac{a_{222} I_{b2} - (1 - \alpha_{i02}) I_{c2}/m}{a_{212} I_{b2} + I_{c2}/\beta_{02} \cdot m}, \quad (24)$$

$$V_{e04} = A \cdot \ln \frac{I_{b4} - (1 - \alpha_{i04}) I_{c4}}{a_{114} (1 - \alpha_{04} \alpha_{i04})}. \quad (25)$$

Ezeket az átmeneti feszültségeket iterációval határozzuk meg, felhasználva a kiinduló értékekkel számított áramokat. A fentiekben vázolt eljárás konvergencia, azonban a kellően gyors konvergenciához jó kezdőértéket kell választanunk. Az átmeneti feszültségek 0,7 V-os és a telítési feszültség 0,1 V-os induló értéke megfelelő. Ezen értékekkel meghatározzuk az áramokat, majd újabb átmeneti feszültségeket számolunk. Az iterációs eljárást addig folytatjuk, míg az utolsó két esetben számított feszültségek jó egyezést mutatnak. (Pl. az eltérés kisebb 1 mV-nál.)

A logikai „0” állapotához tartozó kimeneti feszültség (14) és bemeneti áram (12) számításához a T_4 tranzisztor telítési feszültsége a fentiek alapján a következő:

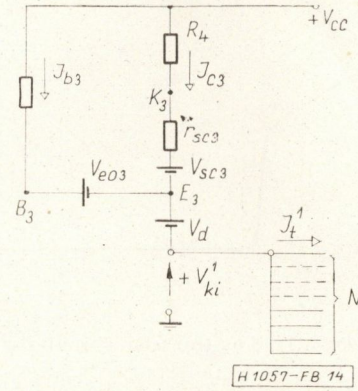
$$V_{sc4} = A \cdot \ln \frac{a_{224} I_{b4} - (1 - \alpha_{i04}) I_{c4}}{a_{214} I_{b4} + I_{c4}/\beta_{04}}. \quad (26)$$

Az áramkör bemenetének logikai „1” állapotában a bemeneti áramot — ami egyúttal a meghajtó fokozat terhelő árama is — a (6) és (18) egyenletek alapján határozhatjuk meg:

$$I_{be}^1 = I_t^1 = I_{b1}^1 \beta_{i01} = \frac{V_{cc} - V_{c01}^i - V_{e02}^i - V_{e04}^i}{R_1} \beta_{i01}. \quad (27)$$

Az átmeneti feszültségek pontos értékeit a kiinduló értékekkel számított áramok ismeretében a fentiekben vázolt iterációs eljárás segítségével kapjuk meg.

A logikai „1” állapotú kimeneti feszültség meghatározását az áramkör kimenő fokozatának 14. ábrán látható helyettesítő képe alapján végezzük el:



14. ábra. TTL kapu kimenő fokozatának helyettesítő képe

Kis terhelő áramoknál a kimeneti feszültségre felírhatjuk:

$$V_{ki}^1 = V_{cc} - V_{e03} - V_d - I_t^1 \cdot N \cdot R_2 (1 - \alpha_{03}), \quad (28)$$

ahol az átmeneti feszültségek a következők:

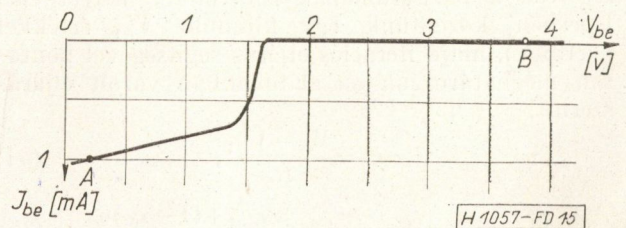
$$V_{e03} = A \cdot \ln \frac{I_t^1 \cdot N [1 - \alpha_{03} (1 - \alpha_{i03})]}{a_{113} (1 - \alpha_{03} \alpha_{i03}) (1 + \alpha_{i03})}, \quad (29)$$

$$V_d = A \cdot \ln \frac{I_t^1 \cdot N}{a_{11d}}. \quad (30)$$

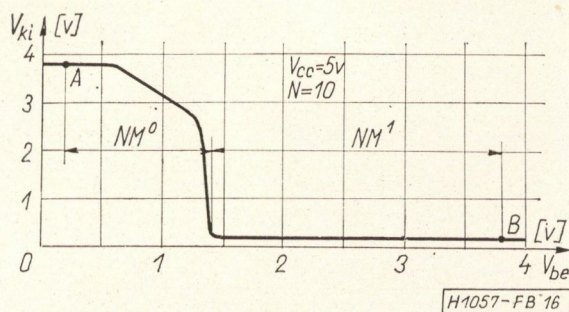
Ezzel meghatároztuk az áramkör egyenáramú munkapontjainak vagy más néven működési pontjainak feszültség- és áramértékeit.

Az áramkör bemeneti, transzfer és kimeneti karakterisztikája

Az áramkört jellemző karakterisztikák számítására két lehetőségünk van [5]. Mindkettőben figyelembe kell venni, hogy a bemeneti feszültség függvényében az aktív elemek más és más működési tartományba kerülnek. Az egyik esetben, a tranzisztorok működését minden tartományban helyesen leíró nemlineáris modell segítségével, egységes módon számíthatjuk a teljes karakterisztikát. Ez a módszer matematikailag igen bonyolult, nehezen kezelhető és tényleges számolásra csak számítógép segítségével használható. Másik lehetőségünk, hogy a teljes karakterisztikát részekre bontjuk, meghatározzuk az egyes tartományok határait, majd ezeken belül az aktív eszközök egyes állapotainak megfelelő közelítő modellek alapján számolunk. Ez utóbbi — általunk is követett — módszer a szakaszos lineáris analízis vagy másképpen a karakterisztikák töréspontos közelítése. Természe-



15. ábra. Tipikus bemeneti karakterisztika



16. ábra. Tipikus transzfer karakterisztika

tesen az utóbbi esetben is előnyös számítógép alkalmazása, ami a számítás gyorsaságát és az eredmények pontosságát biztosítja.

Az áramkör tipikus bemeneti és transzfer karakterisztikája a 15. és 16. ábrán látható. A karakterisztikákon A és B pontok az áramkör — korábban számított — egyenáramú munkapontjai.

A karakterisztikák töréspontos közelítésének meghatározó egyenleteit az 1. táblázatban tüntetjük fel. Ezekben a pontokban meg kell határoznunk az áramkör bemeneti áramát és feszültségét, valamint a kimeneti feszültséget.

1. táblázat

Töréspont	Áramkör állapotának változása	Meghatározó egyenlet
A	Az áramkör bemenete logikai „0”, míg kimenete „1” állapotú	
TP 1	A T_2 tranzisztor lezárásból aktív állapotba kerül	$-i_{c2} = 0,01 I_{c2 \max}$
TP 2	A T_2 tranzisztor aktív állapotban van	$-i_{c2} = 0,1 I_{c2 \max}$
TP 3	A T_4 tranzisztor lezárásból aktív állapotba kerül	$-i_{c4} = 0,01 I_{c4 \max}$
TP 4	A T_4 tranzisztor aktív állapotban van	$-i_{c4} = 0,1 I_{c4 \max}$
TP 5	A T_4 tranzisztor aktív állapotból telítésbe kerül	$-i_{c4} = \beta_{04} i_{b4} = I_{c4 \max}$
TP 6	A T_1 tranzisztor telítésből inverz aktív tartományba kerül	$i_{be} = 0$
TP 7	A T_1 tranzisztor inverz aktív tartományban van	$\Phi_{e1} = 0, i_{be} = i_{b1}^1 \beta_{i01}$
B	Az áramkör bemenete logikai „1”, míg kimenete „0” állapotú	

TP 1 és TP 2 számítása

Az első két töréspont meghatározó egyenletében szereplő $I_{c2 \max}$ értékét a (19) egyenlet adja. A kimeneti feszültség ekkor:

$$V_{ki} = V_{cc} - V_{e03} - V_d - I_1^1 N R_2 (1 - \alpha_{03}) + R_2 \cdot i_{c2} \quad (31)$$

Az átmeneti feszültségeket a (29) és (30) egyenletek eredményezik. A T_2 tranzisztor emitterének potenciálja:

$$V_{E2} = \frac{-i_{c2}}{\alpha_{02}} R_3, \quad (32)$$

míg emitter-bázis átmeneti feszültsége a következő:

$$V_{e02} = A \ln \frac{-i_{c2}/m}{\alpha_{02} a_{112}}. \quad (33)$$

A T_1 tranzisztor kollektor-bázis feszültségének, illetve bázispotenciáljának meghatározásához szükség van a bázisáramának ismeretére, melyet első lépésben közelítünk egy kiinduló V_{B1}^i értékkel ($\sim 1,5$ V), majd iterációs eljárás segítségével pontosan meghatározzuk az alábbiakban vázolt eljárás szerint.

$$i_{b1}^i = \frac{V_{cc} - V_{B1}^i}{R_1}, \quad (34)$$

$$V_{B1} = V_{E2} + V_{e02} + A \ln \frac{\alpha_{01} i_{b1}^i + (1 - \alpha_{01}) i_{b2}}{a_{221} (1 - \alpha_{01} \alpha_{i01})}, \quad (35)$$

ahol

$$i_{b2} = -i_{c2} / \beta_{02} \cdot m. \quad (36)$$

Ekkor

$$i_{b1} = \frac{V_{cc} - V_{B1}}{R_1}. \quad (37)$$

A bemeneti feszültség értékére felírhatjuk:

$$V_{be} = V_{E2} + V_{e02} - A \ln \frac{a_{221} \cdot \alpha_{01} i_{b1} + (1 - \alpha_{01}) i_{b2}}{a_{111} \cdot i_{b1} - (1 - \alpha_{i01}) i_{b2}}, \quad (38)$$

míg a bemeneti áram a következő:

$$i_{be} = i_{b1} [1 + (M - 1) \beta_L] - i_{b2}. \quad (39)$$

TP 3 és TP 4 számítása

Ezekben a töréspontokban a T_4 tranzisztor aktív állapotba kerül és a meghatározó egyenletekben szereplő $I_{c4 \max}$ értékét a (10) egyenlet adja. A T_2 tranzisztor emitterének potenciálja egyenlő a T_4 emitter-bázis átmeneti feszültségével.

$$V_{E2} = V_{e04} = A \ln \frac{-i_{c4}}{\alpha_{04} a_{114}}. \quad (40)$$

A T_2 tranzisztor emitter árama:

$$i_{c2} = i_{b4} + i_{R3} = \frac{-i_{c4}}{\beta_{04}} + \frac{V_{e04}}{R_3}, \quad (41)$$

A T_2 emitter-bázis átmeneti feszültsége ekkor:

$$V_{e02} = A \ln \frac{i_{e2}/m}{a_{112}}. \quad (42)$$

A 3. és 4. töréspontban a bemeneti áram és feszültség számítása a továbbiakban a (34)–(39) egyenletek szerint történik, azzal a különbséggel, hogy a T_2 tranzisztor bázisárama ebben az esetben a következő:

$$i_{b2} = i_{e2}(1 - \alpha_{02})/m. \quad (43)$$

A 3. töréspontban a T_4 bekapcsolásakor egy rövid idejű áramtranzienst kezdődik az áramkörben, mivel a T_3 és T_4 tranzisztorok ekkor egyidejűleg vezetnek. Az áramtranzienst a 4. töréspontban is még csak kezdeti stádiumban van. A T_4 tranzisztor kollektorárama — a meghatározó egyenlet ellenére — a T_3 tranzisztor felé folyik. Ez az áram csökkenti ugyan a kimeneti feszültséget, de még nem olyan mértékben, hogy a terhelő fokozat T_1 tranzisztorának emitter-bázis átmenete kinyisson. A kimeneti feszültséget ekkor a következő egyenlettel határozhatjuk meg:

$$V_{ki} = V_{cc} - V_{e03} - V_d - (I_t^1 N - i_{c4})(1 - \alpha_{03})R_2 + i_{c2}R_2. \quad (44)$$

Ahol az átmeneti feszültségek a következők:

$$V_{e03} = A \ln \frac{(I_t^1 N - i_{c4})[1 - \alpha_{03}(1 - \alpha_{i03})]}{a_{113}(1 - \alpha_{03}\alpha_{i03})(1 + \alpha_{03})}, \quad (45)$$

$$V_d = A \ln \frac{I_t^1 N - i_{c4}}{a_{11d}}, \quad (46)$$

A T_2 tranzisztor kollektorárama pedig:

$$-i_{c2} = i_{e2}\alpha_{02}. \quad (47)$$

A fentiekben említett áramtranzienst a T_3 tranzisztor lezárásáig tart. Feltételezzük, hogy a következő 5. töréspontig az áramtranzienst befejeződik.

TP 5 számítása

Az 5. töréspontban a kimeneti feszültséget a (9) és (26) egyenletek alapján számítjuk. A bemeneti áram és a feszültség számítása a (40)–(43), valamint a (34)–(39) egyenletek segítségével történik.

A tranzfer karakterisztika számítása, illetve meghatározása ezzel az öt törésponttal teljesnek mondható. A 6. és 7. töréspont a bemeneti karakterisztika további pontjainak meghatározására szolgál.

TP 6 számítása

A töréspontot meghatározó egyenlet szerint ekkor a bemeneten nem folyik áram. Az áramkör i_{b1}^1 áramát a (18) egyenlettel határozzuk meg, figyelembe véve, hogy i_{b2} kifejezését (17) módosítanunk kell, mivel a vizsgált bemeneten nem folyik áram. Ekkor a T_2 tranzisztor bázisárama:

$$i_{b2} = i_{b1}[1 + (M - 1)\beta_{i01}]. \quad (48)$$

Az áramokat és az átmeneti feszültségeket ebben a töréspontban a (19)–(25) egyenletek alapján számítjuk, és ennek alapján a bemeneti feszültség:

$$V_{be} = V_{e04} + V_{e02} + A \ln \frac{a_{111}}{a_{121}}, \quad (49)$$

és a bemeneti áram:

$$i_{be} = 0. \quad (50)$$

TP 7 számítása

A töréspont meghatározó egyenlete szerint ekkor a T_1 tranzisztor vizsgált bemenetének emitter-bázis potenciálja nulla. A bemeneti áram a következő:

$$i_{be} = i_{b1}^1 \beta_{i01}, \quad (51)$$

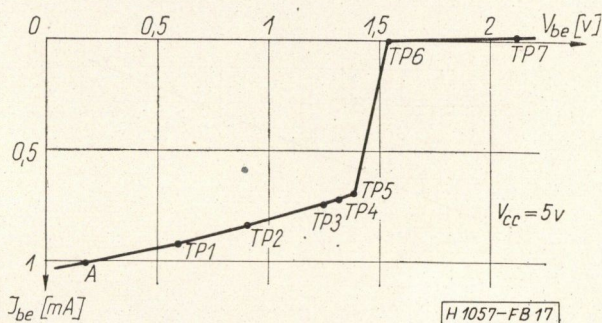
ahol az i_{b1}^1 áramot a (17)–(25) egyenletek felhasználásával számítjuk. A bemenő tranzisztor kollektor-bázis átmeneti potenciálja a következő:

$$\Phi_{c1} = A \ln \frac{i_{b1}^1}{a_{221}(1 - \alpha_{i01})}. \quad (52)$$

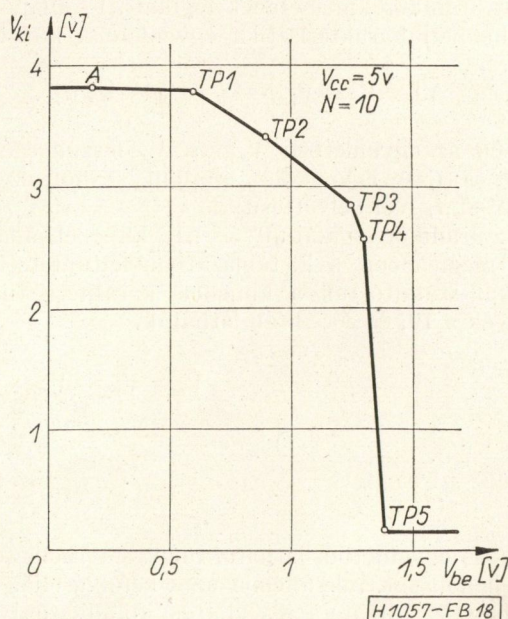
A 7. töréspontoz tartozó bemeneti feszültség:

$$V_{be} = V_{e04} + V_{e02} + \Phi_{c1}. \quad (53)$$

Az áramkör bemeneti és tranzfer karakterisztikáját a 2. táblázatban felsorolt adatokkal számítottuk. A karakterisztikák a 17. és 18. ábrákon láthatók. A karakterisztikákon feltüntettük a működési (A és B), valamint a töréspontok helyét.



17. ábra. Töréspontos közelítéssel számított bemeneti karakterisztika



18. ábra. Töréspontos közelítéssel számított tranzfer karakterisztika

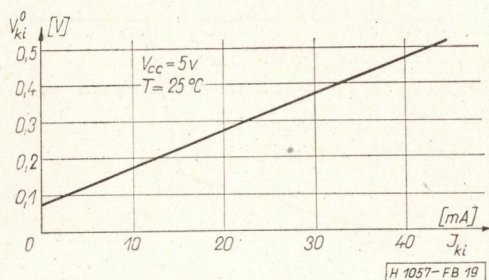
2. táblázat

$a_{111} = 1,6 \cdot 10^{-15}$ A	$\alpha_{01} = 0,97$	$R_1 = 4$ k Ω
$a_{112} = 1,6 \cdot 10^{-15}$ A	$\alpha_{02} = 0,96$	$R_2 = 1,6$ k Ω
$a_{113} = 6,4 \cdot 10^{-15}$ A	$\alpha_{03} = 0,97$	$R_3 = 1$ k Ω
$a_{114} = 6,4 \cdot 10^{-15}$ A	$\alpha_{04} = 0,97$	$r_{sc2} = 20$ Ω
$a_{11d} = 1,6 \cdot 10^{-15}$ A	$\alpha_{i01} = 0,01$	$r_{sc4} = 10$ Ω
$a_{221} = 6,4 \cdot 10^{-15}$ A	$\alpha_{i02} = 0,1$	$V_{cc} = 5$ V
$a_{222} = 8 \cdot 10^{-15}$ A	$\alpha_{i03} = 0,1$	$m = 1$
$a_{224} = 1,92 \cdot 10^{-14}$ A	$\alpha_{i04} = 0,1$	$M = 2$
	$\alpha_L = 0,001$	$N = 10$

A kimeneti karakterisztika a kimeneti áram függvényében a kimeneti feszültséget mutatja az áramkör logikai „0” és „1” állapotában. Az áramkör kimenetének logikai „0” állapotában a kimeneti karakterisztikát a következő egyenlet írja le:

$$V_{ki}^0 = V_{sc4} - r_{sc4} I_{ki}. \quad (54)$$

A fenti egyenletben V_{sc4} -et a (26) egyenlet alapján számítjuk. A T_4 kimenő tranzisztor bázisvezérlését ekkor állandónak tételezzük fel és a (21) egyenlet alapján határozzuk meg.



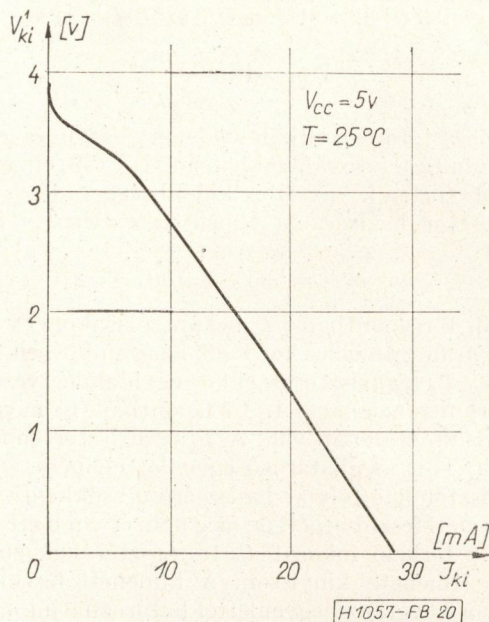
19. ábra. Logikai „0” állapotra számított kimeneti karakterisztika

Az áramkör kimenetének logikai „1” állapotában a kimeneti karakterisztika egyenlete a következő:

$$V_{ki}^1 = V_{cc} - V_{e03} - V_d - R_2(1 - \alpha_{03})I_{ki}. \quad (55)$$

Ebben az egyenletben V_{e03} és V_d feszültségeket a (29) és (30) egyenletek alapján számítjuk, ahol $I_t \cdot N$ -et I_{ki} -vel helyettesítjük.

Az áramkör logikai „0” és „1” kimeneti állapotának megfelelően a 2. táblázatban feltüntetett adatokkal számítottuk a kimeneti karakterisztikákat, melyek a 19. és 20. ábrán láthatók.



20. ábra. Logikai „1” állapotra számított kimeneti karakterisztika

Az áramkör terhelhetősége

Az áramkör terhelhetőségét (fan-out) a kimenet logikai „0” állapotában vizsgáljuk, mikor a T_4 tranzisztor telítésben van. Meghatározzuk az áramkör kimenetére csatlakoztató terhelő áramkörök maximális számát, mikor a T_4 tranzisztor még telítésben marad. Egy fokozat terhelőáramaként használhatjuk a logikai „0” bemeneti állapothoz tartozó tipikus bemenő áramot, vagy a legrosszabb esetben megfelelő maximális bemenő áramot.

A T_4 tranzisztor telítési feltétele a következő alakban írható fel:

$$I_{b4} > \frac{I_{c4}}{\beta_{04}} = \frac{N I_t^0}{\beta_{04}}. \quad (56)$$

Az áramkör T_4 tranzisztorának I_{b4} bázisáramát a (21) egyenlet alapján határozzuk meg iteráció segítségével, ahol felhasználjuk a (17)–(25) egyenleteket. A bázisáram kifejezéséből látható, hogy legrosszabb esetben az felel meg, mikor a kapuáramkört önmagában, expander nélkül használjuk, tehát m értéke egy. A terhelhetőség számítására a (12) egyenlettel meghatározott terhelő áramot használhatjuk, melyet szintén iteráció segítségével számolunk a (15) és (26) egyenletek felhasználásával.

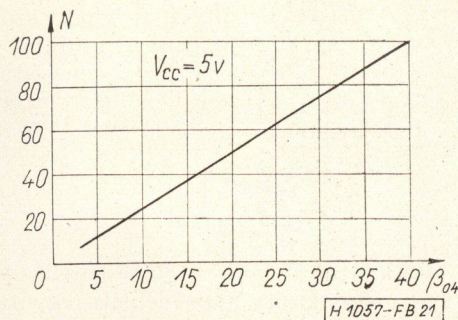
Ekkor a terhelhetőségre a fentiek alapján a következő kifejezést írhatjuk fel:

$$N < \beta_{04} \frac{\frac{V_{cc} - V_{c01} - V_{e02} - V_{e04}}{R_1} (1 + M\beta_{i01}) + \frac{V_{cc} - V_{sc2} - V_{e04}}{R_2 + r_{sc2}} - \frac{V_{e04}}{R_3}}{\frac{V_{cc} - V_{e01} - V_{sc4}}{R_1 + r_{sc4}} [1 + (M-1)\beta_L]} [1 + (M-1)\beta_L]. \quad (57)$$

Az (57) egyenletből látható, hogy a terhelhetőséget az ellenállások toleranciája nem befolyásolja. A korábban vázolt iterációs eljárás alkalmazásával az áramkör terhelhetőségét a β_{04} áramerősítési tényező függvényében számítottuk.

A 21. ábrán látható függvényt $V_{cc} = 5$ V tápfeszültség mellett számítottuk a korábbi kiinduló adatok felhasználásával.

Az áramkör terhelhetőségének meghatározásakor a T_4 tranzisztor telítésének feltétele mellett — hall-



21. ábra. Terhelhetőség az erősítés függvényében

gátolagosan — feltételeztük a T_2 tranzisztor telítését is. Ahhoz, hogy a T_2 tranzisztor telítésben legyen, megfelelő áramerősítési tényezőjének kell lennie, melyre felírhatjuk:

$$\beta_{02} > \frac{I_{c2}}{I_{b2}}. \quad (58)$$

A (17) és (19) egyenletek alapján:

$$\beta_{02} > \frac{(V_{cc} - V_{sc2} - V_{e04})R_1}{(V_{cc} - V_{c01} - V_{e02} - V_{e04})(R_2 + r_{sc2})(1 + M\beta_{01})}, \quad (59)$$

A korábban — iteráció segítségével — meghatározott átmeneti feszültségek értékével β_{02} minimális értéke 4.

Az áramkörre megadott maximális terhelhetőség (fan-out=10) és a T_2 , valamint T_4 tranzisztorok legalább kétszeres túlvezérlése esetén az áramerősítési tényezők minimális értéke $\beta_{02}=8$ és $\beta_{04}=10$ lehet.

A TTL kapu zajvédettsége

Mint ismeretes a zajhatárok (noise margin) alatt azt a maximális feszültséget értjük, amely az áramkör logikai „0” vagy „1” állapotának megfelelően az áramkör bemenetére juthat, de még nem változtatja meg annak állapotát és nem eredményezi a kapu hibás működését, ami rendszertechnikai problémához vezetne.

A leggyakoribb zajforrások a közös táp- és földvezetéken érkező, valamint az egymás mellett levő jelvonalak között kapacitív úton átkerült zavaró jelek. A táp- és földvezetéken érkező zajokat gyakran maga a TTL kapu — korábban említett — áramtranzienze okozza [9].

A földvezetéken levő zajok megjelennek a kapu kimenetén is logikai „0” állapotban. A logikai „1” állapotban a kimenet el van zárva ezen zajforrásoktól. A tápfeszültség vezetéken levő zajok a logikai „1” állapotú kapu kimenetére az R_2 ellenálláson és T_3 tranzisztoron jutnak el. Logikai „0” állapotban ez a zajforrás hatástalan.

A TTL kapu zajhatárait a 16. ábrán látható tranzfer karakterisztika alapján származtatjuk. A működési és töréspontok segítségével a zajhatárokat a következőképpen határozzuk meg:

$$NM^0 = V_{be TP5} - V_{ki}^0, \quad (60)$$

$$NM^1 = V_{ki}^1 - V_{be TP5}, \quad (61)$$

A zajhatárokat a (11)–(30), valamint (34)–(43) egyenletek felhasználásával számíthatjuk, a koráb-

ban vázolt iterációs eljárás segítségével. A zajhatárok — számítógép segítségével meghatározott — értékeit, később a hőmérséklet függvényében ábrázoljuk. (Lásd 25. ábra.)

Itt említjük meg, hogy a TTL áramkörök tipikus zajhatárai szobahőmérsékleten $NM^0=1,2$ V és $NM^1=1,9$ V. Az áramkörök legrosszabb esetre (legkedvezőtlenebb elem paraméter szórás és tápfeszültség), valamint a teljes alkalmazási hőmérséklet tartományra garantált zajhatára, az áramkör mindkét állapotára vonatkoztatva: 0,4 V. Ebből következik, hogy ha a korábban ismertetett analízis segítségével, az elemek szórása és a hőmérséklet figyelembevételével egy minimális és maximális transzfer karakterisztikát számítunk (lásd: 27. ábra), akkor a karakterisztikák megfelelő pontjainak a következő feltételeket kell kielégíteniük:

$$V_{be TP5} > \overline{V_{ki}^0} + 0,4 \text{ V}, \quad (62)$$

$$\overline{V_{ki}^1} > \overline{V_{be TP5}} + 0,4 \text{ V}. \quad (63)$$

A fenti egyenlőtlenségekben a felül- és alulvonás a feszültség minimális és maximális értékére utal.

Az áramkör teljesítményfelvétele

Az áramkör átlagos teljesítményfelvételét, a két logikai állapotban, a tápegységből felvett teljesítmények számtani közepeként határozzuk meg.

$$P = \frac{P^1 + P^0}{2}, \quad (64)$$

ahol P^0 — a kimenet logikai „0” állapotában felvett teljesítmény és P^1 — a kimenet logikai „1” állapotában felvett teljesítmény. Az átlagos teljesítményfelvétel fenti meghatározása 50%-os kitöltési tényező és az áramkör átkapcsolásakor fellépő tápáram-tranziens elhanyagolása mellett érvényes. A tápáram-tranziens következtében dinamikus üzemben a statikushoz képest növekszik az áramkör teljesítménydisszipációja a működési frekvencia növekedésével arányosan [9].

A P^1 teljesítményt az áramkör legalább egy bemenetének földre kapcsolása és terheletlen kimenet esetén határozzuk meg maximális tápfeszültség (5,25 V) mellett [1].

$$P^1 \approx I_{be}^0 V_{cc} = \frac{V_{cc} - V_{e01}}{R_1} V_{cc}. \quad (65)$$

A V_{e01} átmeneti feszültséget ebben az esetben a (11) és (51) egyenlet alapján iterációval határozzuk meg. A (11) egyenletben ekkor V_{ki}^0 -át elhagyjuk, mivel a bemenetet földre kötöttük.

A P^0 teljesítményt szintén terheletlen kimenet és maximális tápfeszültség mellett számítjuk, mikor a bemeneteket 5 V-ra kötjük [1].

$$\begin{aligned} P^0 &\approx (I_{b2} - I_{c2})V_{cc} = \\ &= \left[\frac{V_{cc} - V_{c01} - V_{e02} - V_{e04}}{R_1} (1 + M\beta_{i01}) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{V_{cc} - V_{sc2} - V_{e04}}{R_2 + r_{sc2}} \right] V_{cc}. \end{aligned} \quad (66)$$

Az előbbi képletben szereplő átmeneti feszültséget a (16)–(26) egyenletek segítségével iterációval számítjuk. A 2. táblázat adataival számított átlagos teljesítményfelvétel $P=12$ mW.

Az áramköri jellemzők hőmérsékletfüggése

Az áramköri jellemzők hőmérsékletfüggését az áramköri elemek paramétereinek hőfokfüggése okozza. A leglényegesebb hőmérsékletfüggő tényezők a tranzisztorok visszárama, emitter-bázis nyitófeszültsége és erősítési tényezője, valamint az ellenállások értéke. A fenti paraméterek közül a visszáram és az erősítési tényező hőmérsékletfüggésétől eltekintünk, mivel a szilícium eszközök záróárama kicsi, illetve az áramkör kis áramerősítési tényezőt igényel.

A szilícium tranzisztorok állandó emitter áramnál számítható emitter-bázis átmeneti feszültségváltozása -2 mV/C° [6] és ez az érték jól megfelel a mérési eredmények alapján meghatározott átlagnak.

A fenti érték használható a kollektor-bázis átmenetre is. A tranzisztorok átmeneti feszültségeinek a hőmérséklet hatására történő megváltozását a nemlineáris modell a_{ij} paraméterein keresztül vehetjük figyelembe a fenti analízisben. Mivel az a_{ij} paraméter és az emitter-bázis, valamint kollektor-bázis nyitófeszültség között exponenciális kapcsolat van, ezért az a_{ij} paraméter hőmérsékleti együtthatójával nem számolhatunk, hanem az adott tranzisztorok maximális emitter és kollektor áramához számítjuk az a_{ij} paraméterek értékét a hőmérsékletnek megfelelő emitter-bázis és kollektor-bázis nyitófeszültség-változások alapján az alábbi kifejezés segítségével

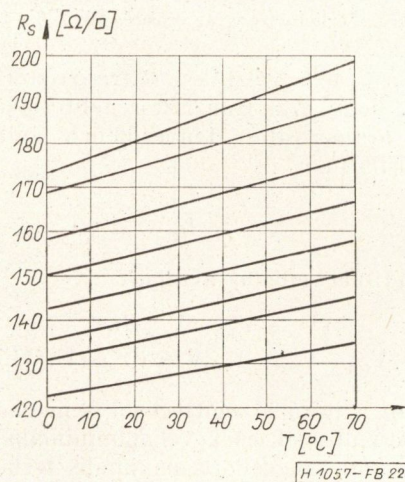
$$a_{ij} = \frac{I_i}{e^{\phi_i/A} - 1} \quad (67)$$

A félvezető ellenállások hőmérsékletfüggését a hőmérsékletváltozásra bekövetkező fajlagos vezetőképesség változás határozza meg. A félvezető ellenállás lineáris méreteinek megváltozása elhanyagolható, mivel a szilícium hőtágulási együtthatója kicsi. A félvezető anyag vezetőképessége az ionizált adalékkoncentráció és a mozgékonyág függvénye. Ha a diffúziós rétegben az adalékkoncentráció nem haladja meg az $5 \cdot 10^{17}$ cm⁻³ értéket, akkor az alkalmazott hőmérséklettartományban az összes adalék atom ionizált. A töltéshordozó mozgékonyága az ionizált adalék atomok és a rácsatomok által okozott szóródást befolyásolja. A rács hőrezgésein végbemenő szóródás csupán a hőmérséklet függvényeként vizsgálható, míg az ionizált adalékatomok szóródására a CONWELL WEISKOPF formula használatos [7], mely magában foglalja az ionizált adalékatomoktól és a hőmérséklettől való mozgékonyág-változást. Ha mindemellett figyelembe vesszük, hogy a diffúziós rétegben a felülettől való távolság függvényében az adalékkoncentráció változik, akkor láthatjuk, hogy a fajlagos vezetőképesség hőmérsékletfüggése csak igen bonyolult módon számítható. Gyakorlatilag sokkal hasznosabb a félvezető ellenállások hőfokfüggésének kimérése. Különböző rétegellenállások esetén a hőmérsékletfüggést a 22. ábra mutatja a bennünket érdeklő 120–180 Ω/□ rétegellenállású tartományban.

A TTL áramkörök ellenállását meghatározó bázis-diffúzió értéke 150 Ω/□ [8]. Mivel a diffundáltatott ellenállás értéke és rétegellenállása egyenes arányban áll egymással, ezért a rétegellenállás hőmérsékleti együtthatója egyenlő az ellenállásával. Tehát felírhatjuk:

$$\alpha_{Rs} = \alpha_R = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} \quad (68)$$

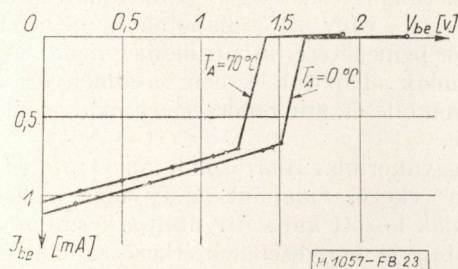
A 22. ábrán látható, hogy a rétegellenállás növekedésével az ellenállások hőmérsékleti együtthatója



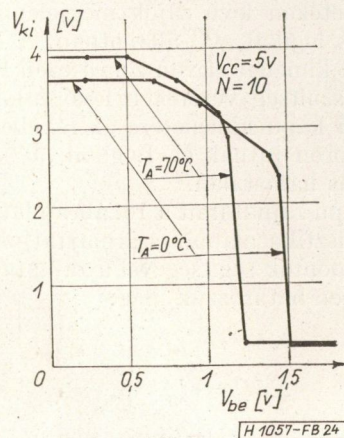
22. ábra. Rétegellenállás a hőmérséklet függvényében

növekszik, a görbék meredeksége nagyobb. A bennünket leginkább érdeklő 150 Ω/□ rétegellenállásnak megfelelő hőmérsékleti együttható értéke:

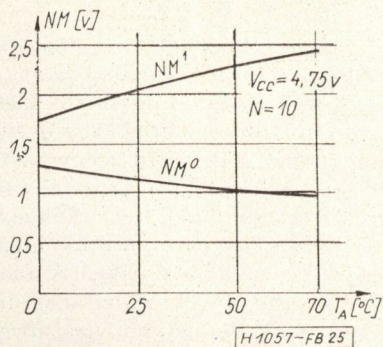
$$\alpha_R = 0,15\%/C^\circ.$$



23. ábra. A bemeneti karakterisztika hőmérsékletfüggése



24. ábra. A transzfer karakterisztika hőmérsékletfüggése



25. ábra. Zajhatárok a hőmérséklet függvényében

Az áramköri jellemzők hőmérsékletfüggését a Texas cég SN74N típusú áramköri sorozatára előírt alkalmazási hőmérséklettartományában fogjuk vizsgálni 0 °C és 70 °C között. A 2. táblázatban feltüntetett kiinduló adatok értékét 0 °C és 70 °C hőmérsékletnek megfelelően módosítottuk a nyitófeszültségek és ellenállások hőfoktényezőjének figyelembevételével. A 0 °C és 70 °C hőmérsékletre számított bemeneti és tranzszer karakterisztikákat a 23. és 24. ábrán mutatjuk be. A zajhatárok (60) és (61) egyenletekkel meghatározott értékeit is számítottuk a hőmérséklet függvényében. A zajhatárok számított értékei a 25. ábrán láthatók minimális tápfeszültség ($V_{cc}=4,75$ V) és maximálisan megengedett fan-out ($N=10$) esetén.

Az áramköri jellemzők tolerancia-érzékenysége

Az áramkör tolerancia-érzékenységét a legrosszabb esetnek megfelelően vizsgáljuk. Figyelembe vesszük az SN74N sorozatú áramkörökre előírt 0 °C–70 °C hőmérsékleti intervallumot, a tápfeszültség megengedett $\pm 5\%$ változását (4,75 V és 5,25 V) és a maximális fan-out-ot ($N=10$).

Az integrált áramköri elemek paramétereinek szórása több tényezéből származhat.

A gyártás folyamán eltérés lehet az emitter- és bázisdiffúzió behatolási mélységében, valamint rétegellenállásában. A fotolitográfiai eljárások során szórások keletkezhetnek még a geometriai méretekben is.

Ezek a tényezők összefüggésükben a tranzisztornál a bázisintegrál szórását eredményezik és ezen keresztül befolyásolják a tranzisztorok nyitófeszültségét és erősítési tényezőjét [10]. A tranzisztorparaméterek szórása közül csak a nyitófeszültség szórását vesszük figyelembe, mivel mint korábban láttuk a TTL áramkör viszonylag kis áramerősítési tényezőt igényel. A bázisdiffúzió rétegellenállásának szórása a geometriai szórással együtt az ellenállások szórását eredményezi. Az ellenállások — első közelítésben — megengedett szórását a korábban ismertetett analízis segítségével határozhatjuk meg. Az ellenállások értéke elsősorban a bemeneti áram szempontjából kritikus.

A bemeneti áram maximális értéke 1,6 mA lehet 0,4 V bemeneti feszültség esetén. Számításaink során feltételeztük, hogy az egy áramkörben szereplő ellenállások szórása azonos és, hogy a tápfeszültség maximális. Különböző ellenállástoleranciák esetén számított bemeneti karakterisztika a 26. ábrán látható. Figyelembe véve, hogy 0 °C hőmérsékleten az ellen-

állások értéke csökken és ezáltal a bemeneti áram még kismértékben növekszik (lásd 23. ábra), akkor számításaink alapján megállapítható, hogy a megengedett ellenállástolerancia $\pm 30\%$ lehet.

További számításaink során tételezzük fel, hogy a nyitófeszültség szórását eredményező bázisintegrál szórása egy nagyságrendnyi. Ilyen nagymértékű bázisintegrál szórás a gyártás folyamán csak a legkritikább esetben fordul elő. A bázisintegrál, az emitter-bázis nyitófeszültség és a kollektoráram közötti kapcsolatot a Moll- és Ross-egyenlet írja le [11]:

$$I_c = \frac{n_i^2 q D_n A_e}{\int_B P(x) dx} e^{V_{EB}/A}. \quad (69)$$

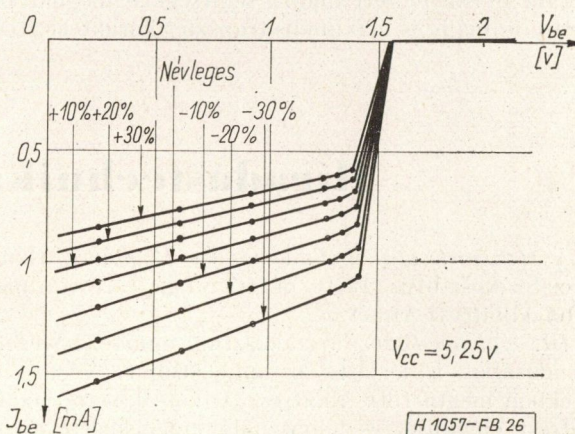
ahol n_i — az intrinsic elektronkoncentráció, D_n — az elektronok diffúziós állandója, q az elektrontöltés, A_e az emitter területe és $P(x)$ az akceptorkoncentráció eloszlása a bázisban. Ha kis áramoknál feltételezzük, hogy a kollektor- és emitteráram közel azonos, akkor a nemlineáris modell alapján felírhatjuk:

$$I_c \approx I_e = a_{11}(e^{V_{EB}/A} - 1) - a_{12}(e^{V_{CB}/A} - 1) \approx a_{11}e^{V_{EB}/A}. \quad (70)$$

A (69) és (70) egyenletek összevonásával kapjuk:

$$a_{11} \approx \frac{n_i^2 q D_n A_e}{\int_B P(x) dx}. \quad (71)$$

A (71) egyenlet közelítő jellege ellenére igen alkalmas a bázisintegrál szórásának figyelembevételére. A fenti közelítő kifejezés lehetővé teszi, hogy a bázisintegrál szórás hatását az a_{11} nemlineáris modell paraméteren keresztül vegyük figyelembe a számítás során. Hasonló módon az a_{22} nemlineáris modell paraméterre



26. ábra. Bemeneti karakterisztika különböző ellenállástoleranciák esetén

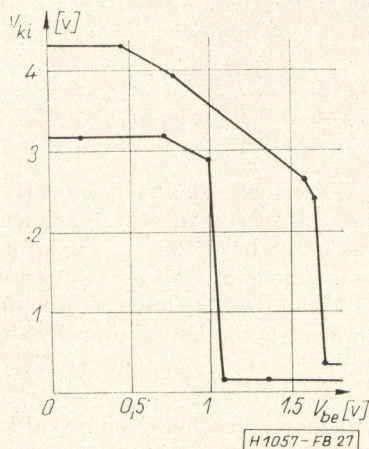
is felírhatunk egy közelítő kifejezést, amely a „kollektorintegrál” veszi figyelembe a töltéshordozók diffúziós útján belül.

A „kollektorintegrál” szórását az epitaxiális réteg vastagsága és adalékkoncentrációja, valamint a rejtett n^+ réteg koncentrációja határozhatja meg.

$$a_{22} \approx \frac{n_i^2 q D_p A_b}{\int_c N(x) dx}, \quad (72)$$

hol a már ismertetett jelöléseken kívül D_p a lyukaka diffúziós állandója, A_b a bázis területe és $N(x)$ az elektronkoncentráció eloszlása a kollektorban.

Az áramköri jellemzők szempontjából a legrosszabb esetet előidéző paraméter eltérések legkülönbözőbb variációjával egy minimális és maximális transzfer karakterisztika határozható meg. Ennél figyelembe vesszük az elemek szórását, úgymint a 30%-os ellen-



27. ábra. Legrosszabb esetre meghatározott minimális és maximális transzfer karakterisztika

állástoleranciát és a bázisintegrál, valamint a „kollektorintegrál” feltételezett egy nagyságrendnyi eltérését mind pozitív, mind negatív irányban. Továbbá figyelembe vesszük az áramkörökre előírt $0^\circ - 70^\circ$ hőmérsékleti intervallumot, a tápfeszültség megengedett $\pm 5\%$ -os változását és a maximális terhelést ($N=10$). A fenti paraméterek variációjával a korábban ismertetett analízis segítségével meghatározott minimális és maximális transzfer karakterisztika

a 27. ábrán látható. A karakterisztikák alapján megállapítható, hogy a kimeneti feszültségek mindkét logikai állapotban teljesítik az előírásokat (min $2,4$ V; max $0,4$ V). A minimális és maximális karakterisztikák kielégítik továbbá a kapu zajvédettsége során tárgyalt feltételeket (62) és (63) egyenletek, tehát az áramkör garantált $0,4$ V-os zajhatára teljesül.

Az elvégzett vizsgálataink kiterjedtek a TTL áramköri rendszer összes egyenáramú funkcionális jellemzőire. Ismertettük a szakaszos lineáris analízis módszerét, melynek segítségével meghatároztuk az áramkör karakterisztikáit. Részletesen vizsgáltuk az áramkör terhelhetőségét, zajérzékenységet és teljesítményfelvételét. Továbbiakban vizsgálat tárgyává tettük az áramköri jellemzők hőmérséklet-függését és az áramköri tolerancia-érzékenység kérdését.

A dolgozatban közölt eredményeket számítógépszerűsítésével határoztuk meg, amely a számítás gyorsaságát és pontosságát biztosította.

IRODALOM

- [1] TTL Integrated Circuits Catalog from Texas Instruments, August 1969.
- [2] TTL Integrated Circuits Catalog Supplement from Texas Instruments, April 1970.
- [3] Fejes L.—Beke I.—Koblinger L.: Híradástechnika XXI. évf. 6. p. 164. 1970.
- [4] Lynn, D. K.—Meyer, C. S.—Hamilton, D. J.: Analysis and Design of Integrated Circuits. Motorola Series in Solid State Electronics. Mc. Graw-Hill, N. Y.
- [5] Koblinger L.—Fejes L.—Beke I.: HIKI Közleményei X. évf. 2. p. 13. 1970.
- [6] Pritchard, R. L.: Electrical Characteristics of Transistors McGraw-Hill, N. Y.
- [7] Kolosov, A. A.: Poluprovodnyikovűje tvordűje szhemi Szovjetszkoje Radio, Moszkva, 1965.
- [8] Egri J.—Fejes L.: Automatizálás III. évf. 7. p. 13. 1970.
- [9] Beke I.—Koblinger L.—Fejes L.: HIKI Közleményei X. évf. 2. p. 25. 1970.
- [10] Pásztor Gy.: Híradástechnika XX. évf. 8. p. 231. 1969.
- [11] Moll, I. L.—Ross, I. M.: Proc. IRE. 44. p. 72. 1956.

Híradástechnikai Alkatrész Ankét

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Alkatrész Szakosztálya 1970. októberében tartotta meg a 10. Alkatrész Ankét-ot.

Dr. Katona János, a szakosztály elnöke, bevezető előadásában ismertette az ankét célját. Az utóbbi években megtartott Alkatrész Ankét-ok során az alkatrész előállítók és felhasználók megismerték egymás véleményét, a gyártott és fejlesztés alatt levő alkatrészek egyes tulajdonságairól. Az előállítók elmondták fejlesztési elképzeléseiket és ehhez a felhasználók ismertették véleményüket.

A kétnapos ankét első napjának programja a hagyományos alkatrészek területén folyó munka megvitatása volt, a második napon pedig a mikroelektronika egyes fejlesztési kérdéseivel foglalkoztak.

Pálffy Árpád (Remix) előadásának témája a precíziós ellenállások műszaki jellemzőinek, a konstrukciós kérdéseknek és az új fejlesztési elképzeléseknek ismertetése volt. Előadása során foglalkozott a rétegellenállások egyes fizikai és villamos paramétereivel

(hőtagulás-együttható, fajlagos-ellenállás, hőállóság). Megvizsgálta az ellenállás geometriai alakja és a disszipálható teljesítmény közötti összefüggést. Foglalkozott a külső behatásokkal (klimatikus, mechanikai igénybevétel) szembeni ellenállóképességgel. Ismertette a kontakt biztonság vizsgálatával kapcsolatos eredményeket.

Zombory Etelka (Kőpore) előadásában ismertette a félvezető ellenállások típusait és a félvezető ellenállások fejlesztési terveit. Részletesen ismertette a feszültség- és hőmérséklet-függő ellenállások fizikai és villamos paramétereit és e termékek stabilitására vonatkozó vizsgálati eredményeket. Foglalkozott a további fejlesztés terveivel, a típusválaszték bővítésével. Ezek közül kiemelte a Cermet típusú ellenállások illetve potenciométerek kidolgozásának tervét. Elmondta, hogy fejlesztés alatt áll egy kisterhelhető, miniatűr kivitelű, kerámia alapú ellenállás és potenciométer-sorozat.

Rippel Géza (Remix) a korszerű műanyagfóliás

kondenzátorok típusait ismertette, figyelembe véve a nemzetközi szabványok előírásait és a felmerült igényeket. Foglalkozott a polisztirol dielektrikumú kondenzátorok fizikai és villamos tulajdonságaival. Majd ezután a polieszter kondenzátorok jellemzőit ismertette az IEC 275, illetőleg az IEC 202 publikáció előírásait figyelembe véve. Foglalkozott a kondenzátorok klímaállósági tulajdonságaival is, az IEC 68-2 klímaállósági és mechanikai szilárdsági vizsgálatainak alapján. Foglalkozott ezenkívül a DIN és a VDE előírásaival. Elmondta, hogy a Remix forgalomban levő kondenzátorai eleget tesznek az IEC publikációknak és a vele összhangban levő hazai KGSZ szabványoknak is.

Ismertette a kondenzátorok váltakozó feszültségű és impulzusterhelhetőségi igényekkel kapcsolatos irodalmi felmérést, majd közölte, hogy ennek eredményeképpen egy könnyen kezelhető összefüggés-sorozat kialakítása vált lehetővé, amely nomogramok vagy táblázatok formájában támpontot nyújt széles frekvenciatartományban mind szinuszos, mind többféle impulzusjel alakhoz tartozó terhelések méretezésére. Közölte, hogy a szükséges kísérleti vizsgálatok a HIKI vizsgálgó laboratóriumában megkezdődtek. Közölte azt is, hogy új igényként jelentkezik egyes felhasználóknál a rezgő körökben alkalmazott olcsó műanyag-fóliás kondenzátoroknál a pontosan meghatározott kapacitás-hőmérséklet összefüggés (TK). Ezt az együtthatót a dielektrikum permittivitásának hőmérséklet függése és a kondenzátor szerkezeti anyagainak hőtágulási körülményei együttesen határozzák meg. E téren a Remix kísérleti munkát végzett és ennek eredményei az új polistírol kondenzátor típusoknál hasznosíthatóak lesznek.

Krenn Lászlóné, Kovács Lajos, Kaposi Pál és Hászmán Károly (TKI). Előadásuk témája a tantál kondenzátorok fejlesztése volt. Ismertették a zsugorított tantál anóddal készült folyadékos (nedves) és szilárd elektrolites (félvezető katódos) kivitelű kondenzátorok konstrukcióját. A vizsgálati eredmények alapján összehasonlítást végeztek az elektromos tulajdonságokban és a fizikai jellemzőkben. Ismertették az Intézet által kifejlesztett és a szovjet típusoknak is megfelelő hazai fejlesztésű kondenzátorok tulajdonságait. Közölték, hogy a szilárd elektrolitú tantál kondenzátorokból újabb típusokat dolgoznak ki (műanyagházas, cseppkivitelű és morzsa kivitelű). Foglalkoznak ezenkívül egyéb ventil fémek alkalmazásával is.

Krajcz Rezső (VIDEOTON, Ajka), előadásában a szénréteg potenciométerek stabilitásának növelésével foglalkozott, figyelembe véve különböző klímaigénybevételeket is. Ismertette a jelenlegi gyártással biztosítható paramétereket, foglalkozott a gyártás szórásával és okaival, majd ismertette azokat a technológiai intézkedéseket, amelyek a potenciométerek stabilitásának növelését biztosítják. Foglalkozott a potenciométereknél kidolgozott új technológiával. Végül ismertette az új technológia alapján végrehajtott kísérleti gyártás eredményeit.

Wegner Zoltán (Remix) a professzionális alkalmazású potenciométerek egyes villamos és fizikai tulajdonságait tárgyalta. Különböző mérési módszerek szerint végzett mozgó-zaj mérések eredményeit mu-

tatta be. Foglalkozott az ellenállás-pálya felületi tulajdonságai, a leszedő rendszer és a mozgó-zaj közötti összefüggéssel. Kitért a leszedő rendszer és a pálya közötti átmeneti ellenállás értékét befolyásoló tényezőkre is. Végül néhány újabb típusú réteg-potenciométer konstrukcióját ismertette.

Az ankét második napján mikroelektronikai tárgykörű előadások hangzottak el.

Papp Károly (Remix) a szigetelő alapú integrált áramkörök területén folyó fejlesztési munkákat ismertette. Foglalkozott az áramkör topológiai tervezésének általános szempontjaival. Ismertette a vékonyréteg technikával készült integrált áramkörök egyes típusait (csillapító tagok, elosztott paraméterű hálózatok). Foglalkozott a vastagréteg technikával készült integrált áramkörökkel. Bemutatta a jelenleg fejlesztés alatt álló egyes típusokat. Előadásában foglalkozott még az alkalmazási területekkel.

Dálnoki Gábor (HIKI) az intézetben folyó vékonyréteg hibrid analóg áramkörök fejlesztési eredményeit mutatta be. Ismertette az általános felhasználhatóságú és a speciális megrendelésekre készülő áramkörök egyes típusait és paramétereit. Bemutatta a kétféle tokozást. A „flat-pack” és a „dual in line” kivitel. Részletesen foglalkozott az AH-1 típusú áramkör alkalmazási lehetőségeivel. Ezen áramkör alkalmazására vonatkozóan több, mint 10 példát mutatott be. Ismertette a HF-14 és HF-15 típusú nagyfrekvenciás áramköröket, majd az igen nagy választékú hangfrekvenciás erősítő típusokat. Bemutatta a MOM Szemüvegkeretgyár számára készült nagyot halló erősítőt, amely 1,4 V tápfeszültséggel működik. Foglalkozott végül gazdasági kérdésekkel is és közölte, hogy ezen áramkörök gyártása már 1000 darabos sorozat esetén is kifizetődő. Végül a további fejlesztési program keretében megemlítette a csoportosan integrált áramkörök kutatási feladatait.

Kápolnai György (HIKI) a HIKI-ben előállított szigetelő alapú integrált vékonyréteg áramkörökből álló 100 kHz-es ipari logikai rendszer ismertetésével foglalkozott. Kiemelte a rendszer említésre méltó tulajdonságai körül a terhelhetőséget, a zajvédeltséget, az alkalmazható széles hőmérséklet-határokat. Egyes áramkör-típusokat részletesen, a többi áramkört csak vázlatosan ismertette, kiemelve a leglényegesebb sajátosságokat. Ezután foglalkozott az áramkörökkel végzett mérések eredményeivel, végül a fejlesztés programjával.

Kauker János (HIKI) a HIKI-ben kidolgozott szigetelő alapú vastagréteg áramkörökről tartott előadást. Ismertette a felhasználási területeket. A kidolgozott áramkörök közül pedig bemutatott egy két-fokozatú erősítőt, egy közvetlen-csatolt háromfokozatú előerősítőt, egy nagystabilitású RC oszcillátort és egy fázistoló áramkört.

Vauver László és Martinovich Tamás (EIVRT) a „Tungstam integrált áramkörök és azok alkalmazása” című előadásukban ismertették a planárepitaksziális típusokat jellemző elektromos és fizikai paramétereket, valamint néhány felhasználási lehetőséget. Az alap-áramkörök ismertetése után rátértek az ezekből felépíthető kisebb logikai egységekre, majd ezután bonyolultabb áramkörök ismertetésére

(dekádszámláló áramkör, léptető regiszter, gyűrűs számláló) került sor.

Kászonyi László (EIVRT) a „Tungsram félvezetők fejlesztési iránya” címmel tartott előadást. Ismertette az Egyesült Izzó által kidolgozott félvezető típusválasztékot. Foglalkozott mind a germánium-, mind a szilíciumalapú félvezetők felhasználásával. Részletesen ismertette a közeljövőben tömeggyártásra ke-

rülő típusokat. Foglalkozott az integrált áramkörökben alkalmazható morzsatranzisztorok kidolgozásával. Ismertette a MOS félvezetők fejlesztési terveit.

Az előadásokat élénk vita követte. Az ankét résztvevői Erdős Sándor, a Remix igazgatójának javaslatára elhatározták, hogy az 1971. évi Alkatrész Ankétot Szombathelyen fogják megtartani.

Dr. Katona János

SZEMLE

(Folytatás a 48. oldalról)

A hagyományos orvosi műszereken és berendezéseken túlmenően a legtöbb amerikai cég fokozatosan rááll a beteg-felügyelő és ellenőrző komplett műszerezettség kialakítására és gyártására. Ami azt jelenti, hogy a kórtermekben az egyes betegek ágyánál olyan ellenőrző műszereket plusz tv-kamerákat helyeznek el, amelyek jelzései egy központi terembe (orvosi ügyelet szoba vagy nőverszoba) futnak be. Itt az egészségügyi személyzet bármely pillanatban ellenőrizheti az egyes betegek állapotát, és szükség szerint intézkedhet. (Marktinformatiönen, 1970. febr.)

*

A számítógépek negyedik, LSI- és MSI-áramkörökkel épített generációjában egyetlen 38 mm átmérőjű szilíciumlapkán 1500 négybemenetű NAND-kapunak megfelelő univerzális áramkört, ún. „unicell”-t alakítanak ki. A lapka egyedi fémmezésével különböző komplex kapcsolások valósíthatók meg. Ezzel a módszerrel a 4-bites regiszter, ami 80 kapuáramkörnek felel meg, 20 unicellből építhető fel. Egyetlen szilíciumlapkán 65 db 4-bites regiszter valósítható meg. Ez a technológia egyetlen LSI-vel oldja meg azt, amihez a harmadik generációban 28 integrált áramkör kellett és az eddigi 292 külső csatlakozás helyett csak 28-at igényel. A belső átkötések száma is 586-ról 56-ra csökkent, ami rendkívüli mértékben fokozza az eszköz megbízhatóságát. A csoportos integrációjú felépítés a művelési időt 125 ns-ről 60 ns-ra, a teljesítményfelvételt 1,4 W-ról 0,75 W-ra csökkentette.

Az LSI felhasználásával a Raytheon nagy sebességű 16-bites számítógépet fejlesztett ki 32 szavas memóriával, ami 25 konvencionális műveletre programozható. A számítógép súlya mindössze 4,5 kp, térfogata kb. 0,027 m³, fogyasztása 35 W, így a gép telepről is üzemeltethető. E számítógépet 5 hónap alatt tervezték meg, szerelték össze és vizsgálták le. (Electrical Design News, 1969. 14. k. 21. sz.)

*

A hálótervezés előnyei:

1. A hálóterv elkészítése az egész munkafolyamat szabatos előzetes átgondolására kényszerít.
2. A hálótervezéssel többnyire tényleges idő- és költségmegtakarítás érhető el.
3. A tervező és a kivitelező szervek közötti egyetértést előmozdítja a hálóterv közös kidolgozása és az összhang jobb biztosítása valamennyi érdekelt között. Ez a termelékeny együttműködés alapja.
4. A munka összesített lefolyásának tanulmányozása során tudatosan felismerik a részletmunkákat, áttekinthető grafikus alakban ábrázolják a kapcsolatokat és függőségeket.
5. Az előrehaladás biztosított ellenőrzésével és a munkálatok kivitelezése folyamán az állandó kiértékelés révén a hálótervezési technika kiváló veze-

tési eszköz a létesítmény ésszerű és gazdaságos megvalósítására.

6. A kiszámított kritikus út megadja a lehetőséget a folyamatok és események felülvizsgálata során ezek fontosságának rangsorolására.
7. Időtartalékok kiszámíthatók és felhasználhatók kapacitások tartalékolására.
8. A munkálatok megvalósítása során kialakuló szűk keresztmetszetek egyértelműen és idejében felismerhetők és így kiküszöbölhetők.
9. Fellépett zavarok esetén az adatok újbóli átdolgozása rávilágít arra, mi a zavarok kihatása a terv, a létesítmény más részeire.
10. Minthogy a munkafolyamatokat szétbontják elemekre, a megvitatás adatok és tények, nem pedig óhajok, remények, várható események alapján történik.
11. A munka megkezdése előtt megelőzhetők a rendszertelenségek.
12. Idejében biztosítható a szükséges munkaerők és munkaeszközök minősége és mennyisége.
13. A hálótervezési technikával különböző megmunkálási, előkészítési változatok értékelhetők ki és hasonlíthatók össze.
14. A hálóterves ábrázolással eltérő, ellentétes feladatok és hatáskörök világosan elhatárolhatók és rögzíthetők.
15. A hálótervezés technika jó alap kiterjedt tervezési és ellenőrzési segédletek készítésére (szerkezet, idő, költségek, munkaeszközök és kapacitások, lehetőségek). (Burghagens Zeitschrift für Bürotechnik)

*

A Monsanto MCT-1 típusú optoelektronikai csatoló-eleme diffundált lumineszcens GaAs-diódából és npn-szilícium-planárranzisztorból áll. Feszültségszigetelése 2500 V, szigetelési ellenállása 10¹¹ ohm, áramcsatlóási tényezője 0,35, megszólalási és lecsengési ideje 2 μs. A rendkívül rövid megszólalási és lecsengési idő a csatolóelemet impulzus-csatolásokra is alkalmassá teszi. (Internationale Elektronische Rundschau, 1969. 23. k. 10. sz.)

*

A magnisztor vagy magnetotranzisztor kétkollektorú szimmetrikus felépítésű szilícium-planár-félvezető eszköz, melyben a töltéshordozókat a katódsugárcsővek elektronsugarához hasonlóan az egyik vagy a másik kollektorra térítik el. Az eszköz $U = U(H)$ -karakterisztikája kb. 1000 Oe-ig gyakorlatilag lineáris.

A magnisztor erősen zajos, ezért kis térerő esetén nem alkalmazható. Noha határfrekvenciája 8 MHz, gyakorlatilag csak 10 kHz-ig használható. Egyelőre csak a mágneses tér indukálására és irányának meghatározására alkalmazzák. A magnisztor egyenáramú erősítése csupán 0,8; veszteségi teljesítménye 25 °C-on 140 mW. Ára 7,95...0,25 \$. (Rádiomentor, 1969. 35. k. 12. sz.)

(Folytatás a 64. oldalon)

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.375.7:621.382.2.011.4

Dr. Jachimovits L.:

Parametrikus erősítők jelfrekvenciás körének hangolása

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 2. sz.

A cikkben a változó kapacitású diódával működő parametrikus erősítők jelfrekvenciás körének hangolását írjuk le. A hangolt impedanciára adott előírások három láncbakapcsolt négyfókus alkalmazásával elégíthetők ki. Egy adott előírásnak elvileg két lehetséges megoldása van. Ismertetjük a lehetséges elvi megoldásokat először előírt U_0 munkaponti dióda előfeszültség mellett, majd a szimmetrikusan hangolt impedancia előállításának feltételére adunk választ.

ETO 621.372.542.2.001.2

Tarlacz L.:

Kötetlen hullámparaméteres aluláteresztő szűrők realizálása

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 2. sz.

A szerző cikkében a kötetlen hullámparaméteres aluláteresztő szűrők realizálásával foglalkozik. Az ún. kötetlen vagy általános hullámszűrő fogalmát és approximációját egy előző cikkében tárgyalta (Híradástechnika, 1970, 11. szám). E cikk explicit képleteket tartalmaz. Ezek a képletek első-, második-, vagy harmadfokú hullámimpedanciájú és tetszőleges fokszámú aluláteresztők elemértékeit adják meg. A kötetlen hullámszűrő tervezését egy számpélda illusztrálja. A képletek levezetését a szerző egy későbbi cikkében adja majd meg.

ETO 621.372.2.001:681.325.65

Fejes L.—Beke I.:

Az integrált TTL áramköri rendszer funkcionális jellemzői

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 2. sz.

A dolgozatban az integrált TTL áramköri rendszer egyenáramú funkcionális jellemzőit vizsgálják. Ismertetik a szakaszos lineáris analízis módszerét, melynek segítségével meghatározták az áramkör terhelhetőségét, zajérzékenységet és teljesítményfelvételét. A továbbiakban vizsgálat tárgyává teszik az áramköri jellemzők hőmérsékletfüggését és az áramköri toleranciaérzékenység kérdését. A dolgozatban közölt eredményeket számítógép segítségével határozták meg.

Summaries

UDC 621.375.7:621.382.2.011.4

Dr. L. Jachimovits:

Tuning of the Signal Frequency Circuit of Parametric Amplifiers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 2.

The tuning of the signal frequency circuit of parametric amplifiers operating with variable capacitance is described in the paper. The specification given for the tuned impedance can be satisfied by the application of three four-poles connected in cascade. A given specification has two possible solutions in principle. These possible solutions are presented firstly at the working point bias of the diode U_0 and further the conditions of setting of symmetrical tuned impedance is described.

UDC 621.372.542.2.001.2

L. Tarlacz:

Realisation of Low-Pass Filters with Unrelated Parameters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 2.

The realisation of low-pass filters with unrelated wave parameters is dealt with. The concept and approximation of the so-called unrelated or general wave filter was discussed in a preceding paper, written by the same author (1970, № 11.). Explicit formulae are described in this paper. These give values of the element of low-pass filters of first-, second and third degree wave impedance and an arbitrary number of sections. The design of the unrelated wave filter is illustrated by a numerical example. The derivation of the formulae will be given in a later paper to be written by the author.

Обобщения

ДК 621.375.7:621.382.2.011.4

Д-р Яхимович Л.:

Настройка контура сигнальной частоты параметрических усилителей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 2.

Описывается настройка контура сигнальной частоты параметрических усилителей работающих с диодом переменной ёмкости. Спецификация по настроенному импедансу может быть удовлетворена применением трёх четырёхполюсников соединённых последовательно. Данная спецификация имеет принципиально два возможных решения. Изложены возможные принципиальные решения при предписанном смещении диода в рабочей точке, а потом дана информация по условию осуществления симметрично настроенного импеданса.

ДК 621.372.542.2.001.2

Тарлац Л.:

Осуществление фильтров нижних частот с общими волновыми параметрами

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 2.

Излагается осуществление фильтров нижних частот с общими волновыми параметрами. Понятие и приближение и приближение таких фильтров рассматривались в предыдущей статье автора (Хирадаштехника, 1970 г. № 11.). Эта статья содержит явные формулы. Эти формулы дают величины элементов фильтров нижних частот с волновыми импедансами первого, второго и третьего порядка и любым числом порядка. Проектирование общего волнового фильтра показывается числовым примером. Выводы формул будут даны в следующей статье.

ДК 621.372.2.001.2:681.325.65

Фейеш, Л.—Беке, И.:

Функциональные параметры интегральных схем TTL

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 2.

Рассматриваются функциональные параметры постоянного тока интегральных схем TTL. Описывается метод кусочно-линейного анализа, с помощью которого была определена нагрузочная способность схемы, её помехоустойчивость и потребление мощности. В дальнейшем рассматриваются зависимость от температуры параметров схемы и чувствительность по допускам. Результаты в статье были определены с помощью ЦВМ.

Zusammenfassungen

DK 621.375.7:621.382.2.011.4

Dr. L. Jachimovits:

Abstimmung der Signalfrequenzstromkreise parametrischer Verstärker

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr 2.

In dem Artikel wird die Abstimmung der Signalfrequenzstromkreise parametrischer Verstärker die mit einer Diode veränderlicher Kapazität funktioniert, beschrieben. Die auf die abgestimmte Impedanz angegebenen Vorschriften können mit der Anwendung drei in Kaskad geschalteten Vierpolen erfüllt werden. Eine gegebene Vorschrift hat grundsätzlich zwei mögliche Lösungen. En werden die möglichen grundsätzlichen Lösungen zuerst bei der vorgeschriebenen Arbeitspunkt-Vorspannung U_0 beschrieben, ferner werden die Bedingungen der Erzeugung der symmetrisch abgestimmten Impedanz, erörtert.

DK 621.372.542.2.001.2

L. Tarlacz:

Realisierung der ungebundenen Wellenparameter Tiefpassfilter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 2.

In dem Artikel wird es mit der Verwirklichung der ungebundenen Wellenparameter-Tiefpassfilter beschäftigt. Der Begriff und Approximation der sogenannten ungebundenen oder allgemeinen Wellenfilter wurden in einem vorhergehendem Artikel diskutiert. Híradástechnika № 11. 1970.). Dieser Artikel enthält explizite Formeln. Diese Formeln geben die Elementwerte der Tiefpassfilter mit Wellenimpedanz ersten-, zweiten oder dritten Grades und beliebiger Stufenzahl. Der Entwurf des ungebundenen Wellenfilters wird mit einem numerischen Beispiel illustriert. Die Ableitung der Formeln wird in einem späteren Artikel des Verfassers gegeben.

UDC 621.372.2.001.2:681.325.65

Fejes, L.—Beke, I.:

Functional Characteristics of the Integrated TTL Circuit Systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) No. 2.

The d.c. functional characteristics of the integrated TTL circuit systems are examined. The method of the piecewise linear analysis is presented, by which the fan-out capability, the noise sensitivity and the power consumption of the circuit is determined. Further the temperature dependence of the circuit characteristics and the problem of the sensitivity of circuit tolerances is considered. The results presented in the paper were obtained by electronic computers.

DK 621.372.2.001.2:681.325.65

Fejes, L.—Beke, I.:

Funktionskennwerte der integrierten TTL Stromkreissysteme

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr. 2.

In dem Artikel werden die Gleichstromfunktionskennwerte der integrierten TTL Stromkreissysteme untersucht. Es werden die Methoden der periodischen linearen Analyse, durch welche die Belastbarkeit, die Geräuschemfindlichkeit und die Leistungsaufnahme des Stromkreises bestimmt wurden, erörtert. Ferner wird die Temperaturabhängigkeit der Stromkreiskennwerte und die Toleranzempfindlichkeit der Stromkreise geprüft. Die Ergebnisse des Artikels wurden mit Rechenmaschinen bestimmt.

Résumés

CDU 621.375.7:621.382.2.011.4

Dr. Jachimovits, L.:

Accord du circuit de fréquence du signal des amplificateurs paramétriques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 2.

L'accord des circuits de fréquence du signal des amplificateurs paramétriques fonctionnant avec une diode à capacité variable est décrit. La spécification pour l'impédance accordée peut être satisfaite par l'application des trois quadripôles connectés en cascade. Une spécification peut avoir deux solutions possibles. Les solutions de principe possibles sont exposées premièrement à une tension de polarisation prescrite de point de fonctionnement U_0 de diode, après conditions pour assurer l'impédance accordée sont données.

CDU 621.372.542.2.001.2

Tarlacz, L.:

Réalisation des filtres passe-bas à paramètres d'ondes sans liaison ou généraux

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 2.

La réalisation des filtres passe-bas à paramètres d'ondes sans liaison

est exposée. Le concept et l'approximation du filtre d'ondes nommé „sans liaison” ou „général” ont été traités dans un article précédent (Híradástechnika, 1970. № 11.) Cet article comprend des formules explicites. Ces formules donnent les valeurs des éléments des filtres passe-bas de premier, second et troisième degré d'impédance d'ondes et d'un nombre de degré optionnel. Le projet du filtre sans liaison est illustré par un exemple numérique. La dérivation des formules sera donnée dans un article suivant.

CDU 621.372.2.001.2:681.325.65

Fejes, L.—Beke, I.:

Caractéristiques fonctionnelles du système de circuit intégré TTL

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) No. 2.

Les caractéristiques fonctionnelles pour courant continu du système de circuit intégré TTL sont examinées. La méthode de l'analyse linéaire par section est décrite, à l'aide de laquelle la charge, sensibilité de bruit et la consommation de puissance ont été déterminées. Par la suite la dépendance de température des caractéristiques de circuit et la sensibilité pour tolérances de circuit sont analysées. Les résultats dans l'article ont été déterminés par un ordinateur.

S Z E M L E

(Folytatás a 62. oldalról)

A lengyel TV gyártás fejlődésére jellemző, hogy 15 évvel ezelőtt még egyetlen darab készüléket sem gyártottak, jelenleg pedig a lengyel TV készülékeket 15 országba exportálják. A varsói „Zakłady Telewizyjne” TV készülék gyár 1956-ban szovjet licenc alapján kezdte meg a TV készülékek gyártását, egy év múlva azonban már eredeti lengyel konstrukciójú készülék hagyta el a futószalagot, 1960-ban pedig már TV stúdióberendezéseket és TV közvetítőket is gyártottak.

A gyár 1970-ben 400 000 db TV készüléket fog gyártani, melyből 90 000 db exportra kerül. A forgalom kerekén 3 milliárd zlotyot fog elérni (átszámítva több mint 460 millió DM). A varsói TV gyár teljesítménye így módon jelentősen túlszárnyalja a másik lengyel TV üzem (Gdansk) forgalmát, ahol is 300 000 TV készülék gyártására számítanak.

Lengyelországban jelenleg a TV készülékek átlagára 8 000—13 000 zloty körül alakul, ami a meglehetősen magas forgalmi adó teher következtében ilyen extrém ár. A TV árak azonban a következő években valószínűleg revideálásra kerülnek.

A varsói TV gyár a színes TV készülékek gyártására is felkészült, a tervek szerint SECAM rendszerű készülékeket fognak gyártani. (Handelsblatt, 1970. aug.)

*

A müncheni Rohde—Schwarz-cégnél befejeződtek az új VHF—FM adó-család fejlesztési munkái és megkezdődött a sorozatgyártás előkészítése. Az új programban szereplő adók teljesítménye 10, 50, 300 W., illetve 1, 3, 5 és 10 kW és átfogja a 87,5—108 MHz (CCIR-szabvány) ill. 66—73 MHz (OIRT-szabvány) frekvencia-tartományt. Az adók 300 W-ig

teljesen tranzisztorizáltak, míg a nagyobb teljesítményű egységek mindössze egyetlen csövet tartalmaznak a szükséges teljesítmény-erősítés elérésére. A felállítási helyszükséglet lényeges kisebbitése mellett — ami pl. a 10 kW-os adó eddigi méreteinek 1/3-ára történő csökkenését jelenti — jelentősen növekedett a rendszer megbízhatósága és az egyes részek hozzáférhetősége is javult. Az üzembiztosságot az automatikus passzív (hideg-)tartalék mindegyik egységnél biztosítja.

A be- és kikapcsoló automatika, ami eddig jelfogókkal működött, az új család mindegyik tagjánál integrált szilárdtest áramkörökkel került megvalósításra. Számos védőáramkört — a 3, 5 és 10 kW-os adók főkapcsoló-védelme kivételével — Triac-kapcsolással oldottak meg.

Különlegességet jelent a 3, 5 és 10 kW-os adók bemenőköre, amely kb. 30 cm átmérőjű nyomtatott áramköri lemezen helyezkedik el. Ez a nyomtatott lemez tartalmazza többek között a cső bementi ellenállását illesztő elemeket, a rács-hangolást és egy mérő-irányváltót.

Az egyes adók egységesen fiók-rendszerrel épülnek fel oly módon, hogy hátoldalukkal közvetlenül a fal mellé telepíthetők. A saját szellőző és levegőszűrő rendszer (99%-os pormentesítés 1 µm porszemcseátmérőig) minden eddiginél hosszabb felügyeletmentes üzemet tesz lehetővé.

Bár az NSZK területe a három UKW-programmal teljesen ellátott, a következő években mégis új UKW-adók iránti igénnyel kell számolni nemcsak azért, mert a negyedik, speciálisan autósok részére sugárzandó műsor előkészítés alatt van, hanem azért is, mivel a régebbi adók, melyek közül egyesek már 15 évesek vagy még idősebbek, ugyancsak megérették az újabb berendezésekkel történő cserére. (Presse Inf. Rohde Schwarz.)