MŰSZ. SZERK. KÖNYVTÁR

XV. ÉVFOLYAM 10. SZÁM, 289—320 OLDAL
BUDAPEST, 1964. OKTÓBER HÓ 10

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

1964. október XV. évfolyam, 10. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

FRAJKA BÉLA: Városi távbeszélő hálózatok számításának módszere 289
KISS ERNŐ 295
TARLACZ LÁSZLÓ: A hullámparaméteres szűrőelmélet alapján méretezett sávszűrő L-tagok 296
ZEMANEK NÁNDOR: Új FM 10-160 típusú URH rádió adó-vevő berendezés 306
HASKÓ FERENC - HEGYI LÓRÁNT - GÁTI GYÖRGY: Mártóforrasztási módszerek összehasonlító vizsgálata 309
Szabadalmi Szemle 305
Külföldi események 312
Tartalmi összefoglalás 318
Обобщения 318
Zusammenfassungen 319
Summaries 319
Résumés 319

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

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

Index: 52.375

HÍRADÁSTECHNIKA — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113—450. Felelős kiadó: SOLT SÁNDOR. A lap megjelent 1400 példányban. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a posta Központi Hírlapirodánál (Budapest V., József nádor tér 1. Telefon: 180—850) vagy bármely postahivtalnál. Előfizetési díj: félévre 24 Ft, egész évre 48 Ft. Egyes szám ára: 4 Ft Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,065 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest 62.

64.5940 Egyetemi Nyomda, Budapest

HÍRADÁSTECHNIKA
A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

FRAJKA BÉLA
Budapesti Műszaki Egyetem Vezetékes Híradástechnika Tanszék

Városi távbeszélő hálózatok számításának módszere

ETO 621.395.743.001.2

Egy többközpontos városi távbeszélő hálózat összes költségeiben még ma is maga a hálózat a domináló tétel. Általában úgy szokták tekinteni, hogy a hálózat amortizációja 50%-ot, a központok értékcsökkenése pedig 25%-ot képviselnek; a többit az igazgatás, karbantartás, vagyis az üzemeltetés alkotja. Ilyen nagy érték összetevő esetén döntő jelentősége van annak, hogy az adottságok figyelembevételével a leggazdaságosabb hálózatot alakítsuk ki. A hálózat értékének alakulását legszemléletesebben az egy előfizetőre jutó kábelhosszal, vagy kábel rézsúllyal lehet bemutatni.

Átlagos előfizetői hossz

Telefon szolgáltatással ellátandó város (helység) területét téglalap alakúnak tételezzük fel. Egyenletes telefonsűrűség esetén akkor kapjuk az előfizetői vonalak kiépítéséhez szükséges kábelmennyiség minimumát, ha a központ a terület geometriai középpontjában van. Ezt a tételt a következő gondolatmenettel igazolhatjuk. Az előfizetői kábeleket mindig az utcák vonalvezetése mentén fektetik. Modern városokban az utcák egymásra merőlegesek, s így ez azt jelenti, hogy az előfizetői vonalak hosszát a koordináták mentén kell mérni, tehát lesz egy x irányú és egy y irányú komponens (1. ábra). Az egyik koordináta mentén lefektetett kábelek minimuma független a másik koordinátától, s megfordítva.

A koordináta tengelyeket úgy vesszük fel, hogy a koordináta rendszer 0 pontja egybeesik a terület geometriai középpontjával, s a tengelyei pedig párhuzamosak a téglalap oldalával. A telefonközpont koordinátái legyenek x és y (2. ábra). Kérdés, hogy milyen x és y esetén lesz az előfizetői vonalak hosszúságának összege minimum. A vizsgálatot először az x irányú komponensre végezzük el.

A központtól balra eső területrészben az átlagos hossz:

$$\frac{1}{2}\left(\frac{a}{2}+x\right)$$

a jobbra eső területrészben

$$\frac{1}{2}\left(\frac{a}{2}-x\right)$$

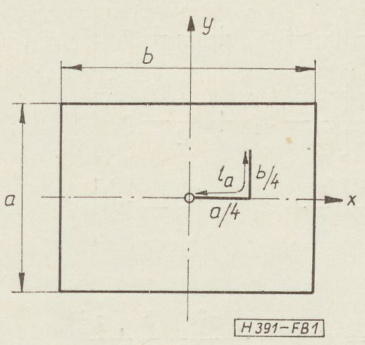
az átlagos előfizetői vonalhosszt megszorozva a területbe eső előfizetők számával, az össz-hossz az alábbi lesz:

$$L_x=\frac{1}{2}\left(\frac{a}{2}+x\right)\sigma\cdot b\left(\frac{a}{2}+x\right)+\frac{1}{2}\left(\frac{a}{2}-x\right)\sigma\cdot b\left(\frac{a}{2}-x\right)=$$
$$=b\cdot\sigma\left(x^2+\frac{a^2}{4}\right)$$

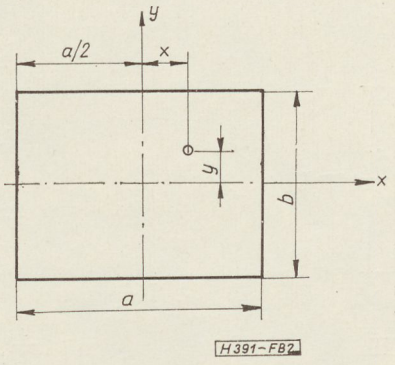
ahol σ: a telefonsűrűség.

Minimumot akkor kapjuk, ha $x=0$. Hasonló megfontolás végezhető az y irányú komponensre. Végül is a minimális előfizetői hálózatot akkor kapjuk, ha a telefonközpont a geometriai középpontban van, s értéke:

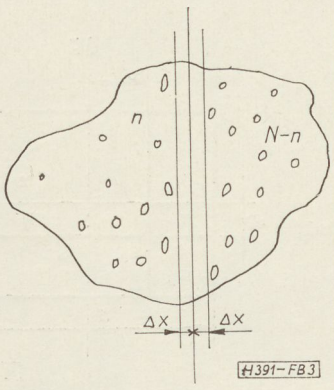
$$L=L_x+L_y=b\,\frac{a^2}{4}\,\sigma+a\,\frac{b^2}{4}\,\sigma$$



1. ábra



2. ábra



3. ábra

$a \cdot b \cdot \sigma = N$ helyettesítéssel

$$L = N\left(\frac{a}{4} + \frac{b}{4}\right) \cdots \quad (1)$$

ahol N: az előfizetők száma.

Ha a telefonsűrűség nem egyenletes eloszlású, akkor a hálózat központja nem esik egybe a geometriai középponttal. A hálózat középpontját a következőképpen határozhatjuk meg. A téglalap területét az alapjára merőleges AB egyenessel úgy osztjuk két részre, hogy az előfizetőknek az AB egyenestől mért távolságainak összege minimum. Jelölje n az AB egyenestől balra eső, N-n a jobbra eső előfizetők számát (3. ábra). Az AB egyenest önmagával párhuzamosan balra eltolva az előfizetői vonalak hossza

$$\Delta L = (N-n)\,\Delta x - n\Delta x = \Delta x\,(N-2n) \quad (2)$$

mennyiséggel növekszik. Az AB egyenest most jobbra eltolva a változás mértéke:

$$\Delta L = n\Delta x - (N-n)\Delta x = -\Delta x(N-2n) \quad (3)$$

Hogyan kell megválasztani az n és N közötti viszonyt ahhoz, hogy a kábelmennyiség minimum legyen, s ne változzon az AB egyenes Δx távolságú elmozdításával. Ez nyilvánvalóan akkor teljesül, ha

$$\Delta L = 0 \quad (4)$$

A (4) feltételt behelyettesítve a (2) és (3)-ba

$$n = N/2$$

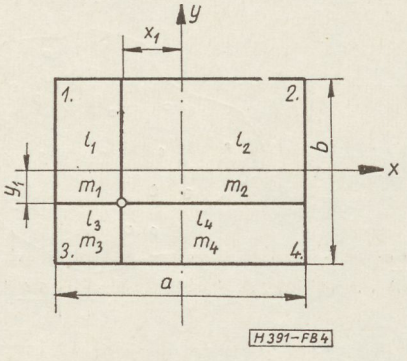
Az eljárást az y irány szerint folytatva, hasonló eredményt kapunk. Ezek szerint a tetszőleges telefonsűrűség eloszlású terület hálózat középpontját (telefonközpont optimális helyét) olyan két egymásra merőleges egyenes metszéspontja adja, amely az össz előfizetők számát két egyenlő részre osztja.

Az átlagos előfizetői hossz az alábbi kifejezés segítségével számolható:

$$l_a = \frac{\iint \sigma(xy)(|x| + |y|)\,dx\,dy}{\iint \sigma(xy)\,dx\,dy} \cdots \quad (5)$$

ahol $\sigma(x, y)$: a telefon sűrűség változása x és y függvényében

x; y: a hálózat középpontjától számított koordináták.



4. ábra

Egyenletes sűrűségű hálózatok esetében az integrálást az 1. ábrán feltüntetett határok között véve, az átlagos előfizetői hosszra kapjuk:

$$l_a = \frac{1}{4}(a + b) \cdots \quad (6)$$

Ugyanezt az eredményt megkaphatjuk az (1)-ből is, ha az ott megadott előfizetői vonalak össz-hosszát elosztjuk az előfizetők számával (N).

A hálózat középpontja a legritkább esetben azonos a geometriai középponttal. Ennek oka lehet pl., hogy a geometriai központban nincs lehetőség a központ épületének megépítésére. Ebben az esetben az átlagos előfizetői hossz különbözik a (6) alatt megadott értéktől. Értéke a 4. ábra jelölései alapján

$$l'_a = \frac{m_1 l_1 + m_2 l_2 + m_3 l_3 + m_4 l_4}{m_1 + m_2 + m_3 + m_4} \quad (7)$$

ahol $m_1 \cdots m_4$: $1 \cdots 4$ területhez tartozó előfizetők száma

$l_1 \cdots l_4$: $1 \cdots 4$ területhez tartozó átlagos előfizetői vonalhossz

$$m_1 + m_2 + m_3 + m_4 = N$$

Továbbiakban is egyenletes sűrűséget feltételezve:

$$m_1 = \left(\frac{a}{2} - x_1\right)\left(\frac{b}{2} + y_1\right)\sigma$$

$$m_2 = \left(\frac{a}{2} + x_1\right)\left(\frac{b}{2} + y_1\right)\sigma$$

$$m_3 = \left(\frac{a}{2} - x_1\right)\left(\frac{b}{2} - y_1\right)\sigma$$

$$m_4 = \left(\frac{a}{2} + x_1\right)\left(\frac{b}{2} - y_1\right)\sigma$$

ahol x_1, y_1: a központnak a geometriai középponttól mért koordinátái

$$\sigma = \frac{N}{a \cdot b} \quad (8)$$

az átlagos előfizetői hosszak:

$$l_1 = \frac{1}{2}\left[\left(\frac{a}{2} - x_1\right) + \left(\frac{b}{2} + y_1\right)\right]$$

$$l_2 = \frac{1}{2}\left[\left(\frac{a}{2} + x_1\right) + \left(\frac{b}{2} + y_1\right)\right]$$

$$l_3 = \frac{1}{2}\left[\left(\frac{a}{2} - x_1\right) + \left(\frac{b}{2} - y_1\right)\right]$$

$$l_4 = \frac{1}{2}\left[\left(\frac{a}{2} + x_1\right) + \left(\frac{b}{2} - y_1\right)\right]$$

Képezve

$$\sum_{i=1}^{4} m_i l_i = \sigma ab\left[\frac{a}{4} + \frac{x_1^2}{a} + \frac{b}{4} + \frac{y_1^2}{b}\right] \quad (9)$$

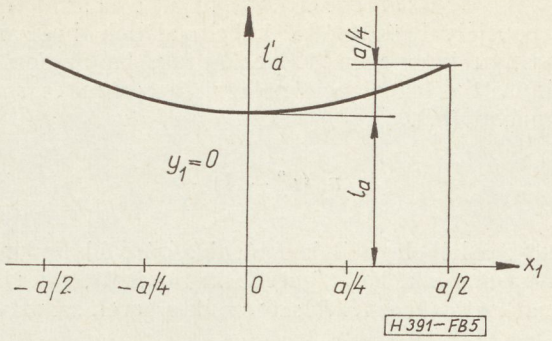
figyelembe véve (8)-at

$$\sum_{i=1}^{4} m_i l_i = N\left[\frac{a}{4}+\frac{b}{4}+\frac{x_1^2}{a}+\frac{y_1^2}{b}\right]\cdots \qquad (10)$$

behelyettesítve (7)-be, kapjuk:

$$l'_a = \frac{a}{4}+\frac{b}{4}+\frac{x_1^2}{a}+\frac{y_1^2}{b} = l_a+\frac{x_1^2}{a}+\frac{y_1^2}{b}\cdots \qquad (11)$$

Az így kapott átlagos előfizetői hossz megnövekszik. A növekedés mértéke: a központ új helyzete koordinátáinak négyzete viszonyítva a megfelelő oldalakhoz. A növekedés mértékét az x irányú eltolás függvényében az 5. ábra mutatja ($y_1 = 0$).



5. ábra

Decentralizált hálózat

A rossz hatásfokú (10—12%) előfizetői vonalak mennyisége decentralizálás révén csökkenthető. A kapcsoló berendezés egy részének az előfizetők közelébe való kihelyezésével lecsökken az előfizetői vonalak hossza, s helyette közös használatú, jó hatásfokú átkérő trunkök lépnek be, amelyek a decentralizált egységek közötti forgalmat bonyolítják le. Az egy előfizetőre vonatkoztatott átkérő trunk értéke kisebb, mint az előfizetői vonal csökkenésének mértéke, s így eredőben kisebb kábel mennyiség jut egy előfizetőre.

A decentralizált hálózatot tünteti fel a 6. ábra. A területhez tartozó N számú előfizetőt most n darab m kapacitású központ szolgálja ki. Jelölje n_x az egy vízszintes sorban, n_y pedig az egy függőleges sorban levő központok számát. A hálózatban levő központok száma ezek szerint

$$n = n_y\, n_x \cdots \qquad (12)$$

kapacitása

$$m = \frac{N}{n}\cdots \qquad (13)$$

területe

$$\frac{a}{n_x}\cdot\frac{b}{n_y}\cdots \qquad (14)$$

Az átlagos előfizetői hossz a (6) alapján

$$l_a = \frac{1}{4}\left[\frac{a}{n_x}+\frac{b}{n_y}\right] = \frac{1}{4}\,\frac{an_y+bn_x}{n_x n_y}\cdots \qquad (15)$$

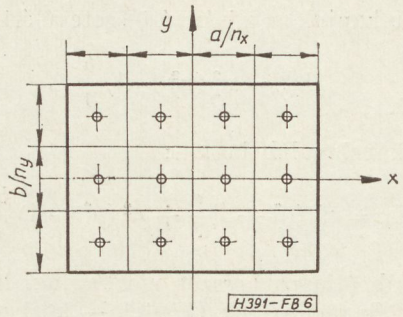
ha $n_x = n_y = \sqrt{n}$, akkor az alábbi formulát nyerjük:

$$l_a = \frac{a+b}{4}\cdot\frac{1}{\sqrt{n}} \qquad (16)$$

A központok számának növelésével az átlagos előfizetői hossz az eredeti érték $\sqrt{n}$-ed részére csökken.

Az átkérő trunkök meghatározását hurkos hálózatra végezzük el, azaz minden központ — minden központtal közvetlenül össze van kötve. Az átkérő trunkök mindig egyirányúak. A kábel nyalábok (h) száma:

$$h = n(n-1) \qquad (17)$$



6. ábra

mivel egy meghatározott központból n—1 nyaláb megy a többi központhoz, s a hálózatban n db központ van.

Az átkérő trunkök is az utcák mentén kerülnek lefektetésre, tehát hosszukat a koordináták mentén kell mérni. Az x és y irányú komponensek egymástól függetlenek, s így külön-külön határozhatók meg. A számítás gondolatmenetét az x irányú összetevőre végezzük el. Egy kiválasztott vízszintes sorban levő központok közötti kábel nyaláb hosszakat a következőképpen határozhatjuk meg. Az osztás-távolságot (a/n_x) válasszuk egységnek. A szomszédos központokat összekötő nyalábok össz-hossza 1. (n_x—1). Egymástól 2 egységnyi távolságra levő központot összekötő nyalábok össz hossza 2. (n_x—2). Hasonló kifejezés írható a 3 és több egységnyi távolságokra is. A leghosszabb távolság (2 szélső központ közötti nyaláb) csak egyszer fog szerepelni, értéke (n_x—1). Az eredő hossz az így kiszámított komponensek kétszeresének (a két irány miatt) az összege:

$$2\sum_{i=1}^{n_x-1} i(n_x-1) = 2n_x\sum_{i=1}^{n_x-1} i - 2\sum_{i=1}^{n_x-1} i^2 =$$

$$= 2\,n_x\,\frac{n_x(n_x-1)}{2} - 2\,\frac{n_x(n_x-1)\,(2n_x-1)}{6} =$$

$$= \frac{n_x}{3}(n_x^2-1).$$

A fenti eredő abszolut értékét megkapjuk, ha megszorozzuk az egységül választott hosszal:

$$\frac{n_x}{3}(n_x^2-1)\,\frac{a}{n_x} = \frac{a}{3}(n_x^2-1)$$

A vizsgált vízszintes sor központjait a hálózat többi központjaival összekötő kábelnyalábok hosszának x irányú komponensét megkapjuk, ha az így kiszámított értéket megszorozzuk a vízszintes sorok számával (n_y).

$$n_y (n_x^2 - 1)\frac{a}{3}$$

Az összes kábelnyaláb hosszának x irányú komponensét megkapjuk, ha a fentebb kiszámított, egy sorra vonatkoztatott értéket szorozzuk a sorok számával:

$$L_{nx} = n_y^2 (n_x^2 - 1)\frac{a}{3}$$

Hasonlóan kapjuk az y irányú összetevő értékére:

$$L_{ny} = n_x^2 (n_y^2 - 1)\frac{b}{3}$$

A teljes kábelnyaláb hossza:

$$L_n = n_y^2 (n_x^2 - 1)\frac{a}{3} + n_x^2 (n_y^2 - 1)\frac{b}{3}$$

Egy nyaláb átlagos hosszát megkapjuk, ha az így kapott értéket elosztjuk (17)-tel, — közben (17)-be behelyettesítve (12)-őt. —

$$l_h = \frac{a}{3}\frac{n_y^2 (n_x^2 - 1)}{n_x n_y (n_x n_y - 1)} + \frac{b}{3}\frac{n_x^2 (n_y^2 - 1)}{n_x n_y (n_x n_y - 1)}$$

$n_x n_y = n$ helyettesítéssel

$$l_h = \frac{a}{3}\frac{n - \frac{n_y}{n_x}}{n - 1} + \frac{b}{3}\frac{n - \frac{n_x}{n_y}}{n - 1} \qquad (18)$$

$n_x = n_y$ teljesülése esetén (18) az alábbi alakot veszi fel:

$$l_h = \frac{1}{3}(a + b) \qquad (19)$$

Az egy előfizetőre jutó átkérő trunk hossz kiszámításához meg kell határozni a nyalábonként szükséges áramkörök számát (r), amely függvénye a nyalábok által lebonyolított forgalomnak.

Ha az N előfizetőt n db, azonos m kapacitású központ szolgál ki, akkor egy nyaláb forgalma (y_h)

$$y_h = \frac{m}{n} \cdot y_1$$

ahol y_1: egy előfizető által, a forgalmas órában kezdeményezett forgalom.

Behelyettesítve (13)-at

$$y_h = \frac{N}{n^2} \cdot y_1$$

A szükséges áramkör számot megkapjuk, ha az így kapott forgalmat elosztjuk az áramkörök teljesítményével (η).

$$r = \frac{N}{n^2}\frac{y_1}{\eta} \qquad (20)$$

Az áramkörök teljesítménye függ a forgalomtól. Minél nagyobb a nyalábok által lebonyolítandó forgalom, annál jobb lesz a nyaláb áramköreinek teljesítménye. A valóságban azonban minden rendszernél van egy maximum, ami fölé a teljesítmény már nem emelkedik, noha a forgalom többszöröse is lehet annak az értéknek, amelynél a teljesítmény már elérte maximumát. Az elérhető maximum függ a kapcsológépek irányonkénti ívpontjaitól, s a megvalósítható lépcsőzéstől. A $7A_2$ rendszerben ez a maximum 65—70% körül van, a szokásos veszteségi valószínűségek mellett.

Az egy előfizetőre vonatkoztatott átlagos trunk hosszúság $n_x = n_y$ esetén

$$l_t = n(n - 1)\frac{a + b}{3} \cdot \frac{r}{N} \qquad (21)$$

Az egy előfizetőre vonatkoztatott kábel hosszúság pedig

$$l = l_a + l_t = \frac{a + b}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{n}} + n(n - 1)\frac{a + b}{3}\frac{r}{N} \qquad (22)$$

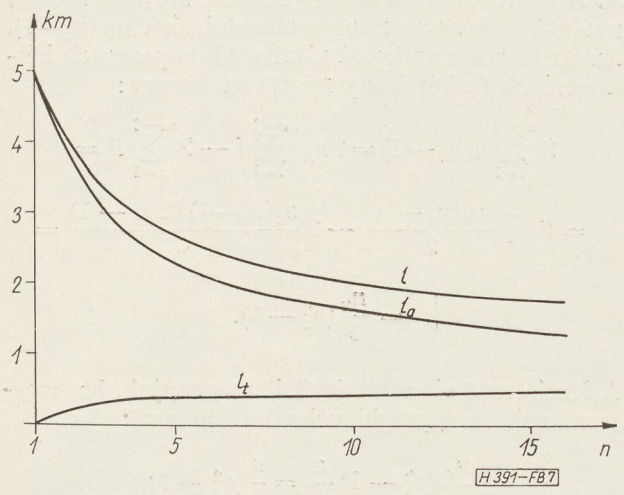
Az átlagos kábel hosszúság alakulását az n függvényében egy konkrét példán keresztül nézzük meg. Az adatok legyenek az alábbiak.

$$a = b = 10 \text{ km}$$
$$N = 300\,000$$
$$y_1 = 0{,}05 \text{ erlang}$$

Az l_t meghatározását elvégezhetjük úgy is, hogy a (21)-be behelyettesítjük (20)-at, s kapjuk

$$l_t = \frac{n - 1}{n}\frac{a + b}{3} \cdot \frac{y_1}{\eta}$$

Nagy n esetén az η gyorsan csökken, mert a nyalábok forgalma erősen esik. Tehát a tényleges számításoknál a mindenkori teljesítményt kell figyelembe venni. Az általunk választott példában $n = 9$-ig 70%-os;



7. ábra

$n = 16$ esetében pedig 65%-os teljesítményt kapunk $7A_2$ központot véve alapul. Az átlagos hosszak alakulását az n függvényében az 1. táblázat és a 7. ábra tünteti fel.

1. táblázat

n	1	2	4	9	16
l_a^{km}	5	3,75	2,5	1,67	1,25
l_t^{km}	0	0,18	0,36	0,42	0,48
l^{km}	5	3,93	2,86	2,09	1,73

A központok számát tovább növelve az átkérő trunkök hatásfoka lecsökken, s az átkérő trunkök növekedését már nem tudja kompenzálni az előfizetői vonalak rövidülése. Végeredményben a további — hurkos hálózatos — decentralizálás már nem csökkenti a szükséges kábelmennyiséget. Azonkívül nem az a cél, hogy a kábelmennyiség legyen minimum, hanem, hogy a telefonszolgáltatás költsége legyen optimális, azaz a kábelhálózat és a telefonközpontok létesítési költsége az üzemeltetéssel együtt a leggazdaságosabb megoldást adja.

Átlagos rézsúly meghatározása

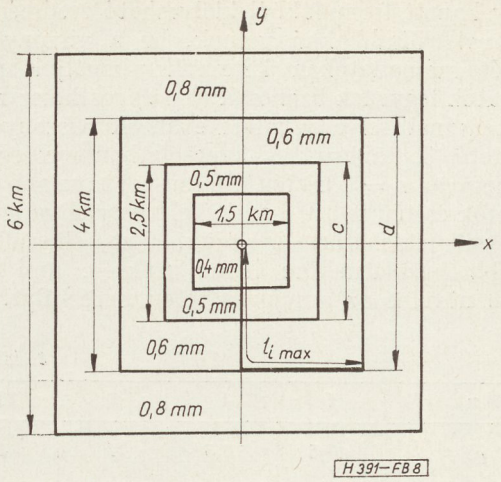
Az így meghatározott átlagos hosszak még nem jellemzik egyértelműen a hálózat gazdaságosságát. Konkrét értékek meghatározásához be kellene szorozni a mindenkori árakkal, amelyek a huzalátmérők függvényei. A kábelekbe vörösréz kerül beépítésre, s ez adja a kábelértéknek döntő hányadát. A hálózat értékének alakulásáról tehát hűbb képet kapunk, ha az átlagos hossz helyett az átlagos rézsúlyt választjuk értékmérőnek.

A felhasználandó kábelér átmérőt a távolság határozza meg. A CCITT előírásainak megfelelően az előfizetői készülék és a táphíd közötti csillapítás értéke nem haladhatja meg a 0,45 N-et. A kábelér átmérőt ennek megfelelően kell megválasztani, s a távolságtól függően más és más lesz. A használatos átmérőket és azok adatait a 2. táblázat tünteti fel.

2. táblázat

Huzal átmérő mm	Hurok kilométerenkénti			Használható távolságig km
	ellenállás ohm	csillapítás N	súly kg	
0,4	280	0,3	2,25	1,5
0,5	180	0,17	3,5	2,5
0,6	125	0,12	5	4
0,8	70	0,075	9	6

Az egyes ér átmérőkhöz tartozó átlagos hossz az (5) segítségével a 8. ábrából leolvasható határok figyelembevételével határozható meg. Egyenletes sűrűséget feltételezve, az integrálást elegendő csak a pozitív síknegyedre elvégezni:



8. ábra

$$l_i = \frac{\int_{c/2}^{d/2}\int (x + y)\,dx\,dy}{\int_{c/2}^{d/2}\int dx\,dy} \tag{23}$$

Az ábrából leolvashatóan a maximális távolság a négyzetek oldalával egyenlő. Az integrálás elvégzése után

$$l_i = \frac{1}{2}\,\frac{d^2 + d\,c + c^2}{d + c} \tag{24}$$

Az előfizetői vonalakban lefektetett rézsúlyt megkapjuk, ha az átlagos hosszakat megszorozzuk a sávba eső előfizetők számával, s a kábel kilométer érpáronkénti súlyával:

$$G_v = l_1 g_1 T_1 \sigma + l_2 g_2 T_2 \sigma + l_3 g_3 T_3 \sigma + l_4 g_4 T_4 \sigma$$

ahol G_v: az előfizetői vonalak összsúlya
$l_1 \ldots l_4$: 0,4... 0,8 mm-hez tartozó átlagos hossz,
$g_1 \ldots g_4$: 0,4... 0,8 mm-hez tartozó km érpáronkénti súly,
$T_1 \ldots T_4$: 0,4... 0,8 mm-hez tartozó terület sávok.
Az átlagos előfizetői vonalsúly (g_v)

$$g_v = \frac{\sigma\,[l_1 g_1 T_1 + l_2 g_2 T_2 + l_3 g_3 T_3 + l_4 g_4 T_4]}{\sigma\,[T_1 + T_2 + T_3 + T_4]} = \frac{l_1 g_1 T_1 + l_2 g_2 T_2 + l_3 g_3 T_3 + l_4 g_4 T_4}{T} \tag{25}$$

ahol T a központ területe.

Decentralizálás révén a (25)-ben nagy tételt jelentő utolsó tagot vagy tagokat eliminálni lehet, s helyette a kisebb tételt képező átkérő trunk súlya lép be. Így az egy előfizetőre jutó átlagos rézsúly:

$$g = g_v + g_t \tag{26}$$

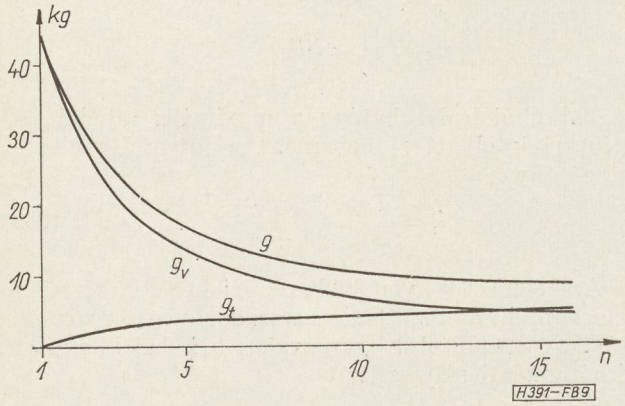
Átkérő trunknek egységesen 0,8 mm-es huzalt választva, az átkérő trunk súlya

$$g_t = g_4 \cdot n\,(n - 1)\,\frac{a + b}{3}\,\frac{r}{N} \tag{27}$$

Az így kapott formulákból kiolvasható eredmények sokkal vizuálisabbakká válnak, ha a viszonyokat konkrét számadatokon keresztül vizsgáljuk meg. Az adatok legyenek azonosak az átlagos hossz meghatározásánál felvett hálózatéval. A viszonyokat feltüntető 3. táblázattal kapcsolatban megjegyezzük, hogy az $n = 1$ esetén a 6 km-nél távolabb levő előfizetők esetén is a 0,8-as kábelt használva a 0,45 N-es csillapításhatárt átlépjük. Ezt elkerülendő nagyobb huzalátmérőre lenne szükség, ami még tovább növelné az amúgy is tetemes rézsúlyt.

3. táblázat

n	1	4	9	16
g_v^{kg}	43,5	16,5	7	4
g_i^{kg}	0	3,24	3,8	4,3
g^{kg}	43,5	19,74	10,8	8,3



9. ábra

Az 1. és 3. táblázat, illetőleg a 7. és 9. ábra összevetéséből látható, hogy a decentralizálás révén elérhető csökkenés rézsúlyban kifejezve nagyobb, mint átlagos hosszban kifejezve. Ez természetes is, mert az átlagos hossz rövidülés eredményeként csökken a szükséges érátmérő is — a csillapítás megszabta mértékben —, ami a rézsúly alakulásában kifejezésre jut. A decentralizált hálózat az egy központos hálózat 35%-a, ha átlagos hosszban számolunk és 19%, ha átlagos rézsúlyban számolunk. A decentralizálásnak ez a mértéke optimumnak tekinthető, mert tovább növelve a központok számát, az előfizetői vonalak súlyának csökkenése (kis fajlagos súly) nem tudja kompenzálni az átkérő trunkök (nagy fajlagos súly) súlyának növekedését. Azonban az előfizetői vonalak által képviselt súly — kb. 50%— még mindig magas. Jelenlegi ismereteink szerint koncentrátorok alkalmazásával ez a tétel tovább csökkenthető. A központtól távol fekvő előfizetőket kihelyezett koncentrátorok segítségével kapcsoljuk be a főközpontba. A koncentrátorok nagyságának meghatározásánál több szempont játszik döntő szerepet. A Budapesti Műszaki Egyetem Vezetékes Híradástechnika Tanszék által kidolgozott „Tanulmány" a hazai viszonyokat figyelembe véve a 400 vonal kapacitású koncentrátorok alkalmazását véli optimumnak. Kapcsolástechnikai szempontból előnyösebb a 3 erű koncentrátor trunk. Még így is mintegy 30%-os rézsúly csökkentés érhető el egy, a budapestihez hasonló nagyvárosi telefonhálózatban.

A koncentrátoros hálózat számítása az itt elmondottak alapján végezhető. A koncentrátorok csak a hozzájuk tartozó főközponttal vannak összekötve. A koncentrátor trunkök kiválasztásánál ügyelni kell arra, hogy a készülék és a főközpont között a csillapítás ne lépje túl a 0,45 N-t. A hálózatban elérhető megtakarítás ellentétele jelentkezni fog a kapcsolóberendezések és a karbantartás oldalon, mint többletköltség. Nyilvánvaló, hogy koncentrátorokat csak ott, és olyan mértékben szabad bevezetni, hogy a hálózatban elérhető megtakarítás bőségesen fedezze a másik oldalon jelentkező terhertételt.

IRODALOM

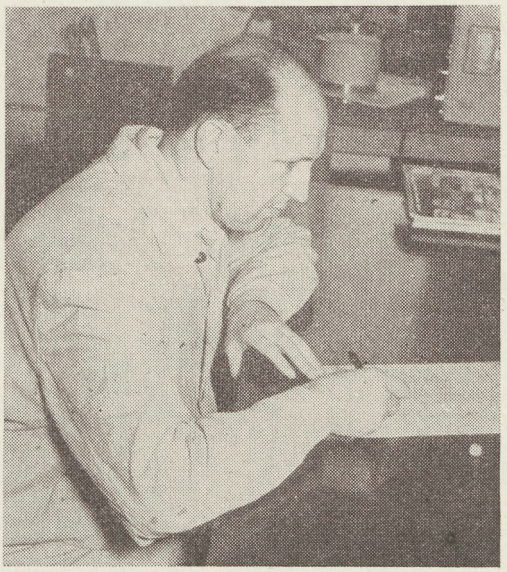
E. B. МАРХАЙ: АВТОМАТИЧЕСКАЯ ТЕЛЕФОНИЯ (СВЯЗИДАТ. 1960.)

Dr. Kozma L.—Frajka B.: Távbeszélőtechnika II. (Felsőoktatási Jegyzetellátó Vállalat 1961).

KISS ERNŐ

1964. szeptember 14-én a híradástechnika egyik legjobb képességű dolgozója, Kiss Ernő, az Orion Fejlesztési Főosztályának megbízott vezetője, 41 éves korában váratlanul elhunyt.

Munkálkodását az ORION-ban kezdte meg, ahová 1950 őszén került, mint fiatal, végzett fizikus. Munkájához ambícióval látott hozzá, éjt nappallá téve tette magáévá a műszaki irodalom legrejtettebb forrásait is.



Az 1950-es évek elején az Orion Laboratóriumon belül külön kutatócsoport kezdte meg munkáját az ultrarövidhullámú műsorvevő készülék kifejlesztése céljából, mely csoportnak vezetője lett. Fáradságos, önmagát nem kímélő munkával dolgozta ki az első hazai ultrarövidhullámú rádióvevőkészüléket. Ekkorra már a híradástechnika területén felfigyeltek munkásságára, műszaki előadások tartására hívták meg. Előző munkájával kapcsolatban jegyzeteket is készített a mérnöktovábbképzés céljaira. 1957-ben kezdett hozzá önszorgalomból — mivel a vállalati tervben ez nem szerepelt — a stereo rádióvevőkészülék kifejlesztéséhez, amihez adó hiányában külön kis adót is kellett terveznie. Ez el is készült, nagy sikerrel mutatták be.

Ugyanekkor, ezzel párhuzamosan kezdett foglalkozni a tranzisztorok alkalmazásának kérdésével, ami külföldön is még kezdetén volt. Hazánkban a híradástechnika Kiss Ernőt tekintheti a tranzisztoros készülékek úttörőjének. 1958-ban készült el az első tranzisztoros rádió laboratóriumi példánya. Sajnos gyártásra, akkor nem kerülhetett sor, mert még nem állott rendelkezésre elegendő tranzisztor. Ezt követően a tranzisztorizálás területén igen komoly célt tűzött maga elé: a tranzisztorizált televíziót, ami akkor az európai piacon még nem létezett. Akarata hosszú munkálkodás után meghozta gyümölcsét. Csoportjával 1960-ra kidolgozta a féltranzisztorizált, majd 1962-re a teljesen tranzisztorizált, nyomtatott áramkörös, nagyképernyős televíziókészüléket. Nevéhez fűződik az UHF fokozat kidolgozása igen sok kutatómunka árán és lépéseket tett ezen fokozat tranzisztorizálása felé is. Vállalati munkássága mellett a Híradástechnikai Tudományos Egyesület Félvezető Szakosztályának titkáraként működött. A Műszaki Egyetem számos diplomaterv bírálatára kérte fel.

Az ORION profilváltozása következtében legutóbb, mint a kutatócsoport vezetője a PM 28 mikrohullámú berendezés és a szélessávú frekvenciamodulált rádiórelé rendszer fejlesztésével foglalkozott, majd 1964 júliusában az Orion Fejlesztési Főosztály élére került, ahonnan egyik napról a másikra, tragikus hirtelenséggel rabolta el a halál. Minden munkatársa sokáig vissza fog emlékezni szeretetre méltó egyéniségére, nemes törekvéseire és kimagasló eredményeire.

TARLACZ LÁSZLÓ
Beloiannisz Híradástechnikai Gyár

A hullámparaméteres szűrőelmélet alapján méretezett sávszűrő L-tagok

ETO 621.375.543(083)

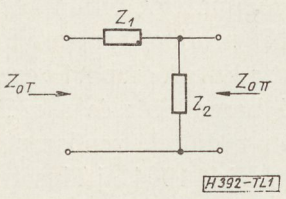
A szűrőknek egyik fontos osztályát alkotják a sávszűrők. Sávszűrőket — mint imeretes — aluláteresztőből frekvenciatranszformációval származtathatunk. Ennek az útnak a követése azonban két hátránnyal jár. Egyrészt, ha a csillapítás követelményei a sávközépre nem frekvenciaszimmetrikusak, a transzformált sávszűrők felesleges elemeket tartalmaznak. Másrészt sok, a gyakorlatban jelentős szűrőtípus, például a cikk-cakknak nevezett, minimális számú induktivitást vagy kapacitást tartalmazó típus aluláteresztőből nem származtatható.

Szükséges volt ezért a sávszűrők általános, közvetlen tervezését kidolgozni.

1. Elméleti alapok

A hullámszűrők elméletében — egyszerű kezelhetőségük miatt — nagy szerepet játszanak a szimmetrikus reaktáns négypólusok. A szimmetrikus reaktáns négypólust két egymástól független paraméter határozza meg. A különböző sávszűrőtípusok úgy jönnek létre, hogy ezt a két paramétert, ha nem is szabadon, de sokféleképpen vehetjük fel. Csak arra kell ügyelnünk, hogy a hídimpedanciák (ha ezt választjuk a két paraméternek) az áteresztő tartományban ellenkező, a záró tartományban egyező előjelűek legyenek. Az így nyert típusok hídkapcsolással mindig megvalósíthatók.

Cikkünkben csupán a lánckapcsolások vizsgálatára szorítkozunk. A lánckapcsolás alapelemének az 1. ábrán látható L-tagot (féltag) tekintjük. A soros ági



1. ábra

Z_1 impedancia felőli oldalt T oldalnak, a másik oldalt π oldalnak fogjuk nevezni. Az L-tag — bár önmagában nem szimmetrikus négypólus — szintén két paraméterrel jellemezhető. Ez a két paraméter lehet a rövidzárási és üresjárási impedancia a T vagy π oldalról nézve: Z_{rT} és $Z_{\ddot{u}T}$ vagy $Z_{r\pi}$ és $Z_{\ddot{u}\pi}$, mi azonban vizsgálatainkat elsősorban a hullámimpedanciákra és a diagonálviszonyra alapozzuk. A T, ill. π oldali hullámimpedancia legyen Z_{0T} ill. $Z_{0\pi}$, a diagonálviszonyt pedig jelöljük Q-val. Kifejezve az üresjárási és rövidzárási impedanciákkal:

$$Z_{0T} = \sqrt{Z_{rT} \cdot Z_{\ddot{u}T}}, Z_{0\pi} = \sqrt{Z_{r\pi} \cdot Z_{\ddot{u}\pi}}, Q = \sqrt{\frac{Z_{rT}}{Z_{\ddot{u}T}}} = \sqrt{\frac{Z_{r\pi}}{Z_{\ddot{u}\pi}}} \quad (1)$$

A három paraméter közül kettő vehető fel szabadon, a harmadik pedig adódik a következő kötésből:

$$\frac{Z_{0\pi}}{Z_{0T}} = 1 - Q^2 \quad (2)$$

(1)-ből adódnak:

$$Z_{rT} = Z_{0T} \cdot Q, \quad Z_{\ddot{u}T} = \frac{Z_{0T}}{Q}, \quad Z_{r\pi} = Z_{0\pi} \cdot Q, \quad Z_{\ddot{u}\pi} = \frac{Z_{0\pi}}{Q},$$

vagy röviden

$$Z_r = Z_0 Q \text{ és } Z_{\ddot{u}} = \frac{Z_0}{Q}, \quad (3)$$

ahol az impedanciákat azonos oldal felől kell tekinteni.

A Q és Z_0 függvényekről ismertek a következők:

A) Z_0 az áteresztő tartományban, Q a záró tartományban valós. A záró tartományban Z_0, az áteresztő tartományban Q tiszta képzetes és reaktáns jellegű: a pólusok és zérusok a Foster-tételnek megfelelően felváltva követik egymást. Határfrekvencián mindig szingularitás van. Ez azonos azzal a rövidzárási és üresjárási impedanciákra vonatkozó törvényszerűséggel, hogy azok az áteresztő tartományban ellenkező, a záró tartományban megegyező előjelűek.

A diagonálviszony szinguláris frekvenciákkal szétválasztott képzetes szakaszainak száma — Q fokszáma — megadja a záró tartományban levő csillapításpólusok számát.

A hullámátviteli mérték és Q közötti

$$\text{th } g_0 = Q \quad (4)$$

összefüggés értelmében (g_0 az L-tag hullámátviteli mértéke!) csillapításpólus ott van, ahol $Q = 1$.

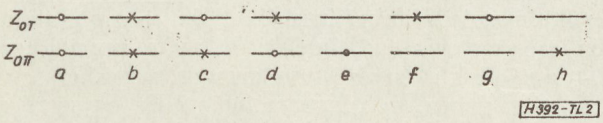
Ha a kapcsolást L-tag formájában akarjuk megvalósítani, akkor az *A)* pontban felsorolt szabályokon kívül még a következő szükséges feltételt kell teljesítenünk: azokon a frekvenciákon, amelyeken T oldal felől a rövidzárási impedanciának antirezonanciája van ($Z_{rT} = \infty$), az üresjárási impedanciának is antirezonanciát

kell mutatnia, valamint π oldal felől az üresjárási impedancia rezonanciája ($Z_{ü\pi} = 0$) a rövidzárási impedanciában is rezonancia legyen.

Ha tehát Q-t és valamelyik oldali Z_0-t csak az *A)* pont alatti szabályok megtartásával vesszük fel, még nem biztos, hogy L-taggal realizálható sávszűrőt kapunk.

Ezért mindig a három paramétert egyidejűleg vesszük fel. Q, Z_{0T} és $Z_{0\pi}$ együttes vizsgálata alapján levezethetők olyan összefüggések, amelyek az L-taggal való megvalósíthatóság szükséges és elégséges feltételeit megadják és kijelölik az összes lehetséges típus leszármaztatásának aránylag egyszerű útját. A tételek teljes bizonyitását nem közöljük, azok az eddig felsorolt összefüggésekből következnek.

B) A hullámimpedanciák és a diagonálviszony menetét jellegdiagramjuk alapján fogjuk vizsgálni. A hullámimpedanciák — mint már mondottuk — az áteresztő tartományban valósak. A két elméleti határfrekvencián és a záró tartományokban a viselkedésük ott érdekes számunkra, ahol valamelyik impedancia extrém értéket vesz fel. Z_{0T} és $Z_{0\pi}$ együttes viselkedését tekintve nyolc esetet különböztethetünk meg. Ezt a nyolc esetet szemlélteti a 2. ábra.



2. ábra. **L**-tag **T** és π oldali hullámimpedanciáinak szinguláris frekvenciákon lehetséges kombinációi

Ezek után egy féltaghoz a Z_{0T} és $Z_{0\pi}$ hullámimpedanciákat úgy kell összeválogatni, hogy teljesüljenek az alábbi feltételek (lásd a 2. ábrát):

1. Z_{0T} és $Z_{0\pi}$ kombinációja pólusfrekvencián csak *e* vagy *f* szerinti lehet, ha a csillapításpólus a végesben van és mindig *d* szerinti, ha a pólus 0-án vagy ∞ frekvencián van. A tétel fordítva is igaz: *d* kombináció csak 0 vagy ∞ frekvencián léphet fel, és akkor ott mindig pólus van; az *e* vagy *f* kombináció megjelenése szintén mindig csillapításpólust jelent. Érdemes megnézni, hogy e három esetben féltagunk mivé fajul. Ezt láthatjuk a 3. ábrán. (A folytonos vonal rövidzárt, a kereszt szakadást jelent.)
2. A $Q = \infty$-nel jelzett határfrekvencián a kombináció csak *c* szerinti lehet. Fordítva: *c* kombináció mindig $Q = \infty$ határfrekvenciát jelent.
   Megjegyezzük, hogy az eddig elmondottak csaknem teljesen következnek a (2) egyenlőségből is.
3. A $Q = 0$ jelzésű határfrekvencián a $Z_{0T}/Z_{0\pi}$ kombináció csak *a* vagy *b* szerinti lehet. Ilyenkor $Z_1 = 0$, $Z_2 = Z_2$, illetőleg $Z_2 = \infty$, $Z_1 = Z_1$.
4. A záró tartományban tetszés szerint felléphetnek *a* és *b* kombinációk, amelyek soha nem jelentenek hullámcsillapításpólust.
   Ebben az esetben $Z_1 = Z_2 = 0$, ill. $Z_1 = Z_2 = \infty$.
5. A *g* és *h* kombinációnak sehol sem szabad szerepelnie.

   Hadd jegyezzük itt meg, hogy az eddig felsorolt tételek alul- és felülátereszto szűrőkre is érvényesek, sávzárók és többátereszto sávos szűrők esetén is csupán az 1. pont *d* kombinációjáról mondottak szorulnak némi módosításra.
6. Ez a tétel a diagonálviszony-függvényre vonatkozik. L-taggal legfeljebb másodfokú diagonálviszony valósítható meg, s másodfokú is csak olyan, amelyiknek a két határfrekvencia között rezonanciája van. Ezúttal példaképpen közöljük a tétel bizonyítását is, amely aránylag egyszerű: másodfokúnál magasabb, vagy a kizárt másodfokú diagonálviszony esetén olyan üres- és rövidzárási impedanciákat kapunk, amelyeknek megvalósítása T és π oldalról egyaránt a közölt alapfeltételbe ütközik. Mindez szemléletesen látható a 4. ábrán.

   Pólusfrekvencia a záró tartománynak mindig azon a részén van, amelyet a $Q = \infty$ határfrekvencia választ el az áteresztő tartománytól.

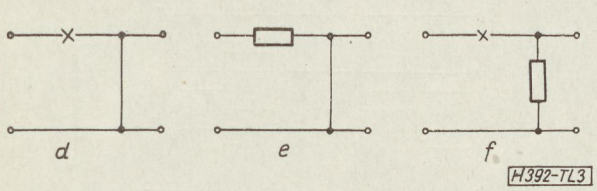
   A pólusok száma megegyezik Q fokszámával. Helyük határesetben lehet 0 vagy ∞ frekvencián.

   Mindebből következik, hogy L-taggal csak az 5. ábrán látható háromféle diagonálviszony valósítható meg. A két elsőfokú diagonálviszony közül I*a*-nak az alsó záró tartományban, I*b*-nek a felső záró tartományban van egy pólusa, a másodfokú diagonálviszony pedig két pólust valósít meg, egyet az alsó, egyet a felső záró tartományban.

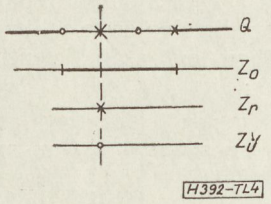
Az *A)* pontban leírt általános szabályok és a *B)* alatti hat pontban levő tételek megtartása mellett tehát L-taggal biztosan realizálható négypólust kapunk. Itt még egy fontos megjegyzést kell tenni. A pólusfrekvencia és a diagonálviszony modulusa (erről később részletesen lesz szó) között egyértelmű összefüggés áll fenn.

Amikor a pólust a 6. pontban meghatározott frekvenciasávba helyezzük, ez egyet jelent a modulusra vonatkozó számszerű korlát megadásával; és éppen ez biztosítja a pozitív elemekkel való megvalósíthatóságot.

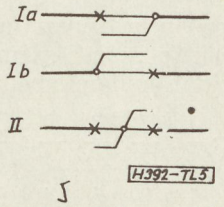
A 4. pont miatt elméletileg végtelen sok sávszűrő féltag lehetséges. Ezek egyre magasabb és magasabb fokszámú hullámimpedanciával rendelkeznek.



3. ábra. Csillapításpólus megvalósulása **L**-tag esetén

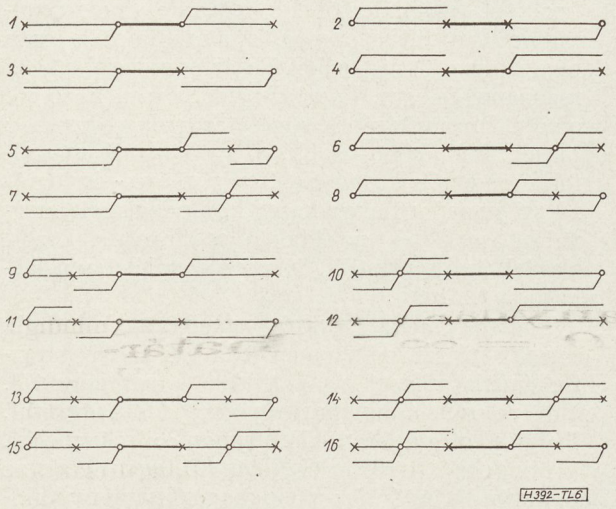


4. ábra



5. ábra. **L**-taggal megvalósítható diagonálviszony-típusok

A hullámimpedancia fokszáma — az alsó és felső záró tartományban levő reaktáns szakaszok együttes száma — az áteresztő tartományban levő azon frekvenciák maximálisan lehetséges számát jelenti, amelyeken a hullámellenállás azonos értékű, vagyis ahány pontban konstans ohmos lezárással pontos illesztés megvalósítható. Mivel sávszűrőkre a gyakorlatban nem szokott túl szigorú reflexiós előírás lenni, csillapítástorzítás pedig az áteresztő tartományban a veszteségek miatt elkerülhetetlenül fellép, a négypontos illesztést adónál magasabb fokszámú féltaggal már nem igen érdemes törődni. A következőkben csupán a 6. ábrán jelzett 16 féle hullámimpedanciatípusról lesz szó.



6. ábra. Hullámimpedancia—jellegdiagramok

Ezeket az egyszerűség kedvéért 1-től 16-ig terjedő számjelzéssel láttuk el, az impedanciatípus és a hozzá rendelt szám közötti törvényszerűség azonban még így is kiolvasható.

Csupán arra hívjuk fel a figyelmet, hogy minden páros számmal jelölt hullámimpedancia az előtte levő páratlan számú típus reciproka (egy konstanstól eltekintve), s ezek a duál megvalósításokban ellenkező oldali impedanciaként fognak szerepelni.

A 16 féle hullámimpedanciát és a lehetséges háromféle diagonálviszonyt tekintve az *A)* és *B)* pontokban foglalt szabályok alapján könnyű levezetni az összes lehetséges sávszűrő-féltagot. Számuk 33. Ebből 16—16 páronként egymásnak duálja, 1 féltag duálja pedig önmaga. Eltekintve attól, hogy a duál megvalósítások közül általában csak az egyiket használják, a fenti 33 *L*-tagból 17 az, ami a szűrőtervezés gyakorlatában mindennapos, további 8-nak ritkán, a fennmaradó 8 típusnak pedig alig van jelentősége. A diagonálviszony, valamint a *T* és π oldali hullámimpedancia típusszámával megjelölve ezek a következők (a „tört" számlálójában levő szám jelenti a *T* oldali hullámimpedanciát):

$$Ia: \frac{1}{12}, \frac{11}{2}, \frac{3}{10}, \frac{9}{4}, \frac{5}{16}, \frac{15}{6}, \frac{7}{14}, \frac{13}{8}, \frac{1}{4}, \frac{3}{2}, \frac{5}{8}, \frac{7}{6}$$

$$Ib: \frac{1}{7}, \frac{8}{2}, \frac{5}{3}, \frac{4}{6}, \frac{9}{15}, \frac{16}{10}, \frac{13}{11}, \frac{12}{14}, \frac{1}{3}, \frac{4}{2}, \frac{9}{11}, \frac{12}{10}$$

$$II: \frac{1}{14}, \frac{13}{2}, \frac{9}{6}, \frac{5}{10}, \frac{1}{10}, \frac{9}{2}, \frac{1}{6}, \frac{5}{2}, \frac{1}{2}.$$

A számokból is látható, hogy a felsorolt féltagok páronként egymás duáljai, kivéve a II $\frac{1}{2}$ típusú féltagot, melynek duálja önmaga. Látható, hogy az 1, 5, 9 és 13 jelű hullámimpedanciák csak *T* oldalról, a 2, 6, 10 és 14 jelűek pedig csak π oldalról nézve létezhetnek. (Ez a 2. tételből közvetlenül is adódik.)

Ha a fentebb felsorolt tagok jellegdiagramjait egymás alá rajzolnánk, kitűnne az is, hogy az I, elsőfokú diagonálviszonyhoz tartozó tizenkét-tizenkét féltag közül az utolsó négynek pólusa 0, ill. ∞ frekvencián van. A II, másodfokú diagonálviszonyhoz tartozó kilenc féltagból csak az első négynek van mind a két csillapításpólusa véges frekvencián. Mindezek jobban kitűnnek az 1., 2. és 3. táblázatokból.

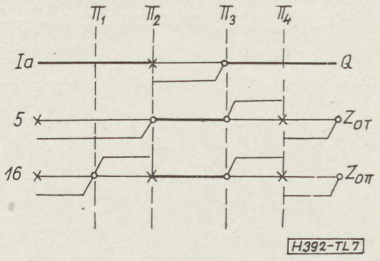
2. A Q és Z_0 függvények felvétele

A kapcsolási elemeket a diagonálviszonyból és valamelyik oldali hullámimpedanciából fogjuk kiszámítani. Ezért foglalkozzunk először Q és Z_0 algebrai alakjának felírásával az 5. ill. 6. ábrán látható jellegdiagramokból. Q és Z_0 is törtfüggvény. Gyöktényezős alakba írva őket $\sqrt{1+\pi_i p^2}$ alakú tényező tartozik az elméleti határfrekvenciákhoz, $1+\pi_i p^2$ alakú tényező minden más, végesben levő szingularitáshoz, 0 frekvenciához pedig egyszerűen p. Ha a szingularitás zérushely, a gyöktényezőt a tört számlálójába kell írnunk, ha pólushely, a nevezőjébe. Mindezekhez járul még egy konstans, amelyet célszerű formában fogunk a törthöz szorzóként hozzáírni. A π_i kanonikus együtthatók adják meg a függvény zérusait és pólusait. Az ω_i szinguláris frekvenciák és π_i közötti kapcsolat $1+\pi_i p^2 = 0$-ból adódóan:

$$\pi_i = -\frac{1}{p_i^2} = \frac{1}{\omega_i^2}. \qquad (5)$$

A levezetéseinkben szereplő hullámimpedanciatípusok a végesben legfeljebb négy szingularitást tartalmaznak. Az ezekhez tartozó kanonikus együtthatókat növekvő frekvencia (csökkenő π_i) sorrendjében $\pi_1, \pi_2, \pi_3, \pi_4$-gyel fogjuk jelölni. π_2 és π_3 az elméleti határfrekvenciákhoz tartozik, a másik kettő pedig alacsonyabb fokszám esetén el is tűnhet a hullámimpedancia kifejezéséből. (Pl. 7. ábra.)

Másodfokú Q függvénynél szerepel még egy ötödik, áteresztő tartományban levő szinguláris frekvencia. Az ehhez tartozó kanonikus együttható legyen π_0.



7. ábra

A szűrőszámításnál általánosan szokás a számolás egyszerűsítése céljából elméleti egységeket választani. Két egységet választhatunk szabadon. Egyik egységnek válasszuk a két elméleti határfrekvencia mértani közepét:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_A \cdot \omega_F}. \tag{6}$$

Másik egység legyen hullámellenállásnak sávközépen (az előbb egységnek választott frekvencián) felvett értéke.

A képleteinkben szereplő betűkifejezések által jelölt mennyiségek ezentúl mind relatív, az előbbi egységekre normált értéket jelentenek. Az elméleti határfrekvenciák tiszta számmá válnak, melyeket jelöljünk $\omega_F = \beta, \omega_A = \beta^{-1}$el. A kanonikus együtthatók is tiszta számok, melyek közül:

$$\pi_2 = \beta^2, \quad \pi_3 = \beta^{-2} \tag{7}$$

Írjuk fel ezek után a három diagonálviszony-típus algebrai kifejezését.

A fentiek alapján az I*a* típusú diagonálviszony algebrai alakja

$$Q = m_2\beta \sqrt{\frac{1+\pi_3 p^2}{1+\pi_2 p^2}} = m_2\Phi, \tag{8}$$

az I*b* típusúé

$$Q = \frac{1}{m_1\beta} \sqrt{\frac{1+\pi_2 p^2}{1+\pi_3 p^2}} = \frac{1}{m_1\Phi}, \tag{9}$$

a másodfokúé pedig

$$Q = m_0 \frac{1+\pi_0 p^2}{\sqrt{(1+\pi_2 p^2)(1+\pi_3 p^2)}}. \tag{10}$$

Közben bevezettük még a

$$\beta \sqrt{\frac{1+\pi_3 p^2}{1+\pi_2 p^2}} = \Phi \tag{11}$$

jelölést is. (7)-et figyelembe véve Φ még így is írható:

$$\Phi = \sqrt{\frac{\beta^2+p^2}{1+\beta^2 p^2}} = \sqrt{\frac{\beta^2-\omega^2}{1-\beta^2\omega^2}} \tag{12}$$

A képletekben szereplő m-eket modulusoknak nevezzük. Az indexszel csupán azt akartuk kifejezésre juttatni, hogy melyik Q-hoz tartozó modulusról van szó.

Most megmutatjuk, hogy a (10) alatti másodfokú diagonálviszony egy I*a* és egy I*b* tipusú diagonálviszonnyal rendelkező tag illesztett kaszkádkapcsolása által kapott négypólus eredő diagonálviszonyával lehet egyenlő. Hullámillesztés esetén a hullámátviteli mértékek összeadódása miatt a (4) összefüggésből a tangenshiperbolikus összegzési tétele segítségével jön ki az eredő Q-ra a következő egyenlőség:

$$Q_e = \frac{Q_1 + Q_2}{1 + Q_1 Q_2} \tag{13}$$

Behelyettesítve Q_1 és Q_2 helyébe a (8), ill. (9) alattiakat, (11)-et is figyelembe véve rövid számolással a következőket kaphatjuk:

$$Q_e = \frac{1 + m_1 m_2 \Phi^2}{(m_1 + m_2)\Phi} =$$

$$= \frac{1+\beta^2 m_1 m_2}{\beta(m_1+m_2)} \cdot \frac{1 + \dfrac{\beta^2 + m_1 m_2}{1+\beta^2 m_1 m_2} p_n^2}{\sqrt{(1+\pi_2 p^2)(1+\pi_3 p^2)}}$$

Ez valóban egyenlővé tehető (10)-zel, ha

$$\pi_0 = \frac{\beta^2 + m_1 m_2}{1+\beta^2 m_1 m_2} \quad \text{és} \quad m_0 = \frac{1+\beta^2 m_1 m_2}{\beta(m_1+m_2)}. \tag{14}$$

A diagonálviszony adott sávszélesség (adott β) esetén tehát csak a modulusoktól függ, s ez a (14) szerint visszavezetéssel másodfokú digonálviszonyra is igaz. Az elsőfokú diagonálviszonynak egy modulusa van: m_2 ill. m_1, a másodfokúnak pedig kettő: m_1 és m_2.

Csillapításpólus — mint már említettük — $Q = 1$ helyen van. A pólusfrekvencia értéke tehát

$$m\Phi = m \sqrt{\frac{\beta^2-\omega^2}{1-\beta^2\omega^2}} = 1\text{-ből adódóan}$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1-\beta^2 m^2}{\beta^2 - m^2}}. \tag{15}$$

Fejezzük ki ebből ω_p-vel a modulust:

$$m = \sqrt{\frac{1-\beta^2\omega_p^2}{\beta^2-\omega_p^2}} \tag{16}$$

A (16) egyenlőség alapján tudjuk egy, az 1. fejezetben tett megjegyzésünk értelmét jobban megvilágítani. Ha ugyanis a csillapításpólus a felső záró tartományban van, azaz $\omega_p > \beta$, akkor (16)-ból a modulusra

$$m_1 \geqq \beta \tag{17}$$

adódik.

Itt már m_1-et írtunk, mivel a felső záró tartományban levő pólushoz tartozó modulust eddig is 1-es indexszel különböztettük meg. $\omega_p = \infty$-nek $m_1 = \beta$ felel meg, $\omega_p = \beta$ esetén formálisan $m_1 = \infty$ adódik, ami pólus hiányát jelenti.

Ha a pólus az alsó záró tartományban helyezkedik el, azaz $\omega_p < \beta^{-1}$, akkor a fenti összefüggésből

$$0 \leqq m_2 \leqq \beta^{-1} \tag{18}$$

egyenlőtlenség kapható. $\omega_p = 0$-nak megfelel $m_2 = \beta^{-1}, \omega_p = \beta^{-1}$ esetén pedig $m_2 = 0$, a pólus hiányzik. Ha m β^{-1} és β közötti értéket venne fel, (15)-ből a pólusfrekvenciára képzetes érték adódna. Ez pedig — figyelembe véve a 3. ábrán látottakat — L-tag esetén elképzelhetetlen.

Tudjuk, hogy a pólusfrekvenciákon valamelyik oldali hullámimpedanciának egyedül van szingularitása. Az ehhez tartozó π_1 és π_4 kanonikus együtthatók (5) és (15)-ön keresztül a modulusokkal is kifejezhetők:

$$\pi_1 = \frac{\beta^2 - m_2^2}{1-\beta^2 m_2^2} \tag{19}$$

és

$$\pi_4 = \frac{m_1^2 - \beta^2}{\beta^2 m_1^2 - 1}. \qquad (20)$$

A π_i kanonikus együtthatókat most már mind kifejeztük β és a modulusok segítségével. π_i-ket a modulusok és β mellett továbbra is használni fogjuk, mert velünk Q és Zo a jellegdiagram alapján gyorsan és egyszerűen felírható és a kapcsolási elemek számítása is egyszerűbb.

3. A kapcsolási elemek számítása

A kapcsolási elemek meghatározásának módja elvileg mindegyik sávszűrő-féltagnál ugyanaz. A számítás menetét példaképpen az Ia $\frac{5}{16}$ típusú féltag realizálásán keresztül mutatjuk be.

A kiinduló adatok: Q és Z_{0T} a 7. ábrán látható jellegdiagramok és (8) alapján könnyen felírhatók:

$$Q = m_2\beta \sqrt{\frac{1 + \pi_3 p^2}{1 + \pi_2 p^2}}$$

$$Z_{0T} = \frac{\sqrt{(1 + \pi_2 p^2)(1 + \pi_3 p^2)}}{p k_1 (1 + \pi_4 p^2)} \qquad (21)$$

A π_i kanonikus paraméterek helyébe behelyettesítjük, majd azok β-val és m-ekkel (7), (19) és (20) alatt kifejezett értékeit. Az m_1 modulus megjelenése itt nem jelent csillapításpólust, m_1 a diagonálviszony kifejezésében nem is szerepel.

A **T** oldali hullámellenállás sávközépen felvett értékét válasszuk egységnek: $Z_{0T(\omega=1)} = 1$.

Ebből a feltételből máris adódik k_1 értéke:

$$k_1 = \frac{\sqrt{(\pi_2 - 1)(1 - \pi_3)}}{1 - \pi_4} = \frac{\beta^2 m_1^2 - 1}{\beta(m_1^2 + 1)}.$$

A soros ágban elhelyezkedő Z_1 impedancia (1. ábra) a **T** oldal felőli rövidzárási impedanciával egyenlő:

$$Z_1 = Z_{rT} = Z_{0T} \cdot Q \qquad (22)$$

(21)-et felhasználva:

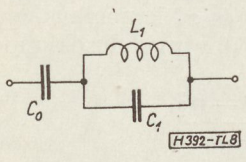
$$Z_1 = p \frac{1 + \pi_3 p^2}{\frac{k_1}{m_2\beta}(1 + \pi_4 p^2)}$$

Ez megvalósítható a 8. ábrán látható reaktáns kétpólussal. Az elemek értékét Z_1 fenti kedvező alakja miatt gyorsan megkaphatjuk:

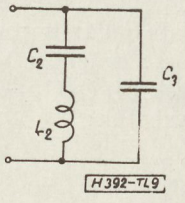
$$C_0 = \frac{k_1}{m_2\beta} = \frac{\beta^2 m_1^2 - 1}{m_2\beta^2(m_1^2 + 1)}$$

$$L_1 = \frac{m_2\beta}{k_1}(\pi_3 - \pi_4) = \frac{m_2(m_1^2 + 1)(\beta^4 - 1)}{(\beta^2 m_1^2 - 1)^2}$$

$$C_1 = \frac{\pi_4}{L_1} = \frac{(m_1^2 - \beta^2)(\beta^2 m_1^2 - 1)}{m_2(m_1^2 + 1)(\beta^4 - 1)}.$$



8. ábra



9. ábra

Következő feladat a Z_2 párhuzamos ági impedancia meghatározása.

$$Z_2 = Z_{\ddot{u}\pi} = \frac{Z_{0\pi}}{Q} \qquad (23)$$

(2)-őt figyelembe véve $Z_2 = Z_{0T}\left(\frac{1}{Q} - Q\right)$ (24)

A behelyettesítések után, rövid számolással kapjuk:

$$Z_2 = \frac{1 + \pi_1 p^2}{pC(1 + \pi_4 p^2)}, \text{ ahol } C = \frac{m_2(\beta^2 m^2{}_1 - 1)}{(m^2{}_1 + 1)(1 - m^2{}_2\beta^2)} \qquad (25)$$

Z_2-t a 9. ábrán látható kétpólussal realizáljuk.

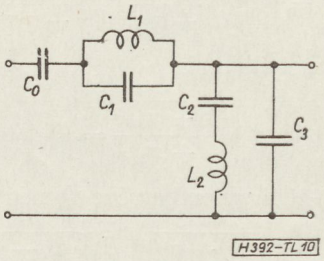
A reaktáns kétpólusok szintézisének szabályai szerint az elemértékek a következőképpen számíthatók:

$$C_2 = C \cdot \frac{\pi_4 - \pi_1}{-\pi_1} = \frac{m_2(m_1^2 - m_2^2)(\beta^4 - 1)}{(\beta^2 - m_2^2)(1 - m_2^2\beta_2)(m_1^2 + 1)},$$

$$L_2 = \frac{\pi_1}{C_2} = \frac{(\beta^2 - m_2^2)^2 \cdot (m_1^2 + 1)}{m_2(m_1^2 - m_2^2)(\beta^4 - 1)},$$

$$C_3 = \frac{C}{\pi_1} \cdot \pi_4 = \frac{m_2(m_1^2 - \beta^2)}{(m_1^2 + 1)(\beta^2 - m_2^2)}.$$

A teljes kapcsolást a 10. ábra mutatja. A kapcsolás és vele a kapcsolási elemek értéke is más alakot öltene, ha a Z_1 és Z_2 impedanciák helyébe egy másik ekvivalens kétpólust helyeznénk. Ennek természetesen semmilyen akadálya nincsen.



10. ábra. Az Ia $\frac{5}{16}$ típus kapcsolási rajza

Mi mindig azt a kifejtést adjuk meg, amelyik általában könnyebben realizálható induktivitás- és kapacitásértékeket eredményez.

Számítsuk még ki a π oldali hullámimpedancia kifejezését. Ezt nagyon hamar megkaphatjuk (23)-ból $Z_{0\pi} = Z_2 Q$ alapján, felhasználva, hogy Z_2-t már (25) alatt meghatároztuk. Az eredmény:

$$Z_{0\pi} = \frac{(1 + \pi_1 p^2)\sqrt{1 + \pi_3 p^2}}{p k_2 (1 + \pi_4 p^2)\sqrt{1 + \pi_2 p^2}},$$

$$\text{ahol } k_2 = \frac{\beta^2 m_1^2 - 1}{\beta(1 - \beta^2 m_2^2)(1 + m_1^2)} \qquad (26)$$

Látható, hogy az impedancia valóban 16-tipusú. $Z_{0\pi}$ sávközépen felvett értéke (26)-ból számítható:

$$Z_{0\pi(\omega=1)} = 1 + m_2^2$$

Több feltag kaszkádkapcsolása által felépített szűrőláncokban az egyes féltagok csak azonos hullám-

impedanciájú oldaluk felől kapcsolhatók össze. Hogy a féltagok illesztett összekapcsolása numerikusan könnyen elvégezhető legyen, szokásos a **T** oldal felőli Z_1 impedanciát $Z_{0T}\omega = 1$ helyen felvett értékére, mint egységre, a Z_2 impedanciát pedig $Z_{0\pi}(\omega = 1)$-re normálni. Ezáltal mindkét oldali impedancia sávközépen formálisan 1-gyé válik. A valóságban azonban a két érték egy konstans szorzóban különbözik egymástól, amit röviden Z_π/Z_T-vel fogunk jelölni.

A Z_π/Z_T hányadost mindig megadjuk a kapcsolási elemekkel együtt; az összevonások elvégzése után az elemértékek e tényezővel korrigálandók.

A fentebb példaként kiszámított féltagnál a Z_π/Z_T viszony $Z_\pi/Z_T = 1 + m^2{}_2$ lesz, az L_2, C_2, C_3 és k_2 kifejezésében pedig még belép egy $(1 + m_2^2)$ tényező L_2-nél a nevezőbe, C_2, C_3 és k_2-nél a számlálóba. Az 1. táblázatban a kapcsolási elemek értékei már így vannak megadva.

A duál négypólus — amelyről már eddig is tettünk említést — fogalmának bevezetése révén többlet számítási munka nélkül újabb féltagokhoz juthatunk. Egy négypólus duálját úgy kapjuk meg, hogy a soros kapcsolásokat párhuzamossal — és viszont — felcseréljük (értve ezen azt is, hogy a soros ágak helyett párhuzamos ágakat szerepeltetünk és fordítva), valamint az elemek relatív admittanciáját (inpedanciáját) a duál négypólusban a megfelelő elem relatív impedanciájával (admittanciájával) tesszük egyenlővé.

L-tagokra alkalmazva a dualitás azt is jelenti, hogy az eredeti négypólusban **T** oldali hullámimpedancia reciprok értéke a duál négypólusban π oldali hullámimpedancia lesz, $1/Z_{0\pi}$ pedig a duál négypólus Z_{0T}-jével lesz egyenlő. A diagonálviszony változatlan marad.

A példaként szereplő Ia $\frac{5}{16}$ típusú féltag duálja a 11. ábrán látható. A dualitás miatt a 10. és 11. ábra jelöléseit alapul véve, a kapcsolási elemekre fennáll az $L_i = C_i^*$ és $C_i = L^*_i$ (i ugyanaz a szám) egyenlőség.

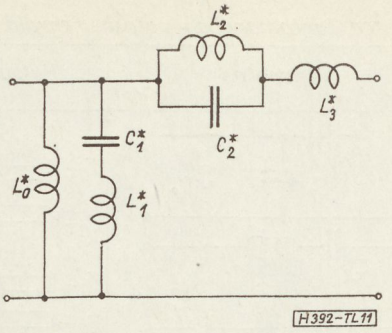
A hullámimpedanciákról mondottakból pedig következik, hogy a 11. ábrán látható féltag Ia $\frac{15}{6}$ típusú.

A kapcsolási elemek meghatározása elvileg minden féltagnál az ismertetett módon történhetik:

Q-t és Z_{0T}-t felvéve (22)-ből Z_1, (24) által Z_2, (23)-ból pedig $Z_0\pi$ számítható. Másodfokú diagonálviszony esetén a példánkhoz képest újként szerepel még a π_0 és m_0 paraméter is; helyükbe a (14) szerinti összefüggéseket kell írnunk.

A hosszadalmas számolást azonban mindegyik féltagnál véghezvinni szükségtelen, mert nagyon sok **L**-tag egy nála magasabb rendű tag elfajuló esetének tekinthető.

Nekünk még öt esetben kell az elemek értékét kiszámolni. Például az Ib $\frac{16}{10}$, II $\frac{5}{10}$, II $\frac{1}{14}$, Ia $\frac{7}{14}$ és Ib $\frac{12}{14}$ tipusoknál.



11. ábra. Az Ia $\frac{15}{6}$ típus kapcsolási rajza

Az Ia $\frac{5}{16}$ tipusból $m_2 = \beta^{-1}$ helyettesítéssel az Ia $\frac{5}{8}$, az Ib $\frac{16}{10}$ tipúsból $m_1 = \beta$ helyettesítéssel az Ib $\frac{12}{10}$ típus származtatható.

A II $\frac{5}{10}$ típus $m_2 = \beta^{-1}$ helyettesítéssel II $\frac{5}{2}$-vé, $m_1 = \beta$ helyettesítéssel II $\frac{1}{10}$-zé, $m_2 = \beta^{-1}$ és $m_1 = \beta$ helyettesítéssel II $\frac{1}{2}$-vé, $m_2 = 0$ helyettesítéssel Ib $\frac{5}{3}$-má, $m_1 = \infty$ helyettesítéssel Ia $\frac{3}{10}$-zé, $m_1 = \beta$ és $m_2 = 0$ helyettesítéssel Ib $\frac{1}{3}$-má, $m_1 = \infty$ és $m_2 = \beta^{-1}$ helyettesítéssel pedig Ia $\frac{3}{2}$ típusúvá fajul.

A II $\frac{1}{14}$ típusból pedig $m_2 = 0$-val az Ib $\frac{1}{7}$ $m_1 = \infty$-nel pedig az Ia $\frac{1}{12}$ típus származtatható.

Ezzel a duálokat is hozzávéve megkaptuk az ismertetni kívánt 33 féltagot.

4. Táblázatok

A számítási eredményeket az 1. 2 és 3. táblázatban foglaltuk össze.

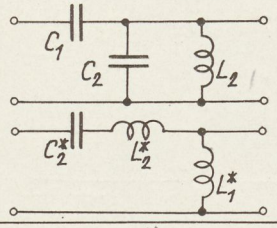
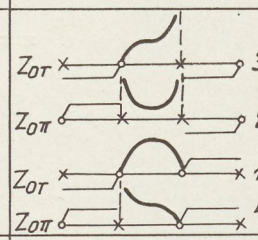
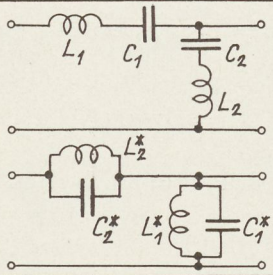
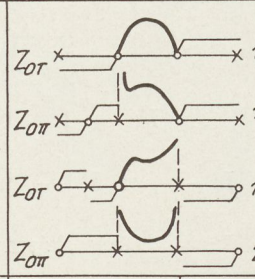
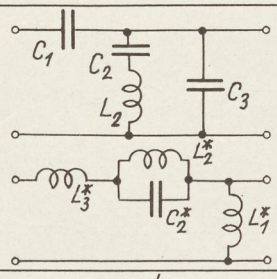
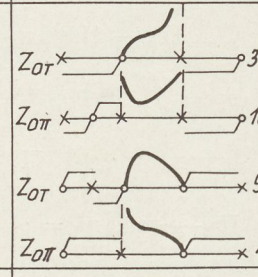
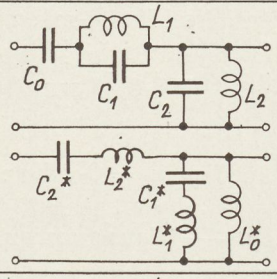
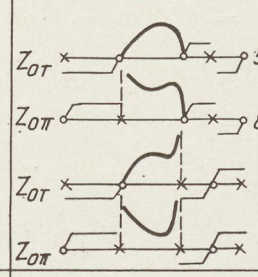
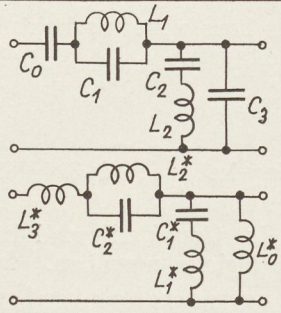
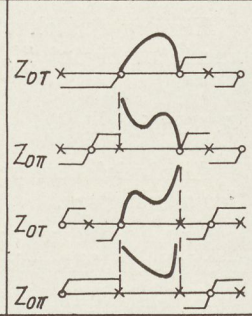
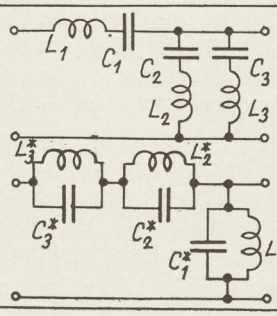
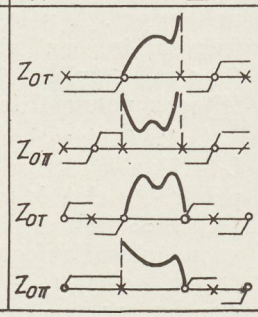
Az 1. táblázat az Ia típusú diagonálviszonnyal rendelkező féltagokat foglalja magában.

A duál kapcsolások ugyanabban a rekeszben foglalnak helyet. A pólus, az m_2 modulusnak megfelelő frekvencián, az alsó záró tartományban van $(0 < m_2 < \beta^{-1})$. Az első és negyedik rekeszben levő féltagok pólusa 0 frekvencián van $(m_2 = \beta^{-1})$.

A 2. táblázatban (Q Ib típusú) összegyűjtött **L**-tagok a felső záró tartományban valósítanak meg pólust. Az első és negyedik rekeszben levő két tag pólusa ∞ frekvencián van $(m_1 - \beta)$, a többié az m_1 modulusnak megfelelő véges frekvencián $(m_1 > \beta)$

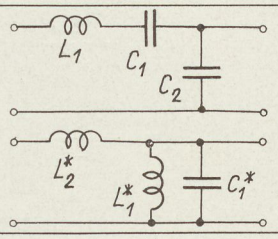
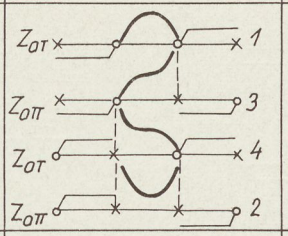
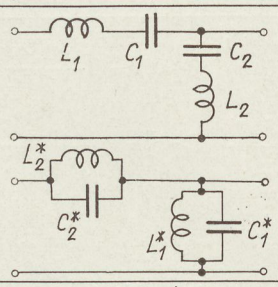
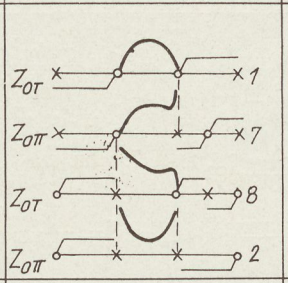
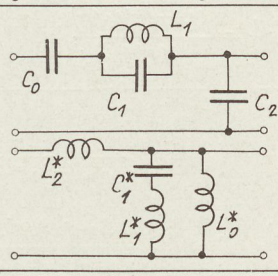
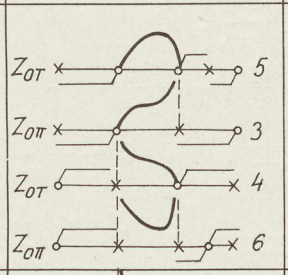
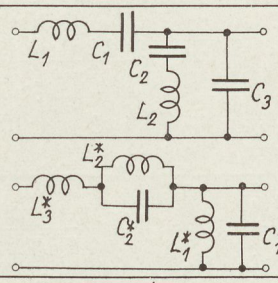
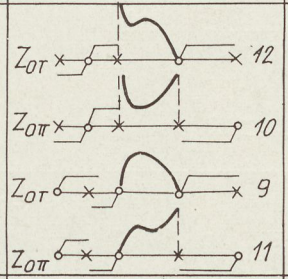
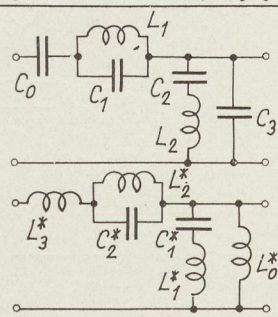
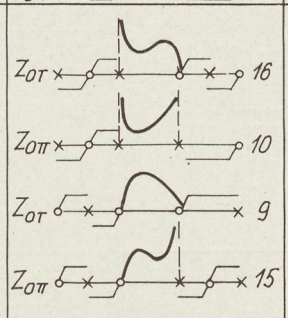
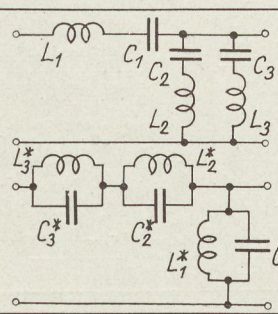
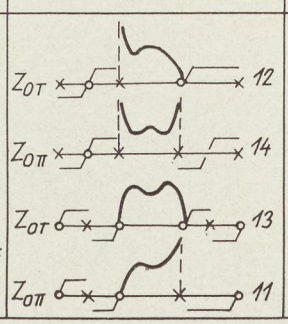
A 3. táblázatban láthatók a két pólust realizáló féltagok. Ha az elemképletekben m_1 nem szerepel, akkor a felső pólus a ∞-ben van $(m_1 = \beta)$; ha m_2

Az alsó záró tartományban pólust megvalósító féltagok (I a) — 1 tablazat

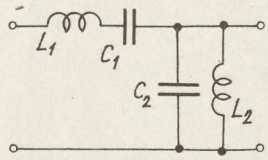
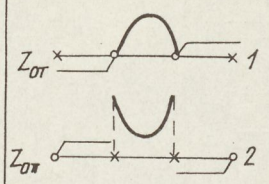
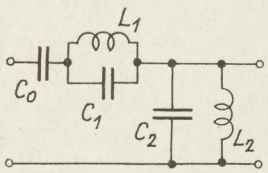
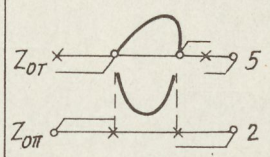
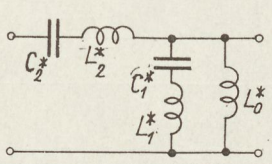
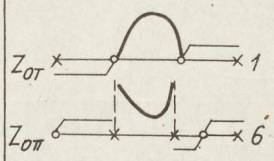
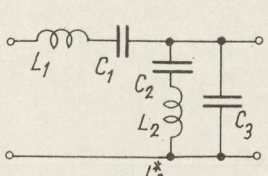
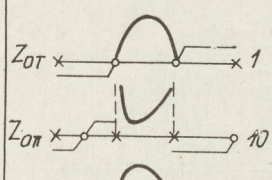
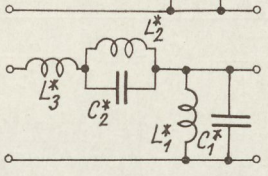
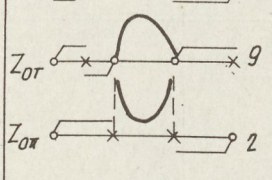
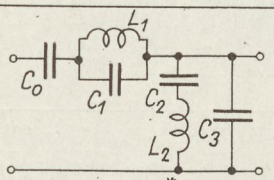
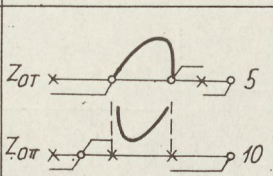
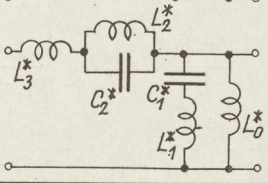
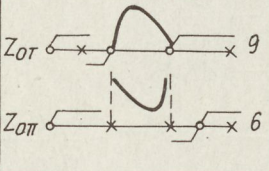
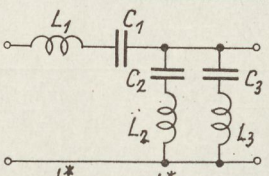
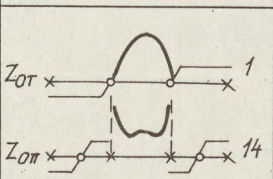
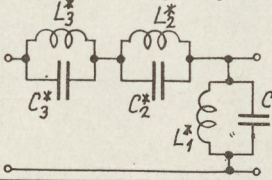
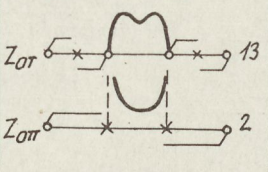
Típus	Kapcsolás (T / π)	Hullámimpedancia	Normált elemértékek
3/2 1/4			$L_2=C_2^*=\frac{\beta^2-1}{\beta}$ $C_1=L_1^*=\beta$ $C_2=L_2^*=\frac{1}{\beta(\beta^2-1)}$ $Z_\pi/Z_T=\frac{\beta^2+1}{\beta^2}$
1/12 11/2			$L_1=C_1^*=\frac{m_2}{\beta^2-1}$ $L_2=C_2^*=\frac{\beta^2-m_2^2}{m_2(m_2^2+1)(\beta^2-1)}$ $C_1=L_1^*=\frac{\beta^2-1}{m_2\beta^2}$ $C_2=L_2^*=\frac{m_2(m_2^2+1)(\beta^2-1)}{1-\beta^2m_2^2}$ $Z_\pi/Z_T=1+m_2^2$
3/10 9/4			$C_1=L_1^*=\frac{1}{m_2}$ $L_2=C_2^*=\frac{(\beta^2-m_2^2)^2}{m_2(m_2^2+1)(\beta^4-1)}$ $C_3=L_3^*=\frac{m_2(m_2^2+1)}{\beta^2-m_2^2}$ $C_2=L_2^*=\frac{m_2(m_2^2+1)(\beta^4-1)}{(\beta^2-m_2^2)(1-\beta^2m_2^2)}$ $Z_\pi/Z_T=1+m_2^2$
5/8 7/6			$L_1=C_1^*=\frac{(m_1^2+1)(\beta^4-1)}{\beta(\beta^2m_1^2-1)^2}$ $L_2=C_2^*=\frac{\beta(m_1^2+1)(\beta^2-1)}{\beta^2m_1^2-1}$ $C_1=L_1^*=\frac{\beta(m_1^2-\beta^2)(\beta^2m_1^2-1)}{(m_1^2+1)(\beta^4-1)}$ $C_2=L_2^*=\frac{m_1^2-\beta^2}{\beta(m_1^2+1)(\beta^2-1)}$ $C_0=L_0^*=\frac{\beta^2m_1^2-1}{\beta(m_1^2+1)}$ $Z_\pi/Z_T=\frac{\beta^2+1}{\beta^2}$
5/16 15/6			$L_1=C_1^*=\frac{m_2(m_1^2+1)(\beta^4-1)}{(\beta^2m_1^2-1)^2}$ $L_2=C_2^*=\frac{(\beta^2-m_2^2)^2(m_1^2+1)}{m_2(m_2^2+1)(m_1^2-m_2^2)(\beta^4-1)}$ $C_1=L_1^*=\frac{(m_1^2-\beta^2)(\beta^2m_1^2-1)}{m_2(m_1^2+1)(\beta^4-1)}$ $C_2=L_2^*=\frac{m_2(m_2^2+1)(m_1^2-m_2^2)(\beta^4-1)}{(\beta^2-m_2^2)(1-\beta^2m_2^2)(m_1^2+1)}$ $C_0=L_0^*=\frac{\beta^2m_1^2-1}{m_2\beta^2(m_1^2+1)}$ $C_3=L_3^*=\frac{m_2(m_2^2+1)(m_1^2-\beta^2)}{(m_1^2+1)(\beta^2-m_2^2)}$ $Z_\pi/Z_T=1+m_2^2$
7/14 13/8			$L_1=C_1^*=\frac{m_2(m_1^2-\beta^2)}{(\beta^2-1)(m_1^2+1)}$ $C_1=L_1^*=\frac{(\beta^2-1)(m_1^2+1)}{m_2(\beta^2m_1^2-1)}$ $L_2=C_2^*=\frac{(\beta^2-m_2^2)(m_1^2-m_2^2)}{m_2(m_2^2+1)(m_1^2+1)(\beta^2-1)}$ $C_2=L_2^*=\frac{m_2(m_2^2+1)(m_1^2+1)(\beta^2-1)}{(m_1^2-m_2^2)(1-\beta^2m_2^2)}$ $L_3=C_3^*=\frac{(m_1^2-\beta^2)(m_1^2-m_2^2)}{m_2(m_2^2+1)(m_1^2+1)(\beta^2-1)}$ $C_3=L_3^*=\frac{m_2(m_2^2+1)(m_1^2+1)(\beta^2-1)}{(m_1^2-m_2^2)(\beta^2m_1^2-1)}$ $Z_\pi/Z_T=1+m_2^2$

A felső záró tartományban pólust megvalosító féltagok (Ib)

2 táblázat

Típus	Kapcsolás T	Kapcsolás Π	Hullámimpedancia	Normált elemértékek
1/3 4/2				$L_1 = C_1^* = \frac{\beta}{\beta^2-1}$ $\quad C_2 = L_2^* = \frac{1}{\beta}$ $C_1 = L_1^* = \beta(\beta^2-1)$ $Z_\Pi / Z_T = \frac{\beta^2+1}{\beta^2}$
1/7 8/2				$L_1 = C_1^* = \frac{\beta^2}{m_1(\beta^2-1)}$ $\quad L_2 = C_2^* = \frac{m_1(m_1^2-\beta^2)}{(m_1^2+1)(\beta^2-1)}$ $C_1 = L_1^* = m_1(\beta^2-1)$ $\quad C_2 = L_2^* = \frac{(m_1^2+1)(\beta^2-1)}{m_1(\beta^2 m_1^2-1)}$ $Z_\Pi / Z_T = \frac{1+m_1^2}{m_1^2}$
5/3 4/6				$L_1 = C_1^* = \frac{m_1(m_1^2+1)(\beta^4-1)}{(\beta^2 m_1^2-1)^2}$ $\quad C_0 = L_0^* = \frac{m_1(\beta^2 m_1^2-1)}{m_1^2+1}$ $C_1 = L_1^* = \frac{(\beta^2 m_1^2-1)(m_1^2-\beta^2)}{m_1(m_1^2+1)(\beta^4-1)}$ $\quad C_2 = L_2^* = \frac{1}{m_1}$ $Z_\Pi / Z_T = \frac{1+m_1^2}{m_1^2}$
12/10 9/11				$L_1 = C_1^* = \frac{\beta^2-m_2^2}{\beta(\beta^2-1)(m_2^2+1)}$ $\quad L_2 = C_2^* = \frac{\beta(\beta^2-m_2^2)^2}{m_2^2(m_2^2+1)(\beta^4-1)}$ $C_1 = L_1^* = \frac{\beta(\beta^2-1)(m_2^2+1)}{1-\beta^2 m_2^2}$ $\quad C_2 = L_2^* = \frac{m_2^2(m_2^2+1)(\beta^4-1)}{\beta(\beta^2-m_2^2)(1-\beta^2 m_2^2)}$ $C_3 = L_3^* = \frac{\beta(m_2^2+1)}{\beta^2-m_2^2}$ $Z_\Pi / Z_T = \frac{\beta^2+1}{\beta^2}$
16/10 9/15				$L_1 = C_1^* = \frac{(m_1^2+1)(m_1^2-m_2^2)(\beta^4-1)}{m_1(m_2^2+1)(\beta^2 m_1^2-1)^2}$ $\quad L_2 = C_2^* = \frac{m_1(\beta^2-m_2^2)^2}{m_2^2(m_2^2+1)(\beta^4-1)}$ $C_1 = L_1^* = \frac{m_1(m_2^2+1)(m_1^2-\beta^2)(\beta^2 m_1^2-1)}{(m_1^2+1)(m_1^2-m_2^2)(\beta^4-1)}$ $\quad C_2 = L_2^* = \frac{m_2^2(m_2^2+1)(\beta^4-1)}{m_1(\beta^2-m_2^2)(1-\beta^2 m_2^2)}$ $C_0 = L_0^* = \frac{m_1(m_2^2+1)(\beta^2 m_1^2-1)}{(m_1^2+1)(1-\beta^2 m_2^2)}$ $\quad C_3 = L_3^* = \frac{\beta^2(m_2^2+1)}{m_1(\beta^2-m_2^2)}$ $Z_\Pi / Z_T = \frac{1+m_1^2}{m_1^2}$
12/14 13/11				$L_1 = C_1^* = \frac{\beta^2-m_2^2}{m_1(m_2^2+1)(\beta^2-1)}$ $\quad C_1 = L_1^* = \frac{m_1(m_2^2+1)(\beta^2-1)}{1-\beta^2 m_2^2}$ $L_2 = C_2^* = \frac{m_1(m_1^2-m_2^2)(\beta^2-m_2^2)}{m_2^2(m_2^2+1)(m_1^2+1)(\beta^2-1)}$ $\quad C_2 = L_2^* = \frac{m_2^2(m_2^2+1)(m_1^2+1)(\beta^2-1)}{m_1(m_1^2-m_2^2)(1-\beta^2 m_2^2)}$ $L_3 = C_3^* = \frac{(m_1^2-\beta^2)(m_1^2-m_2^2)}{m_1(m_1^2+1)(m_2^2+1)(\beta^2-1)}$ $\quad C_3 = L_3^* = \frac{m_1(m_1^2+1)(m_2^2+1)(\beta^2-1)}{(m_1^2-m_2^2)(\beta^2 m_1^2-1)}$ $Z_\Pi / Z_T = \frac{1+m_1^2}{m_1^2}$

Két pólusú féltagok (II) — *3 táblázat*

Típus	Kapcsolások T	Kapcsolások π	Hullámimpedancia	Normált elemértékek
1/2				$L_1=\frac{\beta}{\beta^2-1}$ $L_2=\frac{\beta^2-1}{\beta}$ $C_1=\frac{\beta^2-1}{\beta}$ $C_2=\frac{\beta}{\beta^2-1}$ $Z_\pi/Z_T=1$
5/2				$L_1=C_1^*=\frac{m_1(m_1^2+1)(\beta^4-1)}{(\beta^2m_1^2-1)^2}$ $L_2=C_2^*=\frac{\beta^2-1}{\beta}$ $C_1=L_1^*=\frac{(\beta^2m_1^2-1)(m_1^2-\beta^2)}{m_1(m_1^2+1)(\beta^4-1)}$ $C_2=L_2^*=\frac{m_1+\beta^3}{(\beta^2-1)(1+\beta m_1)}$ $C_0=L_0^*=\frac{\beta^2m_1^2-1}{\beta(m_1^2+1)}$ $Z_\pi/Z_T=\frac{(1+m_1^2)(1+\beta^2)}{(1+\beta m_1)^2}$
1/6				
1/10				$L_1=C_1^*=\frac{\beta}{\beta^2-1}$ $L_2=C_2^*=\frac{(\beta^2-m_2^2)^2}{m_2(m_2^2+1)(\beta^4-1)}$ $C_1=L_1^*=\frac{(\beta^2-1)(\beta+m_2)}{1+\beta^3m_2}$ $C_2=L_2^*=\frac{m_2(m_2^2+1)(\beta^4-1)}{(\beta^2-m_2^2)(1-\beta^2m_2^2)}$ $C_3=L_3^*=\frac{\beta(m_2^2+1)}{\beta^2-m_2^2}$ $Z_\pi/Z_T=\frac{(1+\beta^2)(1+m_2^2)}{(\beta+m_2)^2}$
9/2				
5/10				$L_1=C_1^*=\frac{m_1(m_1^2+1)(\beta^4-1)}{(\beta^2m_1^2-1)^2}$ $L_2=C_2^*=\frac{(\beta^2-m_2^2)^2}{m_2(m_2^2+1)(\beta^4-1)}$ $C_1=L_1^*=\frac{(\beta^2m_1^2-1)(m_1^2-\beta^2)}{m_1(m_1^2+1)(\beta^4-1)}$ $C_2=L_2^*=\frac{m_2(m_2^2+1)(\beta^4-1)}{(\beta^2-m_2^2)(1-\beta^2m_2^2)}$ $C_0=L_0^*=\frac{(\beta^2m_1^2-1)(m_1+m_2)}{(m_1^2+1)(1+\beta^2m_1m_2)}$ $C_3=L_3^*=\frac{(m_2^2+1)(\beta^2+m_1m_2)}{(\beta^2-m_2^2)(m_1+m_2)}$ $Z_\pi/Z_T=\frac{(1+m_1^2)(1+m_2^2)}{(m_1+m_2)^2}$
9/6				
1/14				$L_1=C_1^*=\frac{\beta^2+m_1m_2}{(\beta^2-1)(m_1+m_2)}$ $C_1=L_1^*=\frac{(\beta^2-1)(m_1+m_2)}{1+\beta^2m_1m_2}$ $L_2=C_2^*=\frac{(m_1^2-m_2^2)(m_1^2-\beta^2)}{m_1(m_1^2+1)(m_2^2+1)(\beta^2-1)}$ $C_2=L_2^*=\frac{m_1(m_1^2+1)(m_2^2+1)(\beta^2-1)}{(m_1^2-m_2^2)(\beta^2m_1^2-1)}$ $L_3=C_3^*=\frac{(m_1^2-m_2^2)(\beta^2-m_2^2)}{m_2(m_2^2+1)(m_1^2+1)(\beta^2-1)}$ $C_3=L_3^*=\frac{m_2(m_2^2+1)(m_1^2+1)(\beta^2-1)}{(m_1^2-m_2^2)(1-\beta^2m_2^2)}$ $Z_\pi/Z_T=\frac{(1+m_1^2)(1+m_2^2)}{(m_1+m_2)^2}$
13/2				

hiányzik, az alsó pólus van 0-án ($m_2 = \beta^{-1}$); míg az első rekeszben levő tagnak egyik pólusa 0-án, másik ∞ frekvencián van.

Ez utóbbi féltag az egyetlen, melynek duálja nem ad újabb féltagot.

A táblázatokban a hullámimpedanciákat is feltüntettük: a záró tartományokban jellegdiagram-szerűen, az áteresztő tartományban pedig a berajzolt görbével alakhűen kivántuk a valós hullámellenállásnak a frekvencia függvényében való lefutását szemléltetni. A 3 és 4 típusú impedanciával egypontos az 1, 2, 5, 6, 9, 10-zel kétpontos, 15 és 16-tal jó három pontos, a 13 és 14 típusúval pedig négypontos illesztés valósítható meg. A 7, 8, 11 és 12 típusú impedanciák alkamazását kerüljük. Hárompontos illesztés — még ilyen durván aszimmetrikus is — csak meghatározott modulusértékek esetén valósítható meg velük. Legtöbbször e négy típus is csak egypontos, illesztést ad.

A táblázatainkban megadott sávszűrőféltagok megfelelő összeválogatásával tetszés szerinti követelményeket teljesítő hullámsávszűrő aránylag gyorsan és egyszerűen megtervezhető.

Az egyes féltagok jellemzőinek bővebb ismertetésére, és a sávszűrőláncok tervezésére egy későbbi számunkban még visszatérünk.

IRODALOM

1. *Hennyey Zoltán:* Lineáris áramkörök elmélete. Akadémia Kiadó, Budapest, 1958.
2. *Cauer, W.:* Theorie der linearen Wechselstromschaltungen. Akademie Verlag. Berlin, 1954.
3. *R. V. Brandt:* Ein einheitliches System der Dimensionierung von Bandpassen nach Zobel und Laurent. Frequenz, Band 7, 1953. Nr. 6. 167—180.
4. *Laurent, T.:* Zig-Zag Filters. Electrical Engineering 1. 1959. Nr. 133. Stockholm.

SZABADALMI SZEMLE

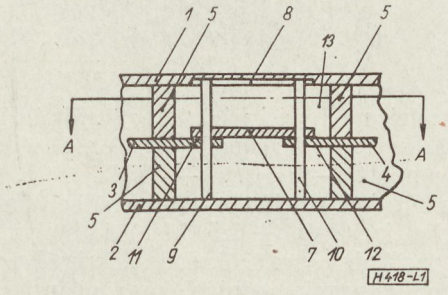
Összeállította LÉNÁRD LÁSZLÓ

Mikrohullámú kapcsolóelem és ezzel épített mikrohullámú tápvonalrendszer

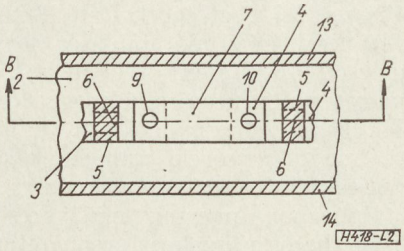
Bejelentette a BUDAVOX, Budapesti Híradástechnikai Vállalat, 1962. június 26-án (151 311; 21 a^4 64—77),

Feltalálók: *Uzsoky Miklós, Frigyes István* és *Gonda Józsefné* villamosmérnökök.

Mikrohullámú tápvonalrendszerekben gyakran kell az energiaáramlást valamely vezérlőjel hatására valamely közös tápvonalból leágazó két tápvonalszakasz közül az egyikbe vagy másikba irányítani. Az ilyen célra jelenleg használt átkapcsolók rezonáns elemeket, fémlemezeket vagy botokat tartalmaznak. Hátrányuk, hogy mechanizmusuk bonyolult, ami miatt gyakori a meghibásodás, és aránylag nagy teljesítmény kell a mozgatásukhoz. Nehézségekbe ütközik a nem használt szakasz reflexiómentes lezárása is. A ferrites kapcsolók hátránya, hogy 3000 MHz alatt nem használhatók. A garnet anyagok ugyan használhatók, de előállításuk drága. A találmány szerinti megoldás mindezeket a hátrányokat kiküszöböli azzal, hogy az *1* és *2* alaplemezű szalagtápvonal vezetőjének (*3*, *4*) egy szakasza önálló betétként (*7*) van kiképezve, amely a kapcsolást végzi. Az ábrákon látható bekapcsolt helyzetből átkapcsolás után a betét (*7*) a hornyban (*8*) helyezkedik el, amikor is a belső vezető nélküli szakasz a *13*, *14* oldalfalakkal együtt határfrekvencia alatti csillapítót képez, és a *3*, *4* belső vezetők között az energiaáramlás útját elzárja. A *7* lemez ferromágneses, és mágnessel vezérlik. A leírás ismerteti a kapcsolóelemek elrendezését a tápvonalrendszerekben (1. és 2. ábra).



1. ábra



2. ábra

ZEMANEK NÁNDOR
Budapesti Rádiótechnikai Gyár

Új FM 10-160 típusú URH rádió adó-vevő berendezés

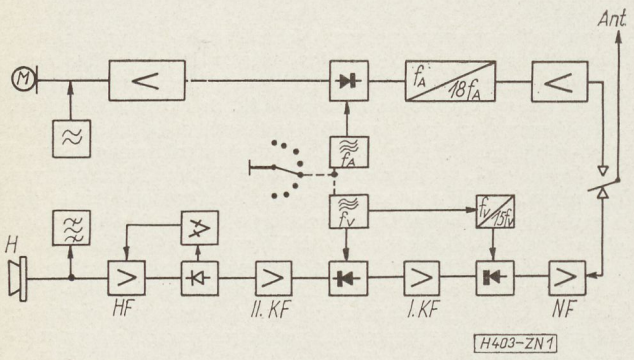
ETO 621.396.721 : 621.376.4

Az új típusú rádiótelefon berendezés korszerű elvek alapján, tetszetős kivitelben készült. Egyszerű kezelése és nagy megbízhatósága folytán a taxivállalatok, mentők, biztonsági szervek stb. nélkülözhetetlen hírközlő eszköze. Fő felhasználási területe: beszédösszeköttetés létesítése járművek (gépkocsik, motorkerékpár) és egy helyhez kötött központi állomás között. A kezelő egységek és tartozékok különböző típusainak használata azonban a fentiektől eltérő számos változat megvalósítását teszi lehetővé.

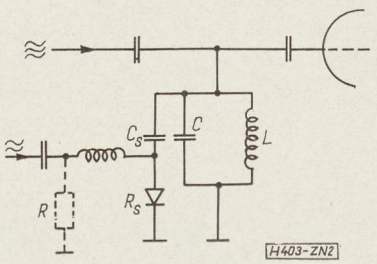
A gépkocsiba szerelt berendezés fogyasztása olyan csekély, hogy annál külön tápáramforrásról általában nem kell gondoskodni. A táplálást a gépkocsi akkumulátora túlterhelés nélkül biztosítani tudja.

A sokrétű felhasználást kívánja elősegíteni a szelektív hívás alkalmazása, mely lehetővé teszi, hogy a központi állomás az azonos frekvencián dolgozó 50 állomás közül bármelyiket felhívhassa. Tovább bővíti a felhasználási lehetőségeket a 6 V-os, 12 V-os, vagy 24 V-os feszültségű akkumulátor használhatósága, átkapcsolható 8 fix frekvencia, valamint szimplex vagy duplex üzem alkalmazhatósága.

A készülék felépítéséhez nyomtatott áramkörökkel kivitelezett modul-egységek vannak alkalmazva. Ezen modul-egységek por- és vízmentes kivitelű, kisméretű dobozban nyertek elhelyezést, amely könnyen rögzíthető a gépkocsi csomagtartójában, vagy az utasfülkében, esetleg az ülés alatt is.



1. ábra



2. ábra

Az áramkörök nagyrésze tranzisztoros kivitelű.

A készülék műszaki adatai közül a legjellemzőbbeket alább adjuk meg:

Frekvenciatartomány	136—174 MHz
Átkapcsolható csatornák száma	max. 8
A szomszédos csatornák minimális távolsága	25 kHz
A szélső csatornák maximális távolsága	800 kHz
Környezeti hőmérséklet	—25°. . . + 55° C
Adó teljesítmény	min. 8W
Modulációs rendszer	fázis moduláció
Névleges löket (1000 Hz-nél)	3,3 kHz
Löket korlátozás	kb. 6 kHz
Vevő érzékenység 12 dB jel/zaj viszonynál	jobb mint 0,5 μV
Szelektivitás a szomszédos csatornához	min. 80 dB
Torzítás	max. 7%
Hangfrekvenciás teljesítmény hangszóróval	kb. 2 W
kézibeszélővel	kb. 2 mW
Zajzár	folyamatosan szabályozható, elektronikus, gyors működésű
Fogyasztás	
Készenlét (vétel)	15 W
Teljes üzem (adás + vétel)	85 W
Súly	6,3 kg
Méretek	324×264×112 mm

A készülék működési vázlata az 1. ábrán látható.

Az adó készülék fázismodulált. A szükséges nagy stabilitás miatt (—25° C. . . + 55° C között, f = 160 MHz üzemi frekvencián a megengedhető maximális frekvenciaeltérés ± 2,5 kHz) kristályvezérlésű oszcillátor alkalmazása szükséges. A kristályvezérlésű oszcillátor frekvenciamodulációja azonban igen nagy nehézségekbe ütközik, ezért fázismodulációt alkalmazunk, amelynek leegyszerűsített vázlatát a 2. ábrán tüntettük fel.

Az LC elemekből álló rezgőkör rezonancia görbéje és fázis karakterisztikája szoros kapcsolatban áll egymással, amelynek következtében a rezgőkör ω_0 frekvenciáját megváltoztatva a rezgőkörön átfolyó nagyfrekvenciás áram φ fázisszöge is megváltozik. Az alkalmazott kapcsolás ezt a jelenséget használja fel. A kapcsolásban szereplő dióda egyenirányítja a nagyfrekvenciás jeleket. Így a moduláció nélküli esethez egy meghatározott folyási szög tartozik, melynél a dióda R_s ellenállást képvisel. Az R_s

ellenállás pozitív egyenfeszültségre csatlakozik, s így az R_s változtatása befolyásolja a nyugalmi előfeszítést. A fázismoduláció úgy jön létre, hogy hangfrekvenciával vezérelve a diódát, a nyugalmi folyási szög megváltozik, ezzel a nyugalmi R_s ellenállás is, így C_s kondenzátor hangoló hatása érvényesül és ω_0 változtatásával együtt a rezgőkörön átfolyó nagyfrekvenciás áram fázisszögét is megváltoztatja, ami által fázismoduláció jön létre.

Az R_s és C_s soros elemeket helyettesíthetjük paralel R_p és C_p elemekkel:

$$R_s + \frac{1}{j\omega C_s} = \frac{R_p \cdot \frac{1}{j\omega C_p}}{R + \frac{1}{j\omega C_p}}$$

Az így kapott összefüggésből R_p és C_p értéke a jobb és baloldal összehasonlítása után:

$$C_p = \frac{C_s}{1 + (\omega C_s R_s)^2} \; ; R_p = R_s + \frac{1}{\omega^2 C_s^2 R_s}$$

Az R_s dióda-ellenállás változásának hatására tehát kapacitás- és ellenállás-változás fog keletkezni, amelynek viszonylagos értékei:

$$\frac{dC_p}{C_p} = -\frac{2(\omega C_s R_s)^2}{1 + (\omega C_s R_s)^2} \cdot \frac{dR_s}{R_s} = -\frac{2}{1 + \left(\frac{\omega_s}{\omega}\right)^2} \cdot \frac{dR_s}{R_s} \qquad (1)$$

$$\frac{dR_p}{R_p} = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2 - 1}{R_s\left[\left(\frac{\omega_s}{\omega}\right)^2 + 1\right]} \frac{dR_s}{R_s} \qquad (2)$$

ahol $\omega_s = \frac{1}{R_s C_s}$

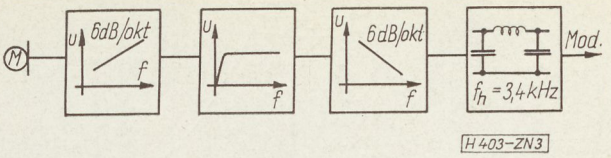
A (2) egyenlőség szélsőértékét vizsgálva, azt találjuk, hogy minimális parallel ellenállás-változást kapunk, ha az $\omega_0 = \omega_s$ feltételt kielégítjük. Vagyis, ha a R_s C_s elemek határfrekvenciáját egyenlővé tesszük a rezonancia-frekvenciával, a nemkívánt járulékos amplitudó-moduláció a legkisebb lesz.

A fázislöket meghatározásához az alábni módon jutunk:

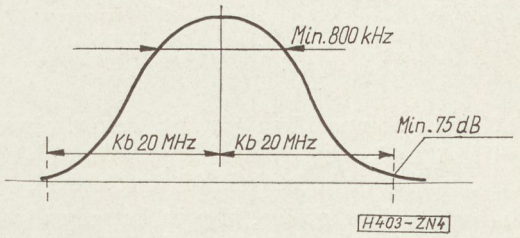
$$\Delta\varphi = f_1\left(\frac{d\omega}{\omega_0}\right); \frac{d\omega}{\omega_0} = f_2\left(\frac{dC_p}{C_p}\right); \frac{dC_p}{C_p} = f_3\left(\frac{dR_s}{R_s}\right) \qquad (3)$$

A $\frac{dR_s}{R_s} = f_4$ függvény a moduláló hangfrekcvenciás jeleket tartalmazza.

Az f_4 függvénnyel kapcsolatban az előbbiekben megállapítottuk, hogy a folyási szög változása befolyásolja a $\frac{dR_s}{R_s}$ értéket. A folyási szög pedig függ a moduláló feszültség amplitúdójától és annak frekvenciájától. Állandó értékű löket létrehozásához a



3. ábra



4. ábra

frekvencia függvényében 6 dB/oktáv nagyfrekvenciás levágás szükséges. Az f_4 függvény amplitúdóérzékenysége a dióda karakterisztikájával függ össze, amelyet az adott típusnál méréssel határozhatunk meg.

Az f_3 függvényt a (1) képlet adja meg, míg az f_2 függvényt a Thomson-formula szolgáltatja. Az f_1 függvényt a rezgőkör fázis karakterisztikája adja meg, amely jó közelítéssel $\varphi = \text{arctg}\, 2Q \frac{d\omega}{\omega_0}$. A Q érték behelyettesítésénél R_p értékét is figyelembe kell venni.

Modulációs torzítást a rendszerben két tényező okoz. Egyrészt a dióda karakterisztikája, amelynek hatását helyes munkapont-beállítással minimális értéken tudjuk tartani, másrészt a fáziskarakterisztika torzulása, amelyet a rezgőkör jósági tényezőjének R_p változása miatti változása okoz. Az utóbbi torzítás minimális szinten való tartását az $\omega_0 = \omega_s$ feltétel kielégítése teszi lehetővé.

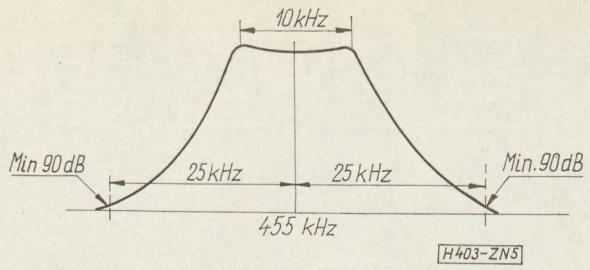
A löketkorlátozását a hangfrekvenciás amplitúdó levágásával érjük el, amelyet a 6 dB/oktáv meredekségű levágás előtt kell elvégezni. A zajviszonyok javítása céljából azonba a vevőkészülékben 6 dB/oktáv nagyfrekvenciás levágás van, így ennek kompenzálására az adóban 6 dB/oktáv meredekségű magashang-kiemelést kell alkalmazni. A spektrum kiszélesedésének elkerülésére a 3,4 kHz feletti moduláló frekvenciákat szintén le kell vágni. Az adó hangfrekvenciás egysége, amely a diódás modulátort vezérli, a 3. ábrán látható.

Az adó további fokozatai a szokásos sávszűrőkkel kivitelezett sokszorozó fokozatok, amelyek a QQE03/12-es csővel működő végerősítő egységet vezérlik, amelyből az energia csatoló hurok útján kerül az antennába.

A vevőkészülék a következő három modul-egységből áll:

a Nagyfrekvenciás egység az oszcillátorral,
a KF erősítő egység,
a Hangfrekvenciás egység a zajzárral.

A nagyfrekvenciás jelek erősítésére egyfokozatú erősítő szolgál, mely 4 + 1 rezgőkört tartalmaz.



5. ábra

Feladata az antenna illesztése és a tükörfrekvencia csillapítása. A 4. ábra tünteti fel az erősítő átviteli görbéjét, a jellemző értékek feltüntetésével.

A kapcsolás érdekessége, hogy a kétszeres transzponáláshoz egyetlen kristályvezérlésű oszcillátort alkalmaz, s így az első középfrekvencia a kristálytól függően változik. A kétszeres transzponálás folyamata az 1. ábra tömbvázlatán jól követhető. A vevőkészülék leglényegesebb része a középfrekvenciás erősítő a limiterekkel, amely meghatározza a csatorna kiosztást és a készülék torzítását is. A legnagyobb problémát a 100 dB-es erősítés mellett megkövetelt igen nagy oldalmeredekség megvalósítása okozza. A középfrekvenciás erősítő tranzisztorokkal és 3×4 körös szűrőkkel kivitelezett fokozatainak együttes átviteli görbéje az 5. ábrán látható.

A demodulátor és a hangfrekvenciás erősítő a szokásos kivitelű és a szükséges erősítés megvalósítása mellett elvégzi a 6 dB/oktáv meredekségű nagyfrekvenciás levágást is.

Vételszünetben a kellemetlen FM-sustorgás elkerülésére zajzárat alkalmaztunk, amelynek érzékenysége a kezelődobozban elhelyezett potenciométerrel szabályozható. A demodulátor kimenetére egy felül áteresztő szűrő csatlakozik, amelynek határfrekvenciája az átvinni kívánt hangfrekvenciás sáv felett van. A szűrő után (amelyen csak a zajösszetevők jutnak át) erősítés, majd egyenirányítás következik, s az így nyert egyenfeszültség (zaj jelenlétében) lezárja az utolsó hangfrekvenciás tranzisztort. Vétel esetén zaj nincs, s így a lezárás is megszűnik.

A készülékhez egy kezelődoboz is tartozik, amely célszerűen a gépkocsi műszerfalára erősíthető. A doboz az alábbi kezelőszerveket tartalmazza: ki — bekapcsolás, adó bekapcsolás, csatorna váltás, hívóhang adás, zajzár beállítás.

Az új FM 10—160 típusú URH rádió adó-vevőberendezés a magyar ipar korszerű terméke. Egyneműsége és megbízhatósága, valamint csinos kivitele szerencsésen egészíti ki híradástechnikai kisberendezéseink választékát.

IPARI TELEVÍZIÓ berendezés működés közben megtekinthető a

MŰSZER- ÉS IRODAGÉP-ÉRTÉKESÍTŐ VÁLLALAT

2. SZ. MINTATERMÉBEN,

BP. VII., MAJAKOVSZKIJ- U. 59. SZ. ALATT,

naponta 9 és 13 óra között

Szakmai tanácsadás

HASKÓ FERENC–HEGYI LÓRÁNT
Orion Rádió és Villamossági Vállalat
GÁTI GYÖRGY
Nyomdafesték Gyár.

Mártóforrasztási módszerek összehasonlító vizsgálata

ETO 621.791.356.001.4

Általános ismertetés

Nyomtatott áramkörök gyártásának egyik legnagyobb technológiai előnye a mártóforrasztás alkalmazásának lehetősége. Ezzel a módszerrel ui. az eddigi pákás forrasztás automatizálható tömeggyártássá vált. Magyarországon lényegében három mártóforrasztó módszert használtak, éspedig az ún. vasmaszkos, az állóhullámos és az álló óntükörre való mártás módszerét. Ezek a módszerek, mint majd látni fogjuk, egymástól a megolvadt forrasztóón és a forrasztandó tárgy érintkezési módjában különböznek. Eredményes forrasztáshoz az összes felületeknek fémtiszta, oxidmentes, egyszóval jól forrasztható állapotban kell lenniük. Az előkészítés módjára jelen cikkünkben nem térünk ki. Jól forrasztható felületeket tételezünk fel, és kísérleteinknél a forrasztás elősegítésére, folyósító anyagként fenyőgyanta 5%-os denaturált szeszes oldata szolgál. A forrasztóónfürdő összetétele minden esetben 60% Sn + 40% Pb, a fürdő hőmérséklete 240—245°. Az említett háromféle forrasztási módszer jellemző vonásai a következők:

Vasmaszkos eljárás

A vasmaszkos módszert 1957-ben az ORION Rádió Gyárban fejlesztettük ki. A módszer lényege abban áll, hogy a forrasztóón a forrasztandó lemezzel csak a forrasztási pontoknak megfelelő helyeken kerül érintkezésbe.

A pontszerű érintkezést a forrasztási pontoknak megfelelő helyeken átlyukasztott vaslemez (vasmaszk) teszi lehetővé. A forrasztóberendezés két részből áll. Az egyik rész a vasmaszkkal lefedett ónfürdő — amely egy elektromosan fűtött kád —, a másik rész a fürdővel összeköttetésben levő henger. A hengerben mozgó dugattyú segítségével az ónfürdő szintje emelhető. Forrasztáskor a dugattyú lenyomásával az ónfürdő szintjét olyan mértékben kell emelni, hogy az ón a vasmaszk nyílásain áttörve kis félgömböket képezzen. A forrasztást az ily módon képzett ón-félgömböcskék segítségével végzik el.

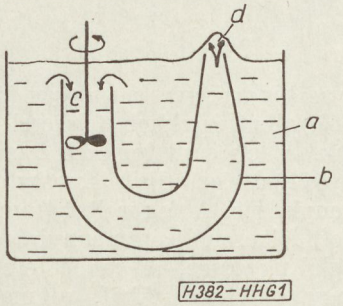
E módszert annak idején egyrészt a teljes felületen való mártással szemben elérhető ónmegtakarítás miatt fejlesztettük ki, másrészt a teljes felületen való mártás csapok és áthidalások képződéséhez vezetett a forrasztott felületen, amelyet akkor nem sikerült elkerülnünk. Újabb eljárások kipróbálását az tette szükségessé, hogy a vasmaszkos eljárás egyrészt nem automatizálható, másrészt pedig minden egyes típusú lemez forrasztásához külön forrasztóberendezést kellett készíteni. A vasmaszk cseréje ugyanis meglehetős nehézségbe ütközik, nem is szólva arról, hogy több típus párhuzamos gyártása esetén a csere nem is lehetséges.

Óntükrös módszer

E módszer lényege, hogy a forrasztandó lemezt megolvadt ónfürdő felszínére helyezzük, majd a forrasztási idő leteltével arról leemeljük. A ráhelyezés és leemelés különböző módszerekkel történhet. Ezek a módszerek mind azt célozzák, hogy óncsapok, ill. az egyes vezetékek közötti áthidalások keletkezése elkerülhető legyen. A módszer legnagyobb előnye a berendezés egyszerűsége, hiszen az csupán egy hőfokszabályzással ellátott vaskádból áll. Előnye továbbá az is, hogy egyszerű eszközökkel gépesíthető, ill. automatizálható.

Hullámforrasztás

Az utóbbi években nagyon elterjedt az ún. hullámforrasztás, amely abban áll, hogy a forrasztandó lemezt egy valamilyen módon előállított álló forrasztóón-hullámon húzzák végig, miközben a lemez az ónolvadékkal érintkezvén a forrasztás megtörténik. Az egyik legismertebb és általunk is kipróbált módszer az ún. FLOW SOLDER-eljárás. A FLOW SOLDER forrasztógép lényegében ónfürdőbe merülő U alakú csatornából áll (l. 1. ábra), amelynek egyik vége kb. 10×250 mm méretű résben végződik. A megolvadt ónt a csatornában forgó csavar áramoltatja a rés irányába. A résen kiáramló ón képezi a forrasztó állóhullámot. A csavar fordulatszámának változtatásával a hullám magassága szabályozható. Az ónfürdőt automatikus hőmérséklet- és szintszabályozással látták el. A berendezéshez tartozik még a hullámforrasztóhoz hasonló lakkozó szerkezet, amely a forrasztandó lemezeket forrasztólakkal vonja be, és a lakk megszárítását szolgáló sötéten sugárzó infraszárító. A láncos továbbító szerkezet a forrasz-



1. ábra. A Flow solder forrasztógép sematikus vázlata; *a* — kád, *b* — U alakú csatorna, *c* — csavar, *d* — ónhullám

tandó lemezeket befogó keretekben viszi végig a lakkozás-szárítás-forrasztás műveletsoron. A továbbító sebessége 60—120 cm/perc határok között változtatható.

Forrasztómaszkok

A tükör- és a hullámforrasztás a nyomtatott huzalozás (a szabad rézfelület) teljes felületét beónozza. A teljes felületű ónozás maszkokkal kerülhető el. A maszk valamilyen lyukasztott fólia vagy a lemez felületére felhordott lakkréteg. Fóliaként vagy hőálló ayagot alkalmaznak, amely a forrasztás során nem megy tönkre és ezért többször felhasználható (pl. szilikongumival impregnált üvegszövet), vagy hulladékpapírt, amely olcsó és csak egyszer használható fel. A fóliamaszkot tükörforrasztáskor az ón a lemezhez szorítja. Hullámforrasztásnál ezeket a maszkokat az áramló ón inkább leszakítani igyekszik, ezért nem alkalmazhatók. Lehetséges volna a maszk felragasztása is. Ehhez azonban olyan hőálló ragasztóra lenne szükség, amelynek a forrasztás utáni eltávolítása okozna gondot. Hullámforrasztáshoz ezért csak a festékmaszk jöhet szóba.

A festékmaszk olyan festékréteg, mely a forrasztási hőmérsékletet károsodás nélkül kibírja. Mivel a forrasztás után nem távolítják el — tehát nyomtatott huzalozást egyúttal védi is —, az áramkörökre nem fejthet ki káros elektromos hatást, és a klimatikus igénybevételeket is jól kell bírnia. Kísérleteink eredményeképpen elkészült festék (SERIMASZK) a fenti követelményeknek megfelelt. Felhasználása a következőképpen történik: a lemezeket gondosan zsírtalanítják és oxidmentesítik (oldószeres és mechanikus tisztítás). A tiszta oxidmentes lemezekre a maszkfestéket szitanyomással, megfelelő nyomósablon segítségével hordják fel. Kb. 1 órás szikkadás után 1 órás szárítás következik 100 C°-on. Ezzel a festékmaszk szerelésre és forrasztásra kész.

Kísérleti rész

Annak eldöntésére, hogy a felsorolt forrasztási módszerek közül melyik alkalmazása célszerű, kísérleteket végeztünk. Kísérleteink folyamán vizsgáltuk az egyes eljárásoknál az ónfogyást, a hibás forrasztások arányszámát és a lemezek hőigénybevételét. A hőigénybevétel vizsgálata alkalmával kiterjesztettük megfigyeléseinket a folyósító anyagoknak és a különböző maszkoknak a nyomtatott lemezek felmelegedésére gyakorolt hatására is. A kísérleteket az AT 611-es készülék nyomtatott lemezeivel végeztük.

Ónfogyasztás

Az ónfogyasztás mérésére a valóság jó megközelítése céljából alkatrészekkel felszerelt lemezeket alkalmaztunk. A felszerelt lemezek forrasztás előtti és utáni súlykülönbsége adja a forrasztásra felhasznált ón mennyiségét. A felsorolt három módszerrel meghatározott felhasznált ón mennyiségét az 1. táblázatban foglaltuk össze. A kapott eredményekből látható, hogy a vasmaszkkal, a maszk nélküli hullámforrasztással és a maszk nélküli tükörforrasztással a kísérleti hibahatáron belül azonos eredmény

1. táblázat

Forrasztási módszer	Ónfogyasztás (g)	
	I	II
Vasmaszk	—	26,5
Flow solder	62	24
F. s. + maszk	41	12
Tükörforr.	60	25

mutatkozik. A vasmaszkos forrasztásnál az ón nem vonja be folyamatosan a rézfelületet, hanem nagyobb csomókat képez. A tükör, de különösen a hullámforrasztásnál a forrasztott felületet az ón szép egyenletes vékony réteggel vonja be. Festékmaszk alkalmazása az ónfogyasztást lényegesen csökkenti. Ugyanez vonatkozik a fóliamaszkokra is.

A kapott eredményeket bizonyos mértékig módosítják az egyes forrasztási módszerek természetéből következő veszteségek. A vasmaszkos eljárásnál ui. a lyukakon csak abban az esetben keletkezik a kis öngömböcske, ha az ónfelület tiszta. Oxidok vagy más szennyeződések (folyósító anyag maradékai) miatt a gépeket igen gyakran kell tisztítani, ami tekintélyes mennyiségű ónveszteséggel jár. Tükörforrasztásnál ónveszteség az ónolvadék felületének oxidációja következtében keletkezik. A felületi oxidokat minden egyes forrasztás előtt el kell távolítani (pl. kerámia lap segítségével). Hullámforrasztásnál is oxidálódik az ónfürdő felülete. Az oxidálódás csökkentésére az ónfürdő felületén, valamilyen védőréteget alkalmaznak. A védőrétegből csak az ónhullám emelkedik ki, és így csak a viszonylag kis felületű ónhullám van szabadon. Becslésünk szerint ezek a járulékos ónveszteségek a hullámforrasztásnál a legkisebbek. Ezt a becslést alátámasztják az üzemi ónfelhasználási adatok is.

Forrasztási selejt

Az egyes eljárások megbízhatóságát a hibás forrasztási pontok arányszámának segítségével értékeltük ki. A vizsgált lemezen 350 forrasztási pont volt, amelyeken minden egyes forrasztás után megszámláltuk a forrasztatlanul maradt és a hibásan beforrasztott pontok számát. Méréseink során az egyes eljárások összehasonlításán kívül az alkatrészkivezetések felületi állapotának a forraszthatóságra gyakorolt hatását is vizsgáltuk. Az eredményeket összefoglaló 2. táblázat adataiból a következők állapíthatók meg:

2. táblázat

Forrasztási módszer	Hibás forrasztás %
Vasmaszk	13—15
Flow solder, kivezetések	
előkészítés nélkül	13
tisztítva	11
és előónozva	10,7
F. s. + maszk	7
Tükör + maszk	6

a) Legtöbb a forrasztási hiba a vasmaszkos eljárásnál. Ennél valamivel kevesebb a hullámforrasztásnál.

b) A festék és a fólia-maszk a forrasztási hibákat kb. 6%-kal csökkenti a maszk nélküli forrasztáshoz képest.

c) Az alkatrész-kivezetések viszonylag csekély mértékben (kb. 2,5%) befolyásolják a hibás forrasztások arányszámát.

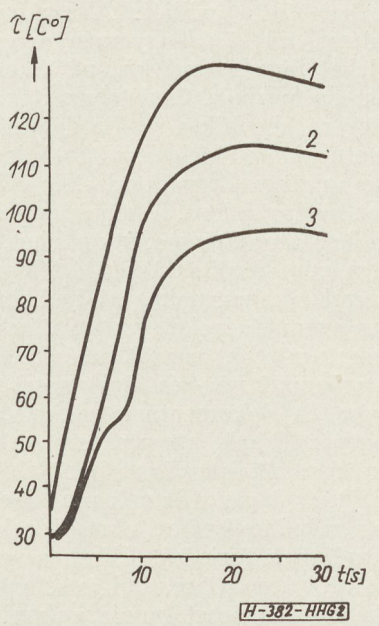
A forrasztási selejt mérési eredményeiből legfontosabb számunkra a maszkoknak a forrasztási selejt csökkentésére gyakorolt hatása. Maga a jelenség valószínűleg azzal magyarázható, hogy a maszkok lényegesen lecsökkentik a szabad forrasztandó felületet és ezáltal a forrasztóónnak a visszamaradt kis bevonandó felületre gyakorolt fajlagos nyomása tetemesen megnövekszik.

A lemezek hőigénybevétele

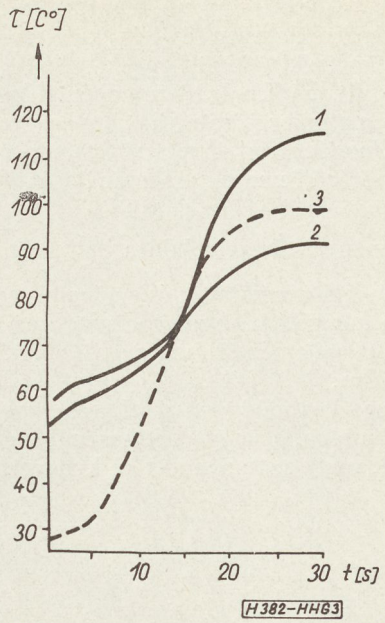
A lemezek hőigénybevételének vizsgálata céljából a lemezek felmelegedésének időbeli változását mértük.

A vasmaszkos módszernek a lemezek felmelegedésére gyakorolt hatását nem vizsgáltuk, a módszert ui. az eddigi vizsgálatok alapján elvetettük.

A lemezek hőmérsékletének mérésére kis tömegű vas-konstantán hőelemet használtunk. Minden vizsgált lemezbe 1 mm mély (a lemezek 1,6 mm vastagok) 2 mm átmérőjű lyukakat fúrtunk. E lyukakba mindig azonos mennyiségű higanyt töltöttünk és használtunk hőközlésre. A hőelemet a higanycseppbe süllyesztettük. Hőmérséklet-idő diagramokat a tükör- és a hullámforrasztással készülő lemezeknél vettünk csak fel. A hőmérséklet-értékeket két másodpercenkint olvastuk le. A tükörforrasztásnál 0 mp-nek vettük a fürdőre helyezés pillanatát, míg a hullámforrasztásnál azt az időpillanatot, amikor a mért pont az ónhullámot elérte. Tükörforrasztásnál a lemezt 5 mp-ig tartottuk az ónfürdőn, majd levettük



2. ábra. A tükörforrasztás felmelegedési görbéi; *1* maszk és forrasztólakk nélkül, *2* maszk nélkül forrasztólakkozva, *3* maszk és forrasztólakkal



3. ábra. A hullámforrasztás felmelegedési görbéi; *1* maszk nélkül előmelegítve, *2* maszkkal előmelegítve, *3* maszkkal előmelegítés nélkül

róla. A hullámforrasztásnál az előtolás sebessége 80 cm/perc volt. A hőfokleolvasást mindaddig folytattuk, amíg a lemezek lehűlése a maximális hőmérséklet elérése után el nem kezdődött. Méréseink eredményeit a 2. és 3. ábra tartalmazza. Az ábrákból leolvasható, hogy a kisebb hőigénybevételt a hullámforrasztás jelenti. Ez elsősorban a lemeznek az ónfürdővel való rövidebb idejű és kisebb felületű érintkezésével magyarázható, mint a tükörforrasztással. A tükörforrasztásnál ui. a lemez teljes felülete, a hullámforrasztásnál viszont csak a hullámnak megfelelő kb. 2 cm széles sáv érintkezik az ónfürdővel. Csökkenti a lemezek felmelegedését a folyósító anyag is. Hőmérsékletcsökkentő hatását három tényező eredményezi: 1. a folyósító anyag hőszigetelő hatása, 2. a folyósító anyagban maradt oldószer elpárologtatásához szükséges párolgási hő és 3. a fenyőgyanta termikus bomlásának hőszükséglete. A hullámforrasztásnál az infraszárítás elhagyása, mint ez várható, szintén csökkenti a lemez felmelegedését. Maszkok alkalmazása hőszigetelő tulajdonságukból eredően kedvezően hat a lemezek felmelegedésére.

A közölt görbékről leolvasható hőmérséklet-különbségek nem túlságosan nagyok. Ezért felmerülhet az a kérdés, hogy a lemezek igénybevétele szempontjából tekintetbe veendők-e. Véleményünk szerint igen. Indoklásunk a következő:

A mérési eredmények a lemezbe süllyesztett furatban levő higanycsepp hőmérsékletét tüntetik fel. A higanycseppet az ónfürdőtől a 0,6 mm vastag papírbakelit és a rézfóliát rögzítő ragasztóréteg választja el. Ezek mint műanyagok közismerten rossz hővezetők. Ennek következtében a rézfóliával közölt hő a higanycseppig csak veszteségekkel jut el. Csökkenti még a higanycsepp hőmérsékletét a saját maga által elsugárzott hő is, amely a hőmérséklet-

emelkedés köbe szerint nő. Összegezve: a higanycsepp hőmérsékletében észlelt különbségeknél nagyobb hőmérséklet-különbségek tételezhetők fel a ragasztó-, ill. papírbakelit-rétegben. Nagyon fontos esetünkben a ragasztóréteg hőigénybevételének csökkentése, mert ezáltal lehetővé tesszük esetleg gyengébb minőségű lemezek felhasználását is.

Az eredmények összefoglalása

Az elvégzett vizsgálatok és az üzemi tapasztalatok alapján a felsorolt háromfajta forrasztási módszerrel kapcsolatos véleményünket az alábbiakban foglalhatjuk össze:

A vasmaszkos módszert az eljárás gépesítésre való alkalmatlansága, a nagy önfelhasználás és a forrasztási hibák nagy száma miatt el kell vetni.

A tükörforrasztás mellett szól a berendezés egyszerűsége, a hibás forrasztások kis száma, az előbbinél kedvezőbb önfelhasználás és az eljárás gépesíthetősége. Az összes szempontokat figyelembe véve ez a módszer kis sorozatok gyártásánál a legelőnyösebb.

A hullámforrasztás nagy termelékenységével tűnik ki. Ezenkívül előnye a kisebb önfogyasztás is. Az eljárás alkalmazhatóságának feltétele, hogy az önfürdő szennyeződésmentes legyen. Elsősorban a horganyszennyezés olyan mértékben csökkenti az önfürdő felületi feszültségét, hogy a mártó eljárással forrasztott lemezeken hosszú óncsapok és áthidalások képződnek.

A festék- vagy fólia-maszk emeli az eljárások megbízhatóságát és csökkenti a hőigénybevételt. Ezért alkalmazásuk előnyös.

KÜLFÖLDI ESEMÉNYEK

Összeállította: SZÖLLÖSI GYÖRGYNÉ

Műszaki és tudományos tájékoztatási kongresszus és kiállítás Rómában

A Comitato Nazionale per la Produttivita 1964. év elején nemzetközi kongresszust és kiállítást rendezett a műszaki és tudományos tájékoztatás kérdéseivel kapcsolatban. A kongresszusnak 149 olasz és 148 külföldi résztvevője volt, Magyarországot heten képviselték. A kongresszus 8 napja alatt 92 előadás hangzott el. A kongresszust a műszaki tájékoztatás módszereit és eszközeit bemutató kiállítás és az IBM-nél, valamint a római Városháza gépi adatfeldolgozó központjánál tett szakmai látogatások egészítették ki.

A kongresszus első szekciója a dokumentumok analízisének és feldolgozásának kérdéseivel foglalkozott. A vitaindító beszédet A. Scortecci professzor mondotta, majd beszámolók következtek, melyek közül az ISO/TC 46 szabványosítási technikai bizottság munkajelentését, a STET olasz kutató intézet telefontechnikával kapcsolatosan kidolgozott nomenklatura rendszerének ismertetését, H. Krieg szisztematikus osztályozórendszer kiépítésének fontosságát hangsúlyozó előadását, valamint D. Kervegant dokumentációs munkával kapcsolatos pszichológiai szempontokat és vizsgálatokat ismertető előadását kell kiemelni.

A második szekció a dokumentációs munka eszközeivel, az automatizálás lehetőségeivel, és az ezzel kapcsolatos technika jelenlegi helyzetével foglalkozott. Vitaindító beszédében M. Langfelder (olaszországi IBM) rámutatott arra, hogy a világon évenként megjelenő értékes, új eredményeket közlő cikkek száma meghaladja a milliót. A szakirodalomnak ezt a hatalmas áradatát hagyományos eszközökkel már nem lehet figyelemmel kísérni, és ebből óriási veszteségek származnak. Csupán az Egyesült Államokban 10%-ra becsülik a szakirodalom nem megfelelő ismeretéből adódó felesleges kutatások számát, ami évente mintegy 1 milliárd 250 millió dollár szükségtelen kiadást jelent. A helyzeten segíteni csak a dokumentáció gépesítésének útján lehet. A legtöbb eredményt a gépi fordítás terén érték el. Számos helyen sikerrel alkalmaznak gépi lyukkártyákat és elektronikus számítógépeket szakkérdésekre vonatkozó irodalmi adatok visszakeresésére, irodalomjegyzékek, valamint név- és tárgy szerinti indexek összeállítására. A dokumentáció gépesítésének előfeltétele, hogy a cikkek, könyvek stb. számítógépen való feldolgozásra alkalmas formában, tehát lyukkártyán vagy lyukszalagon álljanak rendelkezésre, illetőleg hogy a már kifejlesztett olvasógépek szélesebb körben el tudjanak terjedni. Ebben az esetben ui. megoldható gépi úton a tartalmi összefoglalók (referátumok) készítése, az osztályozás, valamint a folyamatos témafigyelés is.

A dokumentáció gépesítésével foglalkozó előadások közül ki kell emelni a következőket:

A. Chonez: A fizikával kapcsolatos új eredményekről rendszeres bibliográfiai kiadványt készítettek IBM 1401-es számítógép felhasználásával.

K. Ofer: Kis vállalatok számára is kifizetődő lehet elektronikus számítógép igénybevétele, amennyiben a vállalat által más (pl. könyvelési) célokra vásárolt berendezés üres idejét használják ki. Az izraeli Chemicals and Phosphates cégnél az információk szelektív terjesztését és az információvisszakeresést oldották meg IBM 1801. mágneslemezes elektronikus számítógéppel.

F. Levery: Kísérletet végeztek a gépi index készítéssel kapcsolatban és úgy találták, hogy a gép ugyanazt az eredményt hozta ki, mint a jó dokumentátorok.

G. Kaldara: Az ún. KWIC indexek gépi előállításáról számolt be.

J. Perez: A fotoelektromos elven működő Filmorex berendezésekkel végzett dokumentációs munka tapasztalatairól tájékoztatta a Kongresszus résztvevőit.

A. Shappy: A FAO Nemzetközi Élelmezési és Mezőgazdasági Szervezet dokumentáció gépesítési tevékenységét ismertette. Lyukszalagos írógépek felhasználásával nemzetközi rendszert építettek ki a bibliográfiai adatok gyors cseréjének megoldása céljából.

M. Pacifio: Olcsó gépi dokumentációs rendszert ismertetett, mely gépi lyukkártyákkal dolgozik.

L. Dussi: Ugyancsak a dokumentáció gépesítés és a lyukkártyák kapcsolatával foglalkozott.

Számosan tárgyalták a szabadalmak szerepét a műszaki tájékoztatás szempontjából, valamint a szabadalmi dokumentáció kérdéseit.

Előadások hangzottak el a dokumentációs munka költségkihatásairól és gazdaságosságával kapcsolatban is.

A harmadik előadáscsoport a dokumentációs központok és irodák szervezésével, felépítésével és vezetésének módszereivel foglalkozott. E. Pietsch professzor, a Gmelin Institut igazgatójának előadása után nemzeti és nemzetközi dokumentációs szervezetek, valamint nagyvállalati dokumentációs irodák képviselői számoltak be a nálunk folyó munkáról. Különösen érdekes volt az EURATOM dokumentációs munkájáról szóló jelentés.

Az előadások negyedik csoportja a dokumentáció terén kialakuló nemzetközi együttműködés lehetőségeivel és szükségességével foglalkozott. Ezek közül az UNESCO nemzetközi dokumentáció-szervező tevékenységét ismertető beszámoló emelkedett ki. A felszólalók egyöntetűen annak a véleményüknek adtak kifejezést, hogy a műszaki tájékoztatás megvalósítása szoros nemzetközi együttműködés és jó kapcsolatok nélkül lehetetlen, és az egyes szervek közötti tapasztalatcserék, ill. a kutatási eredmények cseréje mellett szálltak síkra.

A kongresszussal egyidőben megrendezett kiállításon a különböző országok, nemzetközi szervezetek, valamint vállalatok dokumentációs kiadványait, reprográfiai berendezéseket, valamint a dokumentáció automatizálásában felhasznált lyukkártyás és elektronikus gépeket mutatták be. Különleges érdeklődés kísérte az IBM cég bemutatóját, melynek során programot futtattak le az elektronikus számítógép felhasználásával végzett témafigyelés bemutatására, valamint gépi úton előállították a dokumentációval foglalkozó szakcikkek jegyzékét.

Vásárhelyi Pál

Katódelektronikai konferencia — Kievben

A Szovjet Tudományos Akadémia Rádiótechnikai Tagozata, az Ukrán Tudományos Akadémia Fizikai Intézete, valamint a POPOV Rádióelektronikai Műszaki Tudományos Egyesület 1963. november 11—16-ig megrendezte a XI. Katódelektronikai Konferenciát, mely 2—3 évenként kerül megrendezésre a Szovjetunió különböző városaiban.

A Katódelektronikai Konferencia célkitűzése az, hogy különböző Szövetségi Köztársaságok akadémiáinak, egyetemeinek, ipari kutató-intézeteinek kutatómunkáiról, legújabb eredményeiről adjon ismertetést, bizonyos mértékben a kutató-munkákat összehangolja és új kutatási irányokat megtárgyaljon.

Szokás továbbá, hogy a szocialista tábor országaiból meghívnak előadókat, akik a katódelektronikakutatása terén elért újabb eredményeikről előadások keretében számolnak be.

A XI. Katódelektronikai Konferenciára általánosan jellemző volt az elhangzott előadások magas színvonala, melyek zömmel vákuumtérben levő szilárdtestek felületi jelenségével, elektron és ionemisszió alapkutatásokkal foglalkoztak.

Az előadások plenáris üléseken kívül 5 szekcióra tagozódtak:

1. Szilárdtestek, fémek és félvezetők felületi adszorbciója és deszorbciója, vékonyrétegek szerkezetének tulajdonságai, elektron és ionemissziója vákuumtérben.
2. Termikus elektronemisszió, termion-generátorok (konverterek).
3. Fotoemisszió, elektronok és ionok által kiváltott szekunderemisszió.
4. Tér-emisszió, tunelkatódák, vékonyrétegfizika.
5. Nehéz részek: atomok, ionok, és molekulák gyorsított sugarainak kölcsönhatása szilárdtestek felületére.

A plenáris előadások összefoglaló jellegűek voltak. A bevezető előadásban a kozmikus térben áramló elektronok és ionok eloszlásáról, a sugárzási övezetek szerkezetéről, valamint a mesterséges égitesteken működő elektronikus berendezésekre gyakorolt hatásáról adtak részletes átfogó képet.

Továbbiakban a ceziumplazma fizikájának néhány kérdését tárgyalták, különös tekintettel a termoion-generátorokban fellépő jelenségekre, mint a katód kilépési és az anód belépési munkájának változása a hatásfok függvényében. Beszámoltak a külső és belső téremisszión alapuló elektronforrások alapkutatásáról és azok várható fejlődéséről, kiemelve a vékonyrétegek tanulmányozásának fontos kérdését.

A legtöbb előadás szilárdtestek, — elsősorban fémek felületén végbemenő adszorbciós és diffúziós jelenségek kinetikájával foglalkozott. Figyelemre méltó volt Ja. P. Zingerman előadása oxigénnek wolfram felületen történő adszorbciójáról. Ismertette kísérleti metodikáját és mérési eredményeit, melyek lehetővé tették, hogy ultramagas vákuumtérbe beengedett gázmolekulák szorbcióját, rugalmas ütközését, reflektálódását meghatározzák. Továbbiakban tiszta wolfram felületen báriumnak adszorbciójáról és felületi migrációjáról közöltek érdekes adatokat. Egy következő előadásban az előadó tiszta wolfram felületen báriumnak és céziumnak felületi ionizációs tulajdonságáról közölt mérési módszert és eredményeket. Említést érdemel még Ju. G. Ptusinszkij előadása, mely módszert és mérési eredményeket közölt vékony rétegek Hall-effektusának változásairól különböző gázok adszorpciójának hatására.

Az előadások szekción belül is témák szerint csoportosultak, így a második szekció első előadáscsoportjában a termikus elektronemisszió elméleti kérdéseit tárgyalták, míg a második csoportban a tényleges izzókatódák, oxid-katódák, magfémek, oxidanyagok technológiáját, emissziós tulajdonságait, élettartamát tárgyalta. A harmadik csoportban a termoion-generátorok újabb konstrukciós megoldásait és a hatásfok javítására vonatkozó kísérleti megoldásokat ismertették.

Külön kiemelhetjük B. P. Nyikonov és munkatársainak új felfogását, melyeket kísérleti eredményekkel támasztottak alá, miszerint a báriumoxid magas hőmérsékleten (már az oxidkatód üzemi hőmérsékletén is) spontán módon kémiai redukció, vagy áramkivétel nélkül is átalakul n-típusú bárium fölösleggel bíró félvezetővé. Ez a megállapítás új színben tünteti fel az oxidkatód működési mechanizmusát és az oxidkatódról eddig alkotott elképzeléseinket átalakítja.

Érdekes előadásokban számoltak be impregnált katódok bárium-wolframátból réniumból és alumíniumból szintereléses eljárással való előállítási módjáról és emissziós tulajdonságairól.

Ebben a szekcióban került sor magyar részről Budincsevits Andor „Készletkatódák emissziós mechanizmusa és gyártástechnológiája" c. előadására.

A harmadik szekció előadásainak első csoportjában szekunder emisszióval kapcsolatos kérdéseket tárgyaltak, így a szekunder elektronok energia eloszlását, különböző energiájú elektronok fémeken való áthaladását és vékonyrétegek szekunderemisszióját tárgyalta.

A második csoportban különböző elemek és vegyületek kilépési munkájáról és energiaszintjeinek fotoemissziós úton történő meghatározásáról számoltak be, továbbá organikus félvezetők fotoeffektusával foglalkoztak.

A negyedik szekció a téremisszió általános kérdéseit tárgyalta, különösen félvezetők külső és belső téremisszióját, a téremisszió hőmérsékletfüggését, a téremissziós katódák gyakorlati megoldásait. Ebben a szekcióban került sor, szintén magyar részről, Winter E. akadémikusnak „Elektronoknak mozgásmechanizmusa gáztérben" c. előadására is.

Az ötödik szekció előadása foglalkozott fémeknek ionbombázás hatására kiváltott szekunder elektronemissziójával, valamint a hasonló úton létrejött másodlagos ionemisszióval. A továbbiakban kerámia anyagok ionbombázás hatására mutatkozó tulajdonságairól számoltak be.

A felsorolt előadások megjelennek a Dokl. Ak. Nauk. következő számaiban.

Az előadások egyrészének kísérleti berendezéseit is módunkban volt látni az intézet látogatása során és így alkalmunk adódott a kísérleti technika magas fejlettségi fokáról is meggyőződni. A mérések és vizsgálatok majdnem kizárólag ultra nagyvákuum feltételek között folytak.

A konferencia egészéből azt a tapasztalatot szűrhetjük le, hogy az elektronfizika és a vákuumfizika gyakorlati problémáival viszonylag kevés előadásban foglalkoztak, annál jobban kidomborodott az elmélyült alapkutatások fontossága a katódelektronika területén. Ezt a kievi Morgulesz iskola — mely több évtizedes katódkutatás terén elért eredményeivel is — méltóképpen képviselte.

A konferencia két záróelőadása különösen megragadó módon hangsúlyozta az elvi kutatások szükségességét és felhívták a figyelmet a téremissziós Tunel-katódák gyakorlati alkalmazásának lehetőségére, másrészt a vékonyrétegek rendkívül kiterjedt gyakorlati alkalmazására a fizikai alapkutatás területén.

A konferencia Elnöksége a legközelebbi ülést 1965-ben Leningrádban jelölte ki.

A konferencián a Szovjetunióból mintegy 450, a NDK-ból 14, a RNK-ból 2, BNK-ból 1, KNK-ból 3, MNK-ból 3 szakember vett részt.

dr. Budencsevits Andor

Az OIRT Technikai Bizottságának Prágai Konferenciája

Az OIRT 1964. április 13—23. között Munkakonferenciát tartott Prágában, amelyen az OIRT Technikai Bizottságának II. Tanulmányi Csoportja ülésezett, két szekcióban.

Az „A" akusztikai szekció az alábbi témákkal foglalkozott:

Kiegészítések a rendező és lehallgató helyiségek technikai paramétereinek ajánlásához.

A rádió- és televízió-hangjáték és zenei stúdiók technikai paraméterei.

A rádió- és televízióstúdiók hangszigeteléstechnikája.

Az iránydiffúzitás meghatározása.

A hangfelvételek és adások optimális dinamika tartománya.

A lehallgató csoportok munkája.

A stúdió ellenőrző berendezések minőségének megítélése.

A stúdiómikrofonok minőségének megítélése.

Számunkra a vita azzal a lényeges eredménnyel

végződött, hogy felülvizsgálták a stúdió ellenőrző berendezésekre (hangszórókra) vonatkozó jelenlegi ajánlásokat, s az újonnan nyert kutatási eredmények értékelésének tükrében elhatározták, hogy az NDK új szabványjavaslatot dolgoz ki, amelyben csak olyan műszaki paraméterek szerepelnek majd, melyek mérése a tudomány és technika mai színvonala alapján lehetséges és a lehetőségekhez képest egyértelmű. A konferencia nagy érdeklődéssel hallgatta a magyar bizottságnak a nemlineáris torzítással kapcsolatos kutató munkákról tartott beszámolóját. (Huszty Dénes, Georgi Penkov, Ivan Waltsew: A hangszórók nemlineáris torzításának irányjelleggörbéjéről, valamint: A hangszórók nemlineáris torzítását eredményező felharmonikusok irányjelleggörbéjéről. A fenti két tanulmány tárgyát képező kutató munkát a magyar szerző bolgár kollegákkal közösen 1963. évi bulgáriai tartozkodása alatt végezte: részletes ismertetésre került az 1964. évi budapesti III. Akusztikai Konferencián.) Az NDK és a CsSzK képviselői hasonló jellegű tapasztalataikkal megerősítették a magyar beszámoló tartalmát. Érdemes megjegyezni, hogy a méréstechnikában — tőlünk függetlenül — hasonló mérési módszerek alkalmazását szándékoznak bevezetni mind az NDK-ban, mind a CsSzK-ban: az elektroakusztikai átalakítókat az eddigi, időben színuszosan változó jel helyett terc-sávszélességű fehérzajjal tervezik táplálni. Ez a módszer véleményük szerint is — úgy tűnik — hogy alkalmasabb a régebben általánosan használt tisztahanggal végzett mérési eljárásnál. Ugyanis a tercsávú zaj elfedi a jelleggörbékben a fül számára amúgy is érzékelhetetlen interferenciás eredetű hangnyomásingadozásokat, ugyanakkor viszont kimutatja azokat az ingadozásokat, amelyek már észlelhetőek. Az elfedés következtében így a lényegtelen nem zavarja meg a lényeges megítélését.

Az NDK szabványajánlást dolgozott ki az OIRT részére a stúdiómikrofonok minőségi paramétereinek megítélésével kapcsolatban. Ez az ajánlás sok szempontból vitatható módszereket tartalmazott. A magyar bizottság hozzászólásában több definiciós és mérési problémával kapcsolatos kifogást emelt. A javaslatot készítő NDK delegáció a magyar bizottság kifogásait elfogadta, és az átdolgozás alkalmával figyelembe veszi. A szovjet küldött bejelentette, hogy most készült el — bár nyílvánosságra még nem hozták — a GOSZT új, mikrofonmérésre vonatkozó ajánlása. A munkabizottság véleménye az volt, hogy a lehetőséghez képest olyan szabványt kell kidolgozni, amely figyelembe veszi az egyes nemzeti szabványokat, azonban, tekintettel a stúdióüzem különleges minőségi követelményeire, nem látszik elkerülhetőnek az, hogy az OIRT ajánlások ne mutassanak lényeges eltérést az egyes nemzeti szabványoktól.

Az „M" elektroakusztikai, ill. mágneses szekció az alábbi témákkal foglalkozott:

A nemzetközi programcseréhez felhasznált hangszalagok paramétereinek meghatározása.

A nemzetközi programcserénél felhasznált mágnesszalagos hangfelvételek, tekercsek és magok a mágneses hangfelvételhez.

OIRT vizsgáló hangszalagok 76,2; 38,1; 19,05 és 9,53 cm/s szalagsebességekhez.

A rádió-stúdiótechnikában használt terminológia, rádió-házak és televízió-központok hangtechnikai automatizálása.

Képszinkron hangfelvételek pilotfrekvenciás eljárással.

A hangcsatornák paraméterei a rádiónál és televíziónál.

Kivezérlésmérő az átviteli csatornákon át közvetített nemzetközi programcseréhez.

A hangcsatornák paramétereivel kapcsolatos téma számunkra jelen pillanatban a legjelentősebb. Ezzel kapcsolatban az a határozat született, hogy a tagszervezetek bírálják felül a jelenleg használt berendezések minőségi paramétereit és dolgozzanak ki ésszerű, perspektivikus javaslatokat a berendezések által jövőben megkívánt paraméterekre. A jelenleg már beérkezett hozzászólásokat bírálva, a magyar bizottság felhívta a szekció figyelmét több, egymásnak ellentmondó műszaki igényre, amely az egyes tagszervezetek korábbi hozzászólásaiban szerepelt.

A magyar bizottság különösen fontosnak tartja a sávszélességgel kapcsolatos józan meggondolást. A túlságosan széles sáv átvitele minden esetben nemkívánatos mélyfrekvenciás jelek (ajtócsapkodás okozta hangnyomásingadozás, hálózati feszültségváltozás okozta instabilitás) jelenlétét okozza, ugyanakkor növeli a zajjal kapcsolatos nehézségeket a felső határfrekvencia indokolatlan kiterjesztése miatt. Ezért a sávhatárokat 30 Hz alá és 15 kHz fölé nem célszerű megválasztani; a sávhatárok környezetében viszont, az impulzusátvitel és a zajfeszültség alakulását mérlegelve, alul- és felülvágó szűrőt tanácsos alkalmazni.

Ipari szempontból érdekes továbbá, hogy a kivezérlésmérő műszaki paramétereinek vonatkozásaiban az üléseken szakmai szempontból egyértelmű állásfoglalás született, mely az OIRT Technikai Bizottsága 1965-ös konferenciáján végleges ajánlásként kerül majd nyilvánosságra.

Mind az „A" mind az „M" szekció több új tanulmányi kérdést vetett fel. Ezek között számtalan olyan probléma szerepel, amelynek ipari szempontból történő vizsgálata a hazai elektroakusztikai ipar jövője szempontjából elsőrendűen fontos. Sajnos, ezek vizsgálatát a jelenlegi szituáció — az, hogy a hazai elektroakusztikai ipar kutatási bázissal nem rendelkezik — gyakorlatilag lehetetlenné teszi.

Az OIRT konferencia hivatalos programjával kapcsolatos eredményeket — fentiekben lényegében összefoglaltuk. Véleményünk szerint — hazai szemszögből nézve — a konferencia sikeres volt, mert mindazokat a szerintünk helytelen ajánlásokat, amelyek számunkra kedvezőtlenek voltak, alapos műszaki indokaink következtében lényegében elvetették.

A konferencia programjában szerepelt néhány látogatás is, mely legalább annyira tanulságos volt részünkre, mint a hivatalos programon való részvétel. Egésznapos kirándulás keretében néztük meg a pilseni rádiót és az ott üzemelő sztereo kísérleti

stúdiót. Sztereo adásokat egyelőre nem folytatnak, bár kísérletképpen a TV- és a rádió-adó felhasználásával sugároztak már sztereo műsort. A stúdióban saját készítésű stúdióasztalokat használnak. Magnetofonjaik STM 10 típusú, magyar gyártmányúak. Itt három példány üzemel, meg vannak velük elégedve.

A rádió- és televízió prágai stúdióit is meglátogattuk. A TV kameráktól kezdve a monoszkópig mindenütt hazai gyártású (Tesla) berendezéseket alkalmaznak.

A csehszlovák rádió „KARLIN" nevű telephelyén a kollegák bemutatták az itt kifejlesztett stúdió ellenőrző hangszórót. A berendezés egy mélyreflex dobozos hangszórót, három közepes tartományban működtetett, a Tesla sorozatgyártásából származó oválhangszórót és egy tölcséres, nyomókamrás magas sugárzót tartalmaz. Az erősítő a berendezés aljában van, a mélyreflex doboz-résztől belülről elkülönített, de kívül vele összefüggő részben. Az egyes hangszóróegységeket LC szűrőtagok választják el egymástól, a keresztezési frekvenciák 500 Hz és 5000 Hz. A mélysugárzó 350 mm átmérőjű köralakú hangszóró, a középsugárzók 150×200 mm-es méretű kommersz rádióhangszórók, a magassugárzó pedig a VUELA által kifejlesztett és kissorozatban előállított tölcséres, nyomókamrás hangszóró. A berendezés hangnyomás-frekvencia jelleggörbéje mind szabadtérben, mind lehallgató helyiségben — tercsávszélességű zajjal mérve — igen jónak mondható. Az irányjelleggörbe magasfrekvenciákon is viszonylag széles. Sajnos, hanggenerátorról nem volt módunkban meghallgatni a hangszórót, így a torzításra vonatkozóan nem szerezhettünk közvetlen szubjektív benyomást.

Ugyanitt láttuk a csehszlovák rádió süketszobáját is. A szoba térfogata kb. 150 m^3, az alkalmazott csillapító anyag üveggyapot, 10×30 cm^2-es alapú, 60 cm magas, hármasával összefogott ékalakú elrendezéssel. Az ékek mögött az alsó határfekvencia csökkentése érdekében 10 cm-es levegőréteg van. Az ajtó kettősfalú, felül elhelyezett síneken futó görgőkön kifelé elmozdítható. Járás céljára kb. 1 m^2-es méhsejt alakú, kiemelhető vasrács-egységeket használnak, amelyek a padlóhoz rögzített T-tartókon helyezkednek el. A szoba alsó határfrekvenciája kb. 90 Hz, zajszintje jobb mint 30 dB, tehát a leggyakoribb akusztikai mérésekhez jónak mondható.

A Csehszlovák Rádió és Televíziós Kutató Intézetét (VURT) is meglátogattuk. Nagyon szép eredményeket értek el a színes televízióval kapcsolatos fejlesztésben. Felépítették a képbontótól kezve az adó bemenetéig a teljes stúdió-átviteli láncot. Működését a helyszínen színes diaképekkel, ill. színes filmvetítéssel demonstrálták. A vevőkészülékek két különböző (NTSC és SECAM) rendszer között teremtettek összehasonlítási lehetőséget. Az NTSC rendszer a demonstráció alapján lényegesen élvezhetőbb képet nyújtott, mint a másik.

Az intézetben folytatott elektroakusztikai kutatómunka elsősorban a rádió stúdiótechnikai feladatokkal kapcsolatos problémák megoldásából áll.

Ez az intézet fejleszti ki a stúdióasztalokat, ezenkívül teremakusztikai és stúdiórendszertechnikai kutatással foglalkoznak. Jelenleg a tranzisztorizálás kérdése van előtérben. Az általuk kidolgozott, tranzisztorizált stúdióasztalok ideiglenes adatai megfelelnek a jelenlegi kereskedelmi forgalomban kapható asztalok által képviselt világszínvonalnak.

Ugyancsak a VURT-nál fejlesztették ki a Tesla által ma már gyártott ART410 típusú, tranzisztorizált, hordozható keverő pultot is. Érdekessége, hogy — lényegében stúdióminőségű kivitele ellenére — súlya a beépíthető telepekkel együtt (3 db lapos zseblámpa elem, 4 V-os) mindössze 4,5 kg. A készülék 6 órás folyamatos üzemre alkalmas; csatlakozási lehetőség van külső áramforrásról történő üzemhez.

Lehetőségünk nyílt a Tesla Pardubice n. p. Ipari Elektroakusztikia Kutatóintézetének, a VUELA-nak megtekintésére is. A kutatást részben a Tesla, részben a Csehszlovák Tudományos Akadémia finanszírozza. Az Intézet feladatköre alap és alkalmazott elektroakusztikai kutatás, az elektroakusztikai átalakítók, hangszórók, mikrofonok, hallgatók (beleértve a telefontechnikában használtakat is), a szubjektív akusztika, sztereo hangtechnika, a lemezjátszók, az elektroakusztikai rendszerek méréstechnikája és az erősítőtechnika köréből. Stúdióberendezésekkel itt nem foglalkoznak, ez a már említett VURT feladata. Az elektroakusztikai átalakítókkal foglalkozó laboratóriumokhoz zengő süketszoba is tartozik. Évek óta foglalkoznak az intézetben a tölcséres hangszórók fejlesztésével. Ezen a téren szép eredményeik vannak. Az átalakítókkal foglalkozó osztály főfeladata az utóbbi években kondenzátor mérőmikrofon-család kifejlesztése volt. A mikrofonok hitelesítéséhez kifejlesztettek néhány, a nemzetközi laboratóriumi gyakorlatban ma már ritkán használatos műszert is, pl. Rayleigh-tárcsás intenzitásmérővel ellátott Kundt-csövet, pistonphont. Laboratóriumukban — közlésük szerint — kb. 0,2 dB hibával tudnak kalibrálni $f <$ 1000 Hz-nél, míg a hiba 0,5 dB, ha $1000 < f < 20\,000$ Hz, ami figyelemre méltó pontosság.

Az intézetben kifejlesztettek egy Sonagraphot is. A berendezés éppen átalakítás alatt volt: a feljegyzés jelenlegi, logaritmikus frekvencialéptékét mel-skálával helyettesítik. Ez, a véleményük szerint — az irodalommal összhangban — jobban megfelel a szubjektív érzetnek. A működési elv és a műszaki jellemzők lényegében megfelelnek az amerikai KAY-gyártmányú készüléknek. A feljegyzést végző szerkezet a filmtechnikában használatos, intenzitásos feljegyzésekhez alkalmazott oszillográf. Feljegyzéshez 10 fok érzékenységű, 6×9 cm^2 méretű dokumentumfilmet használnak. Megfelelő előhívástechnikával — ugyancsak közlésük szerint — kb. 40 dB-es dinamika tartományon belül kielégítő linearitást tudnak biztosítani. Az analizálható időtartam 2,5 sec. Érdemes megemlíteni, hogy a készüléket a fonetikai kutatáson túlmenően, tervezett beszédírógép-kutatásukhoz kívánják felhasználni. Érdeklődtünk, terveznek-e Vocoder kutatást. Ezzel

itt nem kívánnak foglalkozni, mivel véleményük szerint a laser-technikán alapuló hírközlési módszer a beszédcsatornák lehetséges számát olyan mértékben megnövelte, hogy a Vocoder költségessége és bonyolultsága miatt el fogja veszíteni jelentőségét.

Az intézet egy másik érdekes és igen fontos kutatási területe az elektroakusztikai mono és stereo átvitel szubjektív paramétereinek vizsgálata. Ezt a laboratóriumot Prága belterületén helyezték el, annak érdekében, hogy a „kísérleti alanyoknak" megkönnyítsék az intézet megközelítését. A laboratóriumot 2 évvel ezelőtt rendezték be. Felszerelése igen szép, egy magyar gyártmányú STM10-es típusú stereo stúdió magnetofonból, számtalan erősítőből, valamint megfelelő mennyiségű, passzív elemekből felépített szűrőből áll. A kísérleteknél a válaszokat az előre nyomtatott kártyák megfelelő rovatainak kipipálásával jegyzik fel. A kísérleti alanyok bejegyzéseit megfelelő módon kódolva kilyukasztják, majd a továbbiakban gépi feldolgozással értékelik. Tömeges kísérleti eredményeik ma még nincsenek.

Az erősítő fejlesztésük különböző kommerciális célokat szolgáló mono és stereo erősítők fejlesztésével foglalkozik. Az erősítők jórésze ma már tranzisztorizált, s nyomtatott áramkörös technológiára készült.

Lemezjátszó fejlesztésüket szintén az intézetben koncetrálták. Kommerciális célokra szolgáló lemezjátszójuk legújabb típusa most készült el, 10 darabos mintasorozatban.

A látogatások alapján az a benyomásunk alakult ki, hogy az elektroakusztikai ipart a CsSzK-ban igen komoly és követésre méltó ipari kutatóapparátus támasztja alá. A vendéglátók szóbeli tájékoztatása szerint hasonlóan számottevő az ipari fejlesztés is.

Végül megjegyezzük, hogy a konferencia időtartama alatt a vendéglátó Prágai Rádió rendkívüli szívélyességgel és előzékenységgel gondoskodott a konferencián résztvevőkről.

Huszty Dénes

A Popov egyesület XX. tudományos ülésszaka a rádió napja alkalmából

Ebben az évben is megrendezte Moszkvában (1964. május 6—11.) a Popovról elnevezett rádiótechnikai és hiradástechnikai tudományos-műszaki egyesület immáron hagyományossá vált össz-szövetségi tudományos ülésszakát a rádió napja alkalmából. S bár az ülésszak nem nemzetközi jellegű volt, mégis számos külföldi szakember látogatta az egyes szekciók előadásait és az egyesület más rendezvényeit. A szocialista országok küldöttein kívül eljöttek az egyesület meghívására Finnországból, Franciaországból, Indiából, Jugoszláviából, Kanadából, Svédországból és Vietnámból. A legnépesebb csoportot a magyar szakemberekből álló küldöttség alkotta, összesen 33 fővel. Ki kell emelni a Magyar Híradástechnikai Tudományos Egyesület áldozatkész munkáját, amellyel megszervezte ezt a népes küldöttséget.

Az előadások négy napon át tartottak 21 párhuzamosan dolgozó szekcióban. Az ülésszak programján mintegy 320 szovjet előadás és beszámoló szerepelt — a külföldi előadók által tartott előadások számát nem tekintve.

A rendelkezésre álló hely nem teszi lehetővé még az egyes előadások címeinek felsorolását sem. Azonban a szekciók elnevezései már önmagukban is érzékeltetik az ülésszak tematikájának széles skáláját. A szakelőadások az alábbi szekciók kereteiben folytak: információelmélet, antennák, hnllámvezető szerelvények, félvezetők, rádióvevők és erősítők, vezetékes hírközlés, TV, elektroncsövek, rádiómérések, általános rádiótechnika, rádióadók, hullámterjedés, rádióműsorszórás, elektroakusztika és hangrögzítés, elektronikai számítástechnika, telemechanika, kibernetika, oszcillografálási és elektronoptikai technika, elektronmikroszkóp alkalmazása, analóg számítástechnika, rádióelektronika alkalmazása a biológiában és orvostudományban és végül bionika.

Az ülésszakot megnyitó plenáris ülésen a rádióelektronika két különböző területén elért legújabb szovjet eredményekről hallhatunk. V. A. Kotyelnyikov professzor a Vénusz, a Merkur, a Mars és a Jupiter bolygókkal végzett rádiólokációs vizsgálatokról tartott érdekes előadást, N.N Szirota professzor pedig a legújabb félvezető anyagokról és azok rádiótechnikai alkalmazásának lehetőségeiről számolt be.

A leginkább látogatott és leghevesebb viták színhelye a televízió szekció volt. Az érdeklődés homlokterében a színes TV kérdései álltak. Az alábbi két előadást követően olyan heves és hosszú vita kezdődött, hogy az csaknem lehetetlenné tette a programba aznapra előirányzott többi — szintén a színes TV-t érintő — előadás megtartását, ugyanis a vita minden újabb felszólalás után újra fellángolt. Az említett két vitaindító előadás egyikét Sz. V. Novakovszkij és N. I. Marjina tartották „A kvadratikus modulációjú színsegédvívős színes televízió-rendszerek különböző változatai tanulmányozásának eredményei" címmel, a másikat pedig a színes televízió rendszerének kiválasztásáról A. N. Iszajev tartotta.

Ismeretes, hogy Moszkvában már hosszabb ideje üzemeltetnek NTSC rendszerű, OIRT normára átalakított színes TV-rendszert. Az üzemeltetett hálózatban néhány ezer színes TV-vevő dolgozik.

A néhányéves üzemeltetési idő alatt igen értékes tapasztalatokat gyűjtöttek össze a vétel, a stabilitás terén és más kérdésekben. Az említett színes rendszeren kívül a SZU-ban élénken foglalkoznak az újonnan kidolgozott francia SECAM, illetve a nyugatnémet PAL rendszerű színes televízió rendszer vizsgálatával. A televízió szekció keretében ismertették az ezzel kapcsolatos munkák eredményeit. Meg kell jegyezni, hogy az összehasonlító vizsgálatok meggyorsítása érdekében részben eredetiben vásároltak, részben pedig kidolgoztak SECAM, illetve PAL kódereket, illetve dekódereket. Ilyen módon számos saját mérési adat szolgált a vita alapjául.

A kiválasztandó színes televízió-rendszerrel kapcsolatos vitába a szakemberek széles rétege kapcso-

lódott be: így a minisztérium, a kutató intézetek, az érdekelt gyárak és a stúdió szakemberei. A széleskörű vita eredményeként megállapítható, hogy
— a Szovjetunióban is elérkezettnek látják a színes televízió bevezetését,
— a Szovjetunió csatlakozni kíván az EBU (Európai Műsorszórási Egyesülés) álláspontjához a közeljövőben kiválasztandó egységes európai színes televízió-rendszert illetően,
— a SZU szakemberei legjobban az NTSC rendszert támogatják, mert az USA-ban is ez honosodott meg és valamennyi „Telstar" közvetítés ezen a rendszeren történik.

Magyar részről négyen tartottak előadást: az információelmélet szekcióban Ács Ernő, a műszaki tudományok doktora, a TKI igazgatója részletes előadás keretében ismertette a sokcsatornás berendezésekben, valamint elektronikus telefonközpontokban alkalmazható címkódos (időosztásos, aszinkron) információ-átvitel főbb problémáit; a televízió szekcióban Nemes László, az Orion fejlesztő mérnöke, a Műszaki Egyetem meghívott előadója a mágnesesen eltérített elektronsugárral rajzolt kép raszter- és spot-torzításának vizsgálatára és csökkentésére szolgáló elektronoptikai elméletről és eltérítőtekercs megoldásokról tartott előadást; az elektronikai számítástechnikai szekcióban Szentiványi Tibor, a KGM Elektronikai Számítóközpont csoportvezető mérnöke az elektronikai digitális számítógépek megbízhatósági kérdéseiről és Bánhegyi Ottó, a VILLATI osztályvezetője pedig adatfeldolgozó berendezések speciális kérdéseiről tartottak előadást.

Különösen élénk vita alakult ki Dr. Ács Ernő és Nemes László előadásai nyomán és e témák iránt a szovjet szakemberek magas színvonalú hozzászólásaikban igen nagyfokú érdeklődést tanúsítottak.

Mint említettük a szekciók felsorolásánál, az ülésszakon megtartott több, mint 300 előadás a híradástechnika, az elektronika, valamint az alkalmazások majd minden területére kiterjedtek, mégis teljesen érintetlenül maradtak a híradástechnikai passzív alkatrészek és félvezetők technológiai, valamint az alkatrészek, berendezések és komplett rendszerek megbízhatósági kérdései. Nem tartottak előadást a mikrohullámú rádiórelévonali berendezések fontos témaköréből; a félvezetők alkalmazásával pedig mindössze 5 előadás foglalkozott. Megemlítjük, hogy a magyar szakértőcsoportban jelentős számban vettek részt alkatrészek fejlesztésével és gyártásával foglalkozó szakemberek.

Szólnunk kell még arról a meleg baráti fogadtatásról is, amelyet a szovjet testvéregyesület részéről tapasztaltunk. A népes magyar csoport nevében ezen a helyen is kifejezzük őszinte köszönetünket.

A Popov egyesület XX., jubileumi ülésszaka szemléltetően igazolta, hogy a Szovjetunióban a rádiótechnika és híradástechnika az egyik legrohamosabban fejlődő és világviszonylatban is élvonalban álló műszaki tudományág.

N. L és N. I.

Tartalmi összefoglalás

ETO 621.395.743.001.2

Frajka B.:

Városi távbeszélő hálózatok számításának módszere

HÍRADÁSTECHNIKA XV. 1964. 10. sz.

A szerző a városi távbeszélő hálózatok gazdaságos kialakítását elemzi. Elsősorban az átlagos előfizetői vonalhossz megállapítására ad közelítő eljárást. Ezután ismerteti a központok decentralizálásának hatását az előfizetői vonalhosszúságra. Miután a hálózat létesítési költségének alakulását főként a beépített rézsúly jellemzi, elemzését a rézsúly alakulására is kiterjeszti. Végül a fenti megfontolások alapján példát mutat be az optimális koncentrátor-kapacitás megállapítására.

ETO 621.375.543.(083)

Tarlacz L.:

A hullámparaméteres szűrőelmélet sávszűrő L-tagjai

HÍRADÁSTECHNIKA XV. 1964. 10. sz.

A hullámszűrők leggyakoribb megvalósítási formája a létra (ladder)-kapcsolás, amely L-tagokból épül fel. A szerző eljárást ismertet a sávszűrő L-tagok olyan leszármaztatására, amelynek segítségével az összes lehetséges típus megkapható. A cikk 33 féle L-tag egységes paraméterezés szerinti katalógusát közli, melyben a gyakorlatban számbajövő típusok mind megtalálhatók.

ETO 621.396.721 : 621.376.4

Zemanek N.:

Új FM 10-160 típusú URH rádió adó-vevő berendezés

HÍRADÁSTECHNIKA XV. 1964. 10. sz.

A szerző ismerteti az új típusú rádiótelefon berendezést, amelynek fő felhasználási területe : beszédösszeköttetés létesítése járművek és egy helyhezkötött központi állomás között. A fázismodulációval dolgozó készülék áramköreinek nagyrésze tranzisztoros kivitelű, táplálását a gépkocsi akkumulátora biztosítja.

Обобщения

ДК 621.395.743.001.2

Б. Фрайка:

Метод расчёта городских телефонных сетей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964)№ 10

Автор анализирует экономические проектирование городских телефонных сетей. В первую очередь дан способ для определения средней длины абонентских линий. Потом изложено влияние децентрализации телефонных станций на длины абонентских линий. Так как расход создания сети характеризуется в основном весом использованной меди, анализ занимается тоже этой темой. Наконец дан пример определения оптимальной ёмкости концентратора.

ДК 621.375.543(083)

Л. Тарлац:

Г-образные полузвена полосовых фильтров по теории волновых параметров

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт). XV (1964)№ 10

Самой частой формой осуществления волновых фильтров является лестничная схема, содержащая Г-образные полузвена. Дан метод произведения таких Г-образных лолузвеньев полосовых фильтров, с помощью которых можно получить все возможные типы. Дан каталог 33-х Г-образных полузвеньев по единым параметрам, включая все типы, типМ, лодлежащие практическому применению.

ДК 621.396.721:621.376.4

Н. Земанек:

Радиоприемно-передающее устройство УКВ типа FM10-160

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964)№ 10

Автор описывает новый тип радиотдлефонного устройства областей применение сотороъо в основном является создание телефонного соедин ения между фиксиованной центральной станцией и передвижными станциями. Болыпая часть ценей устройства с фазовой модуляцие0 работает с траязисторами, их питание обеспечивает аккумулятор автомашины.

ETO 621.791.356.001.4

Haskó F.—Hegyi L.—Gáti Gy.:

Mártóforrasztási módszerek összehasonlító vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA XV. 1964. 10. sz.

A cikk leírja a mártóforrasztási eljárásokkal végzett hazai kísérleteket és röviden ismerteti az egyes eljárásokat. Ezek összehasonlításánál figyelembe veszi az ónfogyasztást, a hibás forrasztások arányszámát és a lemezek hőigénybevételét, továbbá a forrasztóanyagfogyasztást.

Zusammenfassungen

DK 621.395.743.001.2

B. Frajka:

Berechnungsmethode der Ortsfernsprechnetze

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. 1964. Nr. 10.

Der Verfasser analysiert die ökonomische Entwicklung des Ortsfernsprechnetzes. Erstens gibt er ein annäherndes Verfahren zu der Bestimmung der durchschnittlichen Teilnehmerlinienlänge. Erörtert den Einfluss der Dezentralisation der Zentralen auf die Teilnehmerlinienlänge. Da die Kosten des Netzaufbaues hauptsächlich von dem eingebauten Kupfergewicht charakterisiert werden, analysiert er auch den Aufwand des Kupfergewichtes. Zuletzt zeigt er einen Beispiel auf Grund der obigen Erwägung zur Bestimmung der optimalen Konzentratorkapazität.

DK 621.375.543(083)

L. Tarlacz:

Die Bandpass L-Glieder, bemessen nach der Wellenparametertheorie

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) Nr. 10.

Die häufigste Ausführungsform der Wellenfiltern ist die Kettenschaltung aufgebaut aus L-Gliedern. Der Verfasser erörtert ein Verfahren zur solchen Ableitung der Bandpass L-Glieder, mit deren Hilfe alle mögliche Typen zu bekommen sind. Der Artikel enthält einen Katalog von 33 L-Gliedertypen nach einheitlichem Parameter, in dem alle in der Praxis in Betracht kommende Typen zu finden sind.

DK 621.396.721 : 621.376.4

N. Zemanek

Neuer FM10-160 Typ U. K. W. Radiosende- und Empfangseinrichtung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. 1964. Nr. 10.

Es wird das neue Radiofernsprechgerät dessen Hauptverwendungsgebiet eine Sprechverbindung zwischen Fahrzeugen und einer fixen Station ist, erörtert. Der grösste Teil der Stromkreise der mit Phasenmodulation funktionierenden Einrichtung ist transistorisiert und wird durch den Akkumulator des Automobils gespeist.

DK 621.791.356.001.4

F. Haskó—L. Hegyi—Gy. Gáti:

Vergleichsprüfungen der Tauchlötungsverfahren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) Nr. 10.

Der Artikel erörtert die ungarischen Versuche, die mit Tauchlötungsverfahren ausgeführt werden und gibt einen kurzen Bericht über deren einzelnen Methoden. Bei der Vergleichung dieser Methoden werden der Zinnverbrauch,die Verhältnisszahl des Lötausschusses, die Wärmebelastung der Platten und der Verbrauch des Lötzinns in Betracht gezogen.

ДК 621.791.356 004·

Ф. Хашко—И. Хедьи—Д. Гати:

Сравнительное испытание методов макающих припаек

HÍRADASTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XV. (1964) № 10.

Статья описывает эксперименты проведенные методами макающих припаек во Венгрии и кратко излагает отдельные методы. При сравнении этих учитывает потребление олова, число дефектных припаек, термическую нагрузку пластинок, дальше потребление материала для пайки.

Summaries

UDC 621.395.743.001.2

B. Frajka:

Calculation Methods of Local Telephone Networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964.) N° 10.

The author presents the economical design of local telephone networks. He gives an approximative procedure concerning the establishment of the average subscriber's line lengths. He presents the effect of the decentralization of the exchanges on the lengths of the subscriber's lines. As the expenses of the network establishment are mainly characterized by the built-in copper weight his analysis is also extended to the utilisation of the same. Finally an example is presented concerninging the definition of optimal concentrator capacity.

UDC 621.375.543(083)

L. Tarlacz:

L-Sections of Band-Pass Filters Based on the Wave Filter Theory

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 10.

The most frequent realization form for wave filters is the ladder circuit comprising L-sections. The author presents a procedure for the derivation of band filter L-sections by which all possible types can be achieved. The paper presents the catalogue of 33 types of L-section with unified parameters in which all types worthy of consideration in practice can be found.

UDC 621.396.721 : 621.376.4

N. Zemanek:

New FM10-160 Type V. H. F. Radio Transmitting and Receiving Equipment

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N°. 10.

The author presents a new radiotelephone equipment the main field of application of which is to establish a speech communication between vehicles and a fixed central sta ton. The greatest part of the circuits of the equipment operating with phase modulation is transistorized and is fed by the car battery.

UDC 621.791.356.001.4

F. Haskó—L. Hegyi—Gy. Gáti:

Comparing Tests of Dip-Soldering Methods

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 10.

The paper describes the Hungarian experiments made with dip. soldering and gives a short information of certain procedures-Comparing these procedures it takes into consideration the consumptton of tin, the ratio of defective solder spots and the thermal of the stress plates, further the consumption of solder.

Resumés

CDU 621.395.743.001.2

B. Frajka:

Méthode de projet des résaux téléphoniques pour cités

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. 1964. N° 10.

L'auteur analyse le projet économique des réseaux téléphoniqes pour cités .Il donne un procédé approximatif pour determiner la longueur moyenne des lignes d'abonnés. Ensuite l'effet de la décentralisation des centraux sur les longueurs des lignes d'abonnés est examiné. Comme les dépenses de réalisation d'un réseau sont influencées principalement par le poids de cuivre utilisé, l'analyse s'occupe aussi avec ce facteur. Enfin un exemple est présenté pour déterminer la capacité optimale d'un concentrateur, basé sur les considérations ci-dessus.

CDU 621.375.543(084)

L. Tarlacz:

Sections „L" des filtres passe-bande par la théorie des paramètres d'ondes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 10.

La forme de réalisation la plus fréquente des filtres à paramètres d'ondes est le schéma d'echelle comprenant des sections „L". L'auteur expose une méthode pour dériver les sections „L" des filtres passe-bande, par l'aide de la quelle on peut obtenir touts les types possibles. L'article donne un catalogue des 33 sections „L" ayan tdes paramètres unifiés et comprenant tous les types convenables pour l'application pratique.

CDU 621.396.721 : 621.376.4

N. Zemanek:

Un nouvel appareil UHF émetteur-réécepteur type FM10-160

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. 1964. N° 10.

L'auteur fait connaitre le nouvel appareil de radiotéléphone, dont la fonction fondamentale est de faire connexion de parole entre des véhicules et une station fixe centrale. Les circuits de l'appareil fontionnant avec modulation de phase sont en partie transistorisés; l'alimentation est fourni de l'accumulateur du véhicule.

CDU 621.791.356.001.4

F. Haskó—L. Hegyi—G. Gáti:

Examen comparatif des méthodes de soudure à immersion

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XV. (1964) N° 10.

L'article décrie les expériments avec les procédés de soudure à immersion en Hongrie et donne un bref exposé des procédés diverses. En les comparant la consommation d'étain, le nombre des soudures défectives, la charge de chaleur des plaques, ensuite la consommation de matière de soudure sont prise en considération.

Felhívjuk szíves figyelmét a

MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ

közeljövőben megjelenő szakkönyveire:

Kádár Géza:
RÁDIÓ ÉS TELEVÍZIÓ VEVŐKÉSZÜLÉKEK
1960—1963 kb. 38,— Ft

Lamoth Emil:
KISHÁLÓZATI TRANSZFORMÁTOROK ÉS FOJTÓTEKERCSEK
2. javított, bővített kiadás kb. 9,80 Ft

Peschel:
SZABÁLYOZÓKÖRÖK PID SZABÁLYOZÓKKAL kb. 9,70 Ft

Turkulec—Udalov:
FOTODIÓDÁK ÉS FOTOTRANZISZTOROK kb. 8,50 Ft

Goruskin:
VILLAMOSENERGETIKAI SZÁMÍTÁSOK SZÁMOLÓGÉPEKKEL
kb. 17,— Ft

Tamás Ferenc—Pál Imre:
FÁZISDIAGRAMOK ANAGLIF ÁBRÁZOLÁSA kb. 50,— Ft

Kovács László:
MŰANYAG ZSEBKÖNYV 3. átdolgozott, bővített kiadás kb. 103,— Ft

Farkas Miklós:
SPECIÁLIS FÜGGVÉNYEK ÉS MŰSZAKI ALKALMAZÁSAIK
kb. 44,— Ft

Fenti könyvek előrendelhetők az
ÁLLAMI KÖNYVTERJESZTŐ VÁLLALAT
könyvesboltjaiban

Szakbolt:
TÁNCSICS KÖNYVESBOLT
BUDAPEST, VII., LENIN KÖRÚT 17.

TRAFO KTSZ

TRANSZFORMÁTOR KTSZ.

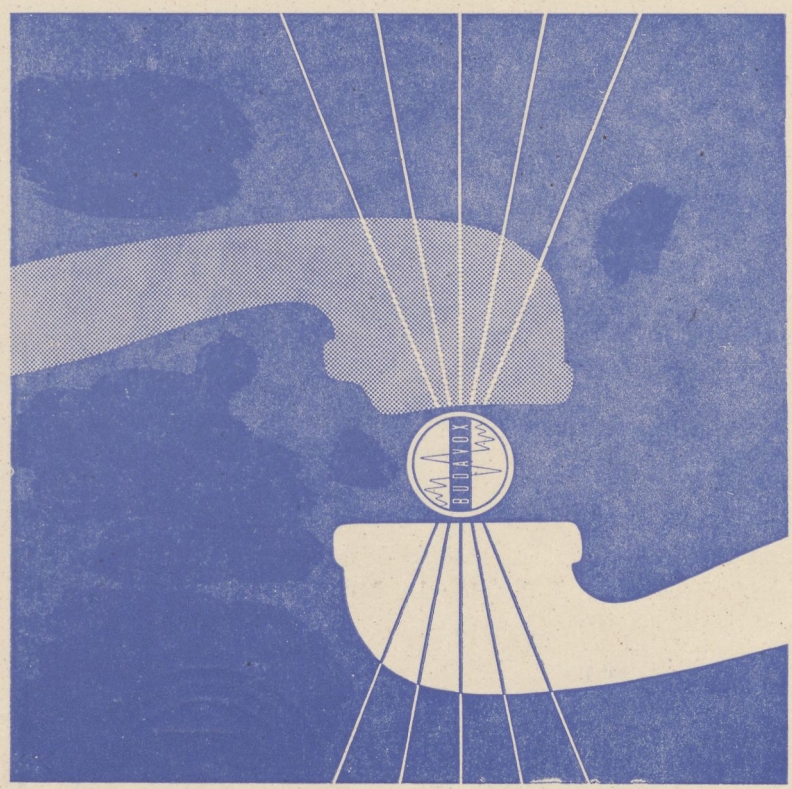
Budapest, VII., Nefelejts utca 39. Telefon: 428-969, 228-401

Nagyfeszültségű készülékek:
anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyorsszabályozók:
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyorsszabályozók

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

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



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

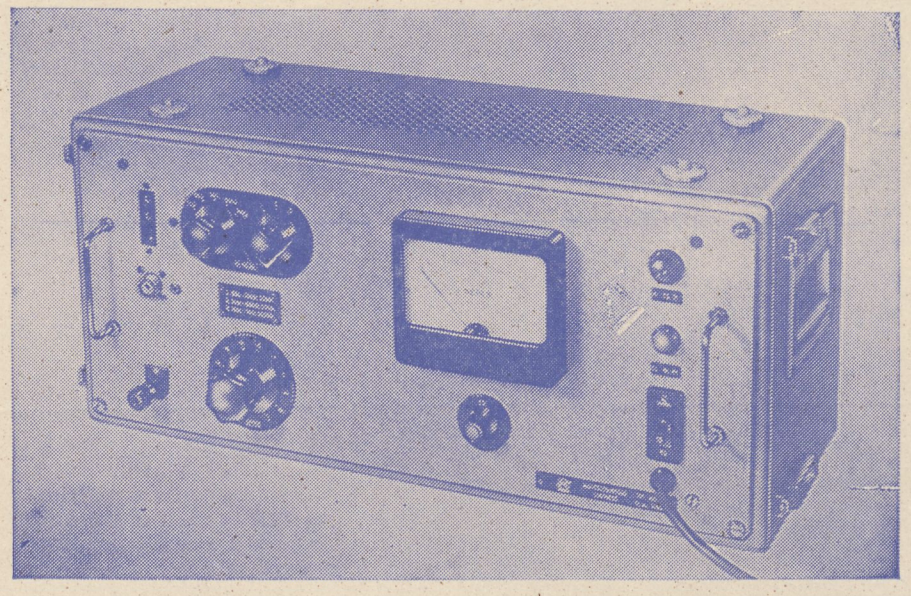
BUDAVOX

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

A lap példányonkénti eladási ára: 4,— Ft

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

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



Műszaki adatok:

FREKVENCIA TARTOMÁNY:	30 Hz — 1 MHz
SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY:	—10 N — +2,1 N
BEMENŐ IMPEDANCIÁK:	
I. Szimmetrikus	30 Hz — 20 kHz > 20 kΩ
II. Szimmetrikus	3 kHz — 600 kHz > 3,5 kΩ
III. Aszimmetrikus	30 Hz — 1 MHz > 500 kΩ ‖ < 50 pF
SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:	
Kapcsolható lezárások	75 — 135 — 150 — 600 Ω
ALKALMAZOTT CSÖVEK:	5 db 18042, E83F, PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

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

Elektronika KTS BUDAPEST