OR. SZÉCHENYI KÖNYVTÁR

XVI. ÉVFOLYAM, 6. SZÁM, 161—192 OLDAL
BUDAPEST, 1965. JÚNIUS HÓ 6

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

1965. június XVI. évfolyam, 6. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

BUDAI LAJOS: BHG gyártmányú 400 vonalas crossbar alközpont. Üzemi tapasztalatok 161
Könyvismertetés 164
DR. BERCELI TIBOR: Felületi hullámvezetők kísérleti vizsgálata 165
TARLACZ LÁSZLÓ: Sávszűrők tervezése 174
Szemle 185, 187, 188
Külföldi események 186
Szabadalmi Szemle 189
Tartalmi összefoglalások 190
Обобщения 190
Zusammenfassungen 191
Summaries 191
Résumés 191

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

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

Index: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113-450. Felelős kiadó: SOLT SÁNDOR. A lap megjelent 1360 példányban. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 24 Ft, egész évre 48 Ft. Egyes szám ára: 4 Ft. Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,065 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest 62.

65.7363 Egyetemi Nyomda, Budapest

OPL. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

HÍRADÁSTECHNIKA
A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

BUDAI LAJOS
Beloiannisz Híradástechnikai Gyár

BHG gyártmányú 400 vonalas crossbar alközpont. Üzemi tapasztalatok

ETO 621.395.344.6 : 621.395.722

1962 decemberében a BHG Telefonfejlesztési osztálya cikksorozatot indított el a Híradástechnikában, hogy a CA-402 típusú 400 vonalas crossbar alközpontot ismertesse. Az ismertetéseket a következő nyolc cikkben adtuk:

1962 decemberi szám: Általános ismertetés.

1963 áprilisi szám: Hívások azonosításának veszteségei.

1963 júniusi szám: Házi vonalak helyszámának meghatározása.

1963 októberi szám: A kapcsoló mező felépítése.

1964 januári szám: A vezérlő áramkör ismertetése.

1964 júniusi szám: Csengető és hangáramkör.

1964 szeptemberi szám: Méretezési alapelvek.

Időközben a 400-as crossbar alközpont üzemével több évi tapasztalatot szereztünk. Ezeknek a tapasztalatoknak ismertetésével foglalkozik a jelenlegi cikk.

A CA—402 típusú 400 vonalas alközpontok negyedik éve üzemelnek az ország különböző vállalatainál. A BHG Telefonfejlesztési osztálya a Magyar Posta szakértőivel együtt több éven keresztül figyelemmel kísérte a prototípus üzemét, majd az időközben felszerelt központok üzemével is szereztünk tapasztalatokat.

A vizsgálattal ellenőriztük a központ forgalomáteresztőképességét, meghatároztuk a hibaszázalékot, megfigyeltük a kapcsoló szervek működését és megállapítottuk a beépített elektronikus és egyéb alkatrészek megbízhatóságát.

A forgalomáteresztőképesség vizsgálata

A vizsgálatot egy 40/400-as és két 30/300-as központon végeztük. A három központban mért értékek megközelítően egyezőek, az értékelésnél az átlagos értékeket vettük figyelembe. A forgalom megállapítása a beépített forgalommérő berendezéssel és a szalaglyukasztóval történt. Megmértük az áramkörök forgalmas órai kapcsolási számát és azok tartási idejét. Ennek alapján számítottuk a forgalmat.

A megfigyelt áramkörök a forgalmas órákban az 1. táblázat szerinti értékeket adták:

1. táblázat

Áramkör neve	Kapcsolások száma	Tartási idők másodperc
Vezérlő (marker)	3200	0,5
Regiszter	1500	7
Fővonali	550	240
Helyi összekötő	600	40
Visszahívó	10	120

A terhelések a következőképpen alakulnak:

Alállomások forgalma	0,08 E.
Ebből a házi forgalom	0,02 E.
és a fővonali forgalom	0,06 E.

Az áramkör fajták terhelése áramkörönként:

Regisztereknél	0,25 E/ák.
Egyirányú házi összekötő ák-nél	0,4 E/ák.
Kétirányú házi összekötő ák-nél	0,06 E/ák.
Fővonali áramköröknél	0,6 E/ák.

Az áramkörök foglaltságának a méréséből értékes következtetéseket vonhatunk le.

1. A központok tervezésekor a várható forgalmat megbecsültük, a vizsgálatok azt mutatják, hogy a központok egyike sincs túlterhelve.

2. Az alállomások közötti forgalom kicsi. A forgalmat az egyirányú áramkörök viszik. A kétirányú áramkörök csak ritkán kapcsolódnak. A beszélgetési idő rövid, átlagosan 40 mp.

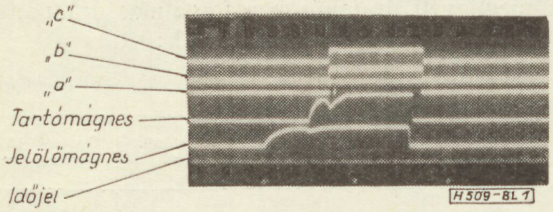
3. A fővonali hívások és ezek közül is különösen a kimenő irányúak erősen terhelik a központot. Súlyosbítja a helyzetet a hosszú beszélgetési idő, mely átlag 4 perc.

4. A regiszterkapcsolások száma sok, ebből a gyakori korai bontásokra következtethetünk. Az al-

állomásokon felemelik a kézibeszélőt, de nem tárcsáznak, vagy tárcsázás közben bontanak. Egyébként a regiszterek száma megfelelő.

5. A visszahívó áramkörök alig vannak forgalomban, ezt a szolgáltatást az alállomások ritkán veszik igénybe.

6. A közös vezérlőáramkör (marker) beváltotta a hozzáfűzött reményeket és a legnagyobb forgalmú időben is torlódás nélkül látja el a forgalmat. A marker maximális működési száma a legnagyobb forgalmú központ forgalmas órájában 3000 felett van. Ez azt jelenti, hogy átlagban közel másodpercenként kapcsolódik. A várakozásnak megfelelően a Crossbar géppel nyert üzemi tapasztalatok igen jók. A vizsgálati idő alatt a négy központban összesen alkalmazott 105 gép közül 5 esetben fordult elő keresztpont érintkezési hiba, 6 esetben a hídmágnes rugócsoportjában és hét esetben a jelölő mégnes rugócsoportjában találtunk hibát.



1. ábra

Ellenőríztük a keresztpontok záródását pergésre (prell). Az ellenőrzést 8 hurkos oscillographfal végeztük. Az oscillogram fényképét az 1. ábra mutatja. Az ábrán jól látható, hogy a keresztpontok pergés mentesen záródnak. Az alsó két görbe a jelölő mágnes, ill. a tartó mágnes gerjesztését mutatja. Ezenkívül a Crossbar kapcsológép keresztpontjainak ellenállás változását is mértük. A méréseket félévenként ismételtük meg ugyanannak a gépnek ugyanazon keresztpontjánál. Különböző gépeken 50 keresztpont „a," „b," „c" érintkezőin mértük az ellenállás változást. A keresztpontok záródása árammentesen történt, A mérést 50 mA árammal végeztük. Az ellenállást feszültség és áramméresből számítottuk. A méréseket minden keresztpontban háromszor végeztük el a mérés súlyának emelése érdekében. A vizsgált „C" gépek keresztpontjainál mért ellenállás értékeket a 2. táblázat tartalmazza.

Az összes mért keresztpontok átlagos átmeneti ellenállás értékeit összehasonlítva azt látjuk, hogy az „a" és „b" keresztpontoknál

a legnagyobb ellenállás 92 mΩ,
a legkisebb ellenállás 20 mΩ,
az átlagos ellenállás 42 mΩ.

A jelzésre használt keresztpontoknál
a legnagyobb ellenállás 60 mΩ,
a legkisebb ellenállás 16 mΩ,
az átlagos ellenállás 38 mΩ.

A jelzésre használt keresztpontok átmeneti ellenállásának kisebb értékei azzal magyarázhatók, hogy ezeken nagyobb áramerősségek folynak, mint a beszéd ágakon. A nagyobb áramerősség az érintkező anyagon keletkezett oxidhártyát átüti, ezáltal azok jobb vezetőkké válnak, mint a beszédáramokat kapcsoló érintkezők.

A jelfogók vizsgálata

A központba a rotary rendszerben használatos lapos jelfogókat építettük be. A jelfogók érintkezőanyaga ezüstnikkel. A vezérlőáramkör egyes jelfogói

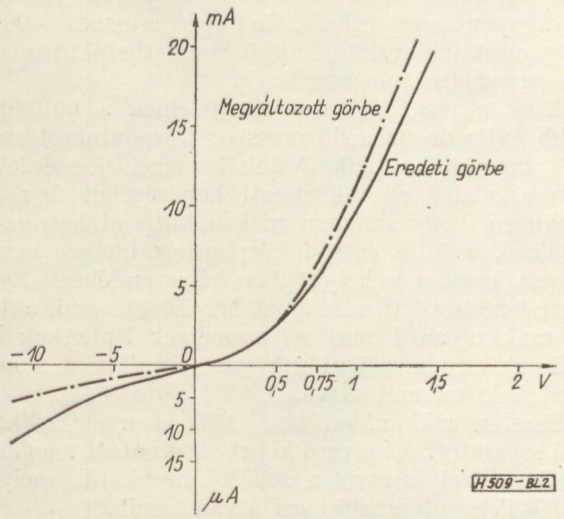
2. táblázat

Mérés szám	Gép jele	Híd száma	Keresztpont ellenállása mohm								
			1962. VI. hó			1962. XII. hó			1963. VII. hó		
			a	b	c	a	b	c	a	b	c
1	1C	1	76	28	32	30	60	38	20	80	60
2			72	28	24	30	70	30	28	80	50
3			70	28	24	32	92	30	20	80	60
Átlag			73	28	27	31	74	33	23	80	57
1	3C	1	28	34	38	27	20	20	40	60	50
2			28	38	24	25	21	23	40	40	60
3			28	38	32	25	35	16	40	50	50
Átlag			28	36	31	26	25	20	40	50	53
1	5C	1	72	34	48	40	24	24	24	80	34
2			72	24	48	24	26	28	28	40	30
3			74	34	48	24	26	24	26	40	30
Átlag			73	31	48	29	25	25	26	53	31
1	1C	4	50	34	46	80	56	48	20	62	24
2			20	36	53	76	40	48	60	26	38
3			36	32	50	70	50	60	60	26	42
Átlag			35	34	50	75	49	52	47	38	35

minden felkapcsolódáskor működnek. (A hívás felépítése közben a marker kétszer kapcsolódik.) Nagyforgalmú alközpontok markerei havonta kb. 400 000-szer működnek. Azon jelfogók számára, melyek minden marker felkapcsolódáskor működnek ez öt év alatt kereken 25 millió működést jelent. Ezeket a jelfogókat ajánlatos öt évenként ellenőrízni, ill. szükség szerint újból beállítani.

A félvezetők ellenőrzése

A központban a tranzlátorban és a keresésnél 208 db diódát alkalmaztunk. A diódák záróirányú ellenállásának a csökkenése téves kapcsolásokhoz vezethet. Ezért vizsgálat céljából 25 db pontosan kimért karakterisztikájú diódát kapcsoltunk be a központba. Ezeket egy év után kiforasztottuk és laboratóriumunkban pontosan kimértük, az esetleges változások megállapítása céljából. Az OA 1154 Q diódák közül



2. ábra. A 24. sz. OA 1154 Q dióda karakterisztikájának időbeli változása

a 3. sz diódának 10 V-nál a záróirányú árama 5 μA-ról 10 μA-ra növekedett, ugyan így viselkedett a 24 sz. dióda is, amelynek görbéit a 2. ábrán mutatjuk be. Általában leszögezhetjük, hogy a diódák jelleggörbéje lényegesen nem változott meg. A GDK 4-es diódák jelleggörbéje az egy évi igénybevétel után semmit nem változott.

Hibastatisztika

A hibastatisztikát háromféle szempont szerint állítottuk össze:

1. Hibastatisztikát készítettünk a kezdeményezett hívások százalékos hibáiból.
2. Felvettük az alkatrészek meghibásodási statisztikáját.
3. Megfigyeltük az időzítéses bontásban végződő kapcsolások számát.

A kezdeményezett hívások hibastatisztikáját úgy vettük fel, hogy több száz hívást hívtunk és feljegyeztük az eredménytelen és a téves kapcsolások számát. Ez a módszer helyes képet ad a központ működéséről. Ezek a híváspróbák azt mutatják, hogy a bekapcsolás utáni első időszakot nem számítva, a központ hibaszázaléka a jó központra megengedett 0,5% alatt van. Az alkatrészek meghibásodása tekintetében is jó képet mutat a központ. Három központot vizsgáltunk 4 hónapon keresztül ilyen szempontból. Az adatok alapján extrapolálva kiszámítottuk az egy évre eső összes hibák számát. Ebből a vonalak számához arányítva megállapítottuk az évenként egy vonalra eső hibaszámot. Az eredményt a 3. táblázat mutatja.

A központban levő alkatrészek megbízhatóságára jellemző, hogy az egy vonalra eső évenkénti meghibásodások száma 0,19. Ezt összehasonlítva a 7055-ös alközpont 0,258 értékével, az összehasonlításból kitűnik, hogy a Crossbar alközpont alkatrészei megbízhatóbbak.

3. táblázat

Vizsgált		Alkatrész meghibásodás					Évenkénti összes hiba	Hiba/év/vonal
központ	Vonal szám	hónapokban				összes		
		VIII.	IX.	X.	XI.			
1	400	3	11	6	5	25	75	0,187
2	200	3	4	10	2	19	57	0,285
3	300	2	3	7	2	14	42	0,140
Összesen	900					58	174	0,19

4. táblázat

Központ	Marker kapcsolódás és azok időzített bontásának százalékos aránya				Próbahívásokból számított hibaszázalék			
	hónap			Átlag	hónap			Átlag
	IX.	X.	XI.		IX.	X.	XI.	
1	1,55	1,48	1,15	1,39	0,33	0,50	0,40	0,41
2	0,86	0,90	0,77	0,84	0,50	0,40	0,30	0,40
3	0,95	0,55	0,67	0,72	0,40	0,35	0,50	0,41

Az időzítéses bontásban végződő hívások száma — ha nem is tükrözi pontosan a központ megbízható működését — gyorsan kiértékelhető számot ad. A központba beépített forgalomszámláló jelfogókról leolvasható a marker áramkör kapcsolódásának és az időzítéssel bontódott marker kapcsolódások száma. Az időzítéses bontás akkor következik be, ha a marker nem tudja a kapcsolást felépíteni. Ez a kiértékelés a téves kapcsolásokat nem veszi figyelembe. A Magyar Posta jól működő alközpontnak fogadja el azt a központot, amelynél az időzítéses bontásban végződő hívások száma az 1,5%-ot nem haladja meg.

A 4. táblázat adatai alapján összehasonlítjuk a próbahívásokból kiszámított hibastatisztikát, az összes marker kapcsolódások és az időzítéses bontásban végződő markerkapcsolódások százalékos arányát A táblázatból azt látjuk, hogy a vizsgált három központban a probahivásokból kiszámított hibaszázalék körülbelül a fele a marker időzített bontásából számított értéknek.

Különös gonddal vizsgáltuk a vezérlő áramkört. Ebből mindig csak egy van üzemben, fennakadásakor a bejövő fővonali hivások kezelője jelzést kap. Ilyenkor a tartalék vezérlő áramkört egy kulcs átváltásával helyezik üzembe. Előfordulhat, hogy a hosszú időn keresztül üzemen kívül levő jelfogós áramkörök üzembevételükkor érintkezési hibák miatt bizonytalanul dogoznak. Ezért minden nap üzemkezdetkor a vezérlő áramkört átváltjuk. Így egy áramkör sem marad 24 óránál tovább üzemen kívül. Ez a módszer jól bevált, noha jobb volna, ha az átváltás automatikusan történne. Egyébként a vizsgálat alá vett központoknál egyszer sem fordult elő, hogy a vezérlő meghibásodása miatt üzemzavar következett volna be. Az üzemelési tapasztalatok alapján megállapítottuk, hogy a linkutak rendszeres vizsgálata felesleges. Amennyiben hibajelenségek felderítése miatt szükség volna bizonyos linkutak vizsgálatára, úgy az erre a célra kidolgozott áthívási táblázatot kell használni. A hívások irányítására szolgál a linkvezetékekbe beépített bontóhüvely. A linkek meghibásodása egy esetben sem szerepelt a megfigyelt négy központ hibastatisztikájában.

Segédberendezések

Az áramellátó berendezések ellenőrzése azzal az eredménnyel zárult, hogy a 400 vonalas Crossbar alközpontok napi áramszükséglete 0,7 Aó/mellékállomás. Egyik 300 vonal kiépítésű nagyforgalmú alközpontnál a legmagasabb kisütési áram 23 A volt.

A csengető és hangáramkörből két darab van egy központban. Meghibásodás esetén kézi átváltással kell áttérni a tartalék áramkörre. A csengető és hangáramkörök nem tartalmaznak mozgó alkatrészeket, teljesen tranzisztorizáltak. Meghibásodásukra kevés a valószínűség és karbantartást sem igényelnek.

Összefoglalás

A központok vizsgálatában a Magyar Posta szakértői is résztvettek. Értékes észrevételeikkel és tapasztalatokkal segítették az ipart a helyes megoldások megtalálásában. Az üzemi vizsgálatok eredményeképpen leszögezhető, hogy a crossbar 400-as központok felügyelet nélkül üzemeltethetők. Preventív vizsgálatra nincs szükség.

Ezek a megállapítások megfelelnek a külföldön több évtizede üzemelő crossbar központokról szerzett tapasztalatoknak. A hibák megelőzése érdekében ajánlatos az alközponti helyiségeket úgy kialakítani, hogy azokban csak a központ legyen. A rendező, a töltő és a főközponthoz tartozó egyéb szerelvények más helyiségben helyezendők el. Ilyen elrendezés mellett a központ helyiségébe csak akkor és csak olyan képesítésű személyek léphetnek be, akiknek erre megbizatásuk van. Egyébként a központok le vannak zárva.

Ezzel a cikkünkkel befejeztük a nyolc cikkből álló sorozatot. Az olvasó képet alkothatott magának a központról és arról a sokrétű munkáról, mely a BHG Telefonfejlesztési osztályán folyik.

A leírt 400-as alközpont továbbfejlesztett 1000 vonalas változatának prototípusa elkészült. A központnál gazdaságosabban gyártható jelfogót alkalmazhatunk és különösen ügyeltünk a központ üzemközbeni egyszerű bővíthetőségére. A központ üzembehelyezéséről olvasóinkat annak idején tájékoztatni fogjuk.

KÖNYVISMERTETÉSEK

Jost ten Bring—Horst Kauffold:
Vezérlőberendezések tervezése és kivitelezése

Műszaki Könyvkiadó, 1965. Ára 7,50 Ft.

A könyv a vezérlés legfontosabb területét, a villamos, elsősorban mágneskapcsolós vezérlést tárgyalja. A szerzők az egyes építőelemek és azok működésének ismertetése céljából először néhány példát közölnek, majd a kapcsolások tervezésének módszereit és a kivitelezésre nyíló lehetőségeket tárgyalják. Az adott feladatoknak mindig a legegyszerűbb és megbízhatóbb működésű megoldását nyújtják. A füzet a vezérléstechnika széleskörű problémáiból csupán a legfontosabb kapcsolásokat és azok alkalmazási területeit ismerteti. Mivel a hazai irodalom eddig a villamos vezérléstechnikát eléggé elhanyagolta, a könyv — mely az „Automatizálás" sorozatban, 72 oldal terjedelemben jelent meg — az automatizálási szakemberek nagy érdeklődésére tarthat igényt.

Maróti György:
Az ibolyántúli sugárzás

Műszaki Könyvkiadó, 1965. Ára: 11,50 Ft

Műszaki irodalmunk eddig nem foglalkozott jelentőségének megfelelően az ibolyántúli sugárzással. Ez a kis könyv az első, mely szélesebb körű áttekintést nyújtva tárgyalja az UV sugárzás elvi és gyakorlati problémáit, összefoglalva a hazai és külföldi tapasztalatokat. Ismerteti az e tárgykörbe tartozó fogalmakat, a különböző UV sugárzókat, s végül részletesen az UV sugárzók alkalmazási területeit. E kis könyvet mindazok haszonnal forgathatják, akik UV sugárzókat kívánnak tervezni, beszerezni, felhasználni és karbantartani. A könyv az „Új Technika" sorozatban jelent meg, 126 oldalon, számos szövegközti ábrával és képpel, részletes irodalom ajánlással.

DR. BERCELI TIBOR
a műszaki tudományok kandidátusa
Távközlési Kutató Intézet

Felületi hullámvezetők kísérleti vizsgálata

ETO 621.372.826.001.4

Felületi hullámvezetőkkel végzett kísérletekről több szerző számolt már be [1—5]. A közölt mérési adatok sokoldalúan tájékoztatnak a felületi hullámvezetők tulajdonságairól. Az ebben a dolgozatban közölt kísérleti eredményeinkkel hozzá kívánunk járulni a felületi hullámvezetőkről szerzett ismeretek bővítéséhez.

A felületi hullámvezetők tervezésével e folyóirat egyik előző számában foglalkoztunk [6]. Az elméleti eredmények kísérleti igazolására több méréssorozatot végeztünk. Méréseink célja elsősorban a veszteségek meghatározása volt. Ezzel kapcsolatban sikerült a csillapítási tényező közvetlen mérését megoldani. További eredmények: a felületi hullámvezetők állóhullámarányának, sávszélességének, a vezető körüli térerősségeloszlásnak a meghatározása. A felületi hullámvezetők jellemzőinek a különböző paraméterektől való függése az elméleti összefüggéseknek megfelelő volt.

1. Mérési elvek

1.1 A veszteségek mérése

A felületi hullámvezetők teljes veszteségét a bemenő és a kimenő teljesítmény mérésével határoztuk meg. A teljes veszteség ekkor:

$$L = 10 \log \frac{P_0}{P_1} \text{ [dB]}, \tag{1}$$

ahol L a teljes veszteség, P_0 a bemenő és P_1 a kimenő teljesítmény.

A felületi hullámvezetők teljes vesztesége a gerjesztési veszteség és a vonalveszteség összege. A gerjesztési veszteség a két tölcsér együttes vesztesége, a vonalveszteség pedig a csillapítási tényezőnek és a vonal hosszának a szorzata. A teljes veszteség képlete tehát:

$$L = L_g + \beta l \text{ [dB]}, \tag{2}$$

ahol L_g a gerjesztési veszteség, β a csillapítási tényező és l a felületi hullámot vezető huzal hossza. A gerjesztési veszteség tehát a vonal hosszától független mennyiség, míg a vonalveszteség a hosszal egyenesen arányos.

A csillapítási tényező és a gerjesztési veszteség meghatározható két különböző hosszúságú tápvonal mérésével. A két tápvonal természetesen csak hosszban különbözhet egymástól, a hullámvezető huzalnak és a tölcséreknek mindkét esetben azonosaknak kell lenniök. Így a csillapítási tényező és a gerjesztési veszteség mindkét esetben ugyanakkora, csak az eltérő hossz miatt adódik a két tápvonal teljes veszteségére két különböző érték. Ezek szerint a két tápvonal hosszának és teljes veszteségének ismeretében kiszámítható a csillapítási tényező és a gerjesztési veszteség értéke. A két mennyiség képlete:

$$\beta = \frac{L_1 - L_2}{l_1 - l_2} \text{ [dB/m]}, \tag{3}$$

$$L_g = \frac{L_1 \cdot l_2 - L_2 \cdot l_1}{l_2 - l_1} \text{ [dB]}. \tag{4}$$

Itt L_1 az egyik tápvonal teljes vesztesége, l_1 e tápvonal hossza, L_2 a másik tápvonal teljes vesztesége és l_2 e másik tápvonal hossza.

1.2 A csillapítási tényező közvetlen mérése

Mint az előzőekben láttuk, két különböző hosszúságú tápvonal teljes veszteségének és hosszának mérésével, tehát közvetett úton meghatározható a csillapítási tényező. Szükség lenne azonban a csillapítási tényező olyan közvetlen úton való mérésére, mely egyetlen tápvonalon elvégezhető. Erre ad lehetőséget a következőkben ismertetendő új eljárás:

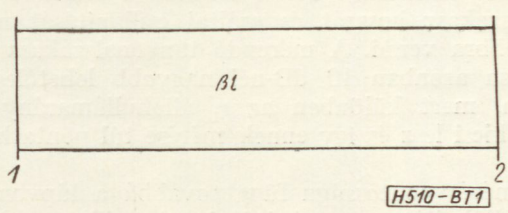
Legyen egy olyan tápvonalunk, amely belső visszaverődéseket nem tartalmaz, és amelynek csillapítása βl. A bemenetét *1*, a kimenetét *2* indexszel jelöljük (lásd az 1. ábrát). Legyen továbbá a tápvonal bemenetén a haladó hullám feszültség amplitúdója U_{1h}, a visszavert hullám feszültség-amplitúdója pedig U_{1r}. Hasonlóképpen a kimeneten a haladó hullám feszültsége legyen U_{2h} és a visszavert hullám feszültsége U_{2r}. Az állóhullámarány a bemeneten r_1, a kimeneten r_2, a visszaverődési tényező pedig Γ_1, illetve Γ_2 legyen.

A haladó hullám a bemenetről βl csillapításon keresztül jut el a kimenetre. Így a feszültségek abszolút értéke között a következő a kapcsolat:

$$|U_{2h}| = |U_{1h}| e^{-\beta l}. \tag{5}$$

Hasonlóképpen a visszavert hullám a kimenetről βl csillapításon keresztül jut vissza a bemenetre. Tehát:

$$|U_{1r}| = |U_{2r}| e^{-\beta l}. \tag{6}$$



1. ábra. Belső visszaverődéseket nem tartalmazó tápvonal

Az (5) egyenletből $|U_{1h}|$ értéke:

$$|U_{1h}| = |U_{2h}|\, e^{-\beta l}. \tag{7}$$

Osszuk el a (6) egyenletet a (7) egyenlettel:

$$\frac{|U_{1r}|}{|U_{1h}|} = \frac{|U_{2r}|}{|U_{2h}|}\, e^{-2\beta l}. \tag{8}$$

A visszaverődési tényező a visszavert hullám és a haladó hullám feszültségének az aránya:

$$\Gamma_1 = \frac{U_{1r}}{U_{1h}};\quad \Gamma_2 = \frac{U_{2r}}{U_{2h}}. \tag{9}$$

Ezeket a (8) egyenletbe helyettesítve a visszaverődési tényezők között a következő összefüggést kapjuk:

$$|\Gamma_1| = |\Gamma_2|\, e^{-2\beta l}. \tag{10}$$

Az előbbi egyenletből fejezzük ki a βl csillapítás értékét:

$$\beta l = \frac{1}{2} \ln \frac{|\Gamma_2|}{|\Gamma_1|} \text{ [neper]} \tag{11}$$

illetve:

$$\beta l = 10 \log \frac{|\Gamma_2|}{|\Gamma_1|} \text{ [dB]}. \tag{12}$$

A visszaverődési tényező az állóhullámarány ismeretében a következőképpen határozható meg:

$$|\Gamma_1| = \frac{r_1 - 1}{r_1 + 1};\quad |\Gamma_2| = \frac{r_2 - 1}{r_2 + 1}. \tag{13}$$

A felületi hullámvezető bármely, felfüggesztéseket nem tartalmazó szakasza olyan tápvonalnak tekinthető, amelyen belső visszaverődések nincsenek. Így a csillapítási tényező a hullámvezető huzal mentén végzett két állóhullámarány-méréssel közvetlenül meghatározható. A mérés menete a következő.

A hullámvezető huzal egy tetszés szerinti helyén megmérjük az állóhullámarányt, ennek értéke r_1. Ettől a helytől a hullám terjedési irányában vett l_s távolságra ismét megmérjük az állóhullámarányt, ez az r_2 érték. A megfelelő visszaverődési tényezők abszolút értékét a (13) egyenletből kapjuk meg. Ekkor a (12) képlet megadja az l_s hosszúságú tápvonalszakasz csillapítását, amelyből a csillapítási tényező:

$$\beta = \frac{10}{l_s} \log \frac{|\Gamma_2|}{|\Gamma_1|} \text{ [dB/m]}. \tag{14}$$

A csillapítási tényező mérésének pontosságát az alábbiak befolyásolják.

Az állóhullámarány mérési hibája annál kisebb hibát ad a csillapítás értékében, minél nagyobb a mérendő csillapítás. Tehát célszerű a mérendő tápvonalszakasz hosszát és ezáltal csillapítását minél nagyobbra venni. A mérendő tápvonalszakasz csillapítása azonban 10 dB-nél nagyobb lehetőleg ne legyen, mert különben az r_1 állóhullámarány nagyon kicsi lesz és így ennek mérése túl pontatlanná válik.

A mérés pontossága függ továbbá a tápvonalon levő állóhullám nagyságától is. A csillapítás értékében az állóhullámarány pontatlan mérése következtében adódó hiba annál kisebb, minél nagyobb a tápvonalon az állóhullám. Helyes tehát a tápvonal végén nagy visszaverődést létrehozni.

Végezetül célszerű az állóhullámarányt a mérendő l_s hosszúságú tápvonalszakasz mindkét végétől mindkét irányban néhány félhullámhosszon mérni és a mért értékek átlagát képezni. Így az állóhullámarány mérésénél a félhullámhossz hosszúságú tápvonalszakasz vesztesége által okozott hiba gyakorlatilag kiesik. Ennek a hibának a csillapítási tényező mérésének pontosságára gyakorolt hatása azonban már eleve elhanyagolhatóan kicsi, ha a mérendő tápvonalszakasz l_s hossza a félhullámhossznál legalább két nagyságrenddel nagyobb.

A csillapítási tényező közvetlen mérésének több előnye van. A hullámvezető huzal mentén végzett állóhullámarány-mérésekkel, mint láttuk, megkapjuk a csillapítási tényező értékét; ennek és a huzal hosszának ismeretében, valamint a teljes veszteség mérésével meghatározhatjuk a gerjesztési veszteséget. Így a csillapítási tényező és a gerjesztési veszteség meghatározásához nem szükséges két tápvonal, hanem elegendő egyetlen tápvonal mérését elvégezni, ami nagyobb mérési pontosságot és időmegtakarítást eredményez. Sokszor nincs is lehetőség két különböző hosszúságú tápvonal mérésére, mint például felszerelt, üzemben levő felületi hullámvezetők esetében. További előny, hogy ha csak a vezeték csillapítási tényezőjét kívánjuk meghatározni, akkor a mérés elvégzéséhez nem kell a már üzemben levő tápvonalat megbontani. Előny végül, hogy a vezeték csillapítását más veszteségektől elkülönítve, közvetlenül tudjuk mérni. Ez például akkor szükséges, amikor a szabadban levő, az időjárás hatásának kitett felületi hullámvezetőkre lerakódó szennyeződés, eső, jég stb. hatását kívánjuk vizsgálni. A csillapítási tényező közvetlen mérésével külön tudjuk választani a huzalon levő lerakódás hatását a tölcséreken levő lerakódás hatásától.

2. Mérési elrendezés

A mérések egy részét koaxiális tápvonalban végeztük, mivel a vizsgált felületi hullámvezetők koaxiális csatlakozókkal rendelkeztek. Így termisztoros teljesítménymérővel mértük a teljesítményszinteket a koaxiális csatlakozóknál a teljes veszteség meghatározása céljából. A bemeneti állóhullámarányt is a felületi hullámvezető egyik koaxiális csatlakozójánál mértük, miközben a másik koaxiális csatlakozót illesztetten lezártuk. A mérések többi részét a hullámvezető huzal mentén végeztük.

2.1 Az állóhullámarány mérése a felületi hullámvezető mentén

Mivel a felületi hullámú tápvonal nyitott, az állóhullámarány mérése a hullámvezető huzal mentén tetszőleges helyen könnyen elvégezhető. A méréseket kis dipólus-szondával végeztük. A dipólus a huzalra merőlegesen állt, mozgatása a huzallal párhuzamosan történt. Vezetésére bakelitsínre helyezett bakelitkocsi szolgált. A huzal környezetében fémtárgyakat nem használtunk, nehogy ezek a teret zavarják. Ezért készült a sín és a kocsi bakelitből.

Az erőtér zavarásának elkerülésére a szondát a huzaltól távolabb, gyengébb térben helyeztük el. Gondosan ügyelni kellett arra, hogy a huzal ne lengjen, nehogy ezáltal a huzal és a szonda távolsága változzék.

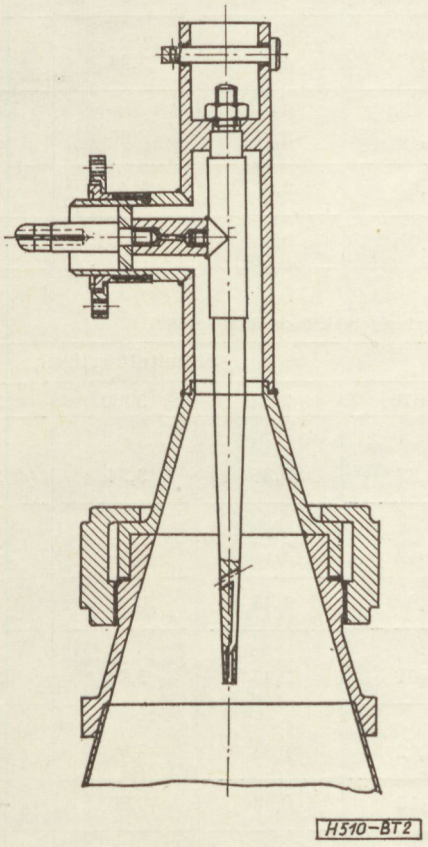
2.2 Az elektromos térerősségeloszlás mérése

A méréshez az előbb említett kis dipólus-szondát használtuk. A dipólust először a hullámvezető huzalra merőlegesen állítva a sugárirányú térerősség-összetevő eloszlását, majd a huzallal párhuzamosan állítva a tengelyirányú térerősség-összetevő eloszlását mértük. A szonda mozgatása mindkét esetben a huzalra merőlegesen, sugárirányban történt. Vezetésére az előbb említett bakelitsínre helyezett bakelitkocsi szolgált.

3. A vizsgált felületi hullámvezetők leírása

A felületi hullám vezetésére különböző hosszúságú zománcszigetelésű és csupasz rézhuzalt, polietilén-bevonatú rézsodronyt és PVC bevonatú alumíniumhuzalt használtunk.

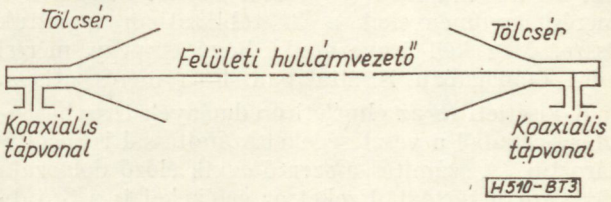
A felületi hullámot tölcsérrel gerjesztettük. A gerjesztő tölcsér keresztmetszete a 2. ábrán látható. A bemenet 7/8 hüvelykes koaxiális tápvonal, amely egy könyök révén derékszögben folytatódik. A belső vezetőt a könyöknél a sávszélesség növelése céljából vastagítottuk meg. A koaxiális tápvonal külső köpenye ezután tölcsérré szélesedik ki, belső ere elvékonyodik és a huzalhoz csatlakozik. A huzalt megfogó rész jó átmenetet és önzáró kapcsolatot ad. Ez utóbbi nagy feszítőerő alkalmazását teszi lehetővé. A huzal csatlakozása a belső vezetőhöz a kúpos szakasz kezdetétől kijjebb, e szakasz közepe táján van, mert ezen a helyen a felületi egyenetlenségek már kevésbé zavarják a teret.



2. ábra. A gerjesztő tölcsér keresztmetszete

A gerjesztő tölcsér két részből áll: egy koaxiális részből és egy tölcsér részből, mint az ábrán is látható. A hollandi anya meglazításával a tölcsér rész cserélhető. Kétféle méretű tölcsért készítettünk. A nagy tölcsér szájnyílása 36 cm átmérőjű, a kis tölcséré 18 cm. Mindkettő kúpszöge 15°. A hosszúk ennek megfelelően tehát különböző.

A felületi hullámú tápvonalak vázlatos rajza a 3. ábrán látható. A tápvonal két végén egy-egy gerjesztő tölcsér van egymással szembe fordítva és a két



3. ábra. Felületi hullámú tápvonal

tölcsér között van kifeszítve a hullámvezető huzal. A tápvonal két végén a csatlakozás tehát koaxiális. A mérőműszerekkel, illetőleg a tápvonallezárókkal ezekhez a koaxiális végekhez csatlakoztunk. A mérések folyamán a huzalokat cseréltük a tölcsérek között és ennek megfelelően a tápvonal hossza is változott. A gerjesztő tölcsérek koaxiális része a mérések során mindig ugyanaz volt, csak a tölcsér részt cseréltük, de a tápvonal két végén mindig egyforma méretű tölcséreket használtunk. Így különböző méretű tölcsérekkel különféle huzalokon végezhettünk méréseket. Az adatok pontosságának fokozására a méréseket többször megismételtük. Egy-egy mérési adat általában 4—5 mérés átlaga.

Méréseinket — a zavaró visszaverődések csökkentése végett — a szabadban végeztük. A hullámvezető huzalokat közbenső felfüggesztések nélkül csak a két végén alkalmazott feszítőerő tartotta, tehát a huzal mentén visszaverődések nem jöttek létre. A kifeszítés vízszintes irányban történt. Jelentős feszítőerőt kellett alkalmazni, hogy a belógás kismértékű legyen. A huzalok kifeszítése a gerjesztő tölcsérek végén levő kis csapokra hurkolt kötelek segítségével történt. A tölcséreket két háromlábú állvány tartotta.

4. Zománcszigetelésű rézhuzalos felületi hullámvezető

E méréssorozatban felületi hullámvezetőnek zománcszigetelésű rézhuzalt használtunk. A vezeték átmérője 2,24 mm, a zománcréteg vastagsága 0,08 mm, a külső átmérő tehát 2,40 mm volt. A mérésekhez két különböző hosszúságú huzalt használtunk: a továbbiakban a rövidnek nevezett tápvonal esetében a huzal hossza 40 m, a hosszúnak nevezett esetében pedig 60 m volt. Mindkét huzal végeihez

először a kis tölcséreket, utána pedig a nagy tölcséreket csatlakoztattuk, tehát összesen négy különböző tápvonalról kaptunk adatokat.

4.1 Veszteségek

Jelentős számú veszteségmérést végeztünk 2000, 3000 és 3670 MHz-en. Megmértük a hosszú és a rövid tápvonal teljes veszteségét a nagy és a kis tölcsérekkel. Ezekből az adatokból kiszámítottuk a gerjesztési veszteséget és a csillapítási tényezőt. A mérési eredményeket az 1. táblázatban közöljük.

A csillapítási tényezőt közvetlenül is meghatároztuk, a huzal mentén végzett állóhullámarány-méréssel. Az így nyert eredményeket a 2. táblázat tartalmazza.

A három mérési sorozat mindegyike egy-egy értéket ad a csillapítási tényezőre. Ezeket átlagolva a mérési eredményeket a 3. táblázatban foglaltuk össze. Meg kell jegyeznünk, hogy egy-egy mérési adat önmagában is általában 4—5 mérés átlaga.

A kísérleti és az elméleti eredmények összehasonlítása céljából a veszteségeket számítással is meghatároztuk. A számítás a szerző egyik előző dolgozata [6] alapján történt. Ezeket az értékeket is a 3. táblázat tartalmazza.

A mért és a számított értékek összevetésével a következőket állapíthatjuk meg.

A csillapítási tényező kb. 30—40%-kal nagyobb a számított értéknél. A gerjesztési veszteség is nagyobb az elméleti értéknél. Jól látható azonban, hogy a veszteségek frekvenciafüggése a számítás szerinti menetet követi, vagyis a frekvencia növelésével a csillapítási tényező nő, a gerjesztési veszteség pedig csökken. Ez annak a következménye, hogy a frekvencia növelésekor nő a mezőkoncentráció, mint ez pl. a későbbi 7. ábrán látható. A táblázatból továbbá kitűnik, hogy a gerjesztési veszteség csökken a tölcsér szájátmérőjének növelésével, ami megegyezik a számítás eredményével. A tölcsér szájátmérőjének növelésével elérhető veszteségcsökkenés jelentősége azonban a frekvencia növelésével egyre csökken. Például a zománcszigetelésű

2. táblázat

Zománcszigetelésű rézhuzal csillapítási tényezőjének állóhullámarány-méréssel meghatározott értékei

Frekvencia, MHz	2000	3000	3670
Csillapítási tényező, dB/m	0,0375	0,055	0,0715

1. táblázat

Zománcszigetelésű rézhuzalos felületi hullámvezetők veszteségeinek teljesítménymméréssel meghatározott értékei

	Kis tölcsérek			Nagy tölcsérek		
Frekvencia, MHz	2000	3000	3670	2000	3000	3670
A hosszú tápvonal teljes vesztesége, dB	5,63	5,74	6,37	4,28	5,24	5,61
A rövid tápvonal teljes vesztesége, dB	4,78	4,53	4,78	3,51	3,96	4,12
Gerjesztési veszteség, dB	3,1	2,1	1,6	2,0	1,4	1,15
Csillapítási tényező, dB/m	0,0425	0,0605	0,0795	0,0385	0,064	0,0745

3. táblázat

Zománcszigetelésű rézhuzalos felületi hullámvezetők veszteségeinek összesített értékei

		Mért értékek			Számított értékek		
Frekvencia, MHz		2000	3000	3670	2000	3000	3670
Kis tölcsérek	A hosszú tápvonal teljes vesztesége, dB	5,63	5,74	6,37	3,35	3,54	3,87
	A rövid tápvonal teljes vesztesége, dB	4,78	4,53	4,78	2,73	2,68	2,82
	Gerjesztési veszteség, dB	3,1	2,1	1,6	1,48	0,94	0,7
Nagy tölcsérek	A hosszú tápvonal teljes vesztesége, dB	4,28	5,24	5,61	2,45	2,86	3,32
	A rövid tápvonal teljes vesztesége, dB	3,51	3,96	4,12	1,83	2,0	2,27
	Gerjesztési veszteség, dB	2,0	1,4	1,15	0,58	0,26	0,15
Csillapítási tényező (átlag), dB/m		0,0395	0,0598	0,0752	0,0312	0,0434	0,0528

rézhuzalos hullámvezető esetében, ha a kis tölcsérek helyett a nagy tölcséreket használjuk, a gerjesztési veszteség 2000 MHz-en 1,1 dB-lel lesz kisebb, míg 3000 MHz-en 0,7 dB-lel és 3670 MHz-en már csak 0,45 dB-lel csökken. Az utóbbi két frekvencián tehát a nagy tölcsérek használatának már nincs sok értelme.

4.2 Optimális mezőkoncentráció

Érdemes részletesebben kitérni a felületi hullámvezetők teljes veszteségének a mezőkoncentrációtól és ezen keresztül a frekvenciától való függésére. Mint a szerző említett előző dolgozatában [6] elméleti úton kimutatta, adott felületi hullámvezető teljes veszteségének a mezőkoncentráció függvényében, valamely mezőkoncentráció-értéknél minimuma van. Ezt a mezőkoncentráció-értéket optimális mezőkoncentrációnak nevezzük. A felületi hullámvezető teljes veszteségének a mezőkoncentrációtól való függése tehát a következő:

Az optimális mezőkoncentrációnál lényegesen kisebb mezőkoncentráció esetén a teljes veszteség nagy, a mezőkoncentráció növelésével fokozatosan csökken, az optimális mezőkoncentrációnál minimumot ér el, majd a mezőkoncentráció további növelésével növekszik. Ha tehát a mezőkoncentráció növelésével a teljes veszteség csökken, ez arra mutat, hogy a mezőkoncentráció az optimális értéknél kisebb; ha viszont nő a teljes veszteség, akkor a mezőkoncentráció az optimális értéknél nagyobb. A mezőkoncentráció függ a frekvenciától, mégpedig oly módon, hogy a frekvencia növekedésével nő a mezőkoncentráció is. Az előbb elmondottak tehát érvényesek a teljes veszteségnek a frekvenciától való függésére is. A minimális veszteséget adó frekvencián jön létre az optimális mezőkoncentráció.

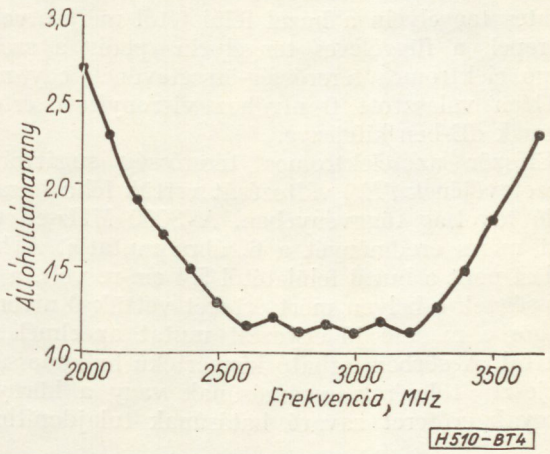
Nézzük most meg a négyféle zománcszigetelésű, rézhuzalos felületi hullámvezető teljes veszteségének frekvenciafüggését a 3. táblázat adatai alapján. A kis tölcsérrel gerjesztett rövid tápvonal teljes vesztesége 3000 MHz-en határozott minimumot mutat. Ezen a tápvonalon tehát 3000 MHz-en jön létre az optimális mezőkoncentráció. Ennek környezetében a teljes veszteség változása csekély. Szélessávú átvitelre az ilyen tápvonal előnyös, mert a teljes veszteség az egész tartományban kicsi és majdnem állandó.

Vizsgáljuk meg ezután a kis tölcsérrel gerjesztett hosszú tápvonal teljes veszteségének frekvenciafüggését. A teljes veszteség nő a frekvencia növelésével, tehát a mezőkoncentráció az optimális értéknél nagyobb. E tápvonal teljes veszteségének valamilyen kisebb frekvencián van minimuma. Ha a 2000—3670 MHz frekvenciasávban kívánjuk ezt a tápvonalat használni, célszerű a bevonatvastagságot csökkenteni, hogy a sáv közepén jöjjön létre az optimális mezőkoncentráció, tehát itt legyen legkisebb a teljes veszteség. A nagy tölcsérrel gerjesztett rövid és hosszú tápvonal esetében ugyancsak nagyobb a mezőkoncentráció az optimális értéknél. A tápvonalak teljes vesztesége szintén valamilyen kisebb frekvencián minimális. A zománcréteg megfelelő vékonyításával ezek esetében is a kérdéses sávba hozható a minimum. Természetesen a négyféle tápvonal teljes vesztesége különböző, függetlenül attól, hogy a mezőkoncentráció az adott tápvonalon optimális-e vagy sem, mivel az egyes tápvonalak esetében a tölcsérek szájátmérője vagy a vonal hossza egymástól eltérő.

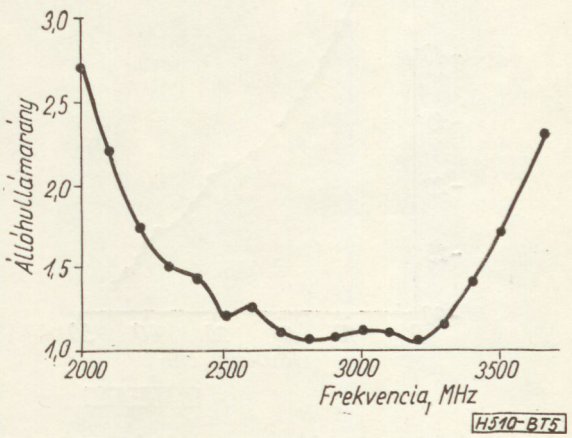
Érdemes végül megemlíteni, hogy a teljes veszteség mért és számított értékei közel azonos frekvenciafüggést mutatnak.

4.3 Állóhullámarány, fázishullámhossz

Megmértük a négy tápvonal feszültség-állóhullámarányát. A mérést a koaxiális bemeneten végeztük, miközben a koaxiális kimenetet illesztetten lezártuk. Példaképpen közöljük két tápvonal mérési eredményeit. A 4. ábra a kis tölcsérrel, az 5. ábra pedig a nagy tölcsérrel gerjesztett hosszú tápvonal állóhullámarányát adja meg a frekvencia függvényében. A rövid tápvonalak állóhullámaránya is hasonló jellegű frekvenciafüggést mutatott. A tápvonalak bemeneti állóhullámaránya tehát igen széles frekvenciatartományban 1,3 alatt volt. Ennek a tartománynak a szélessége a tápvonaltól függően 800 MHz és 900 MHz között változott.



4. ábra. A kis tölcsérrel gerjesztett hosszú zománcszigetelésű rézhuzalos tápvonal állóhullámaránya



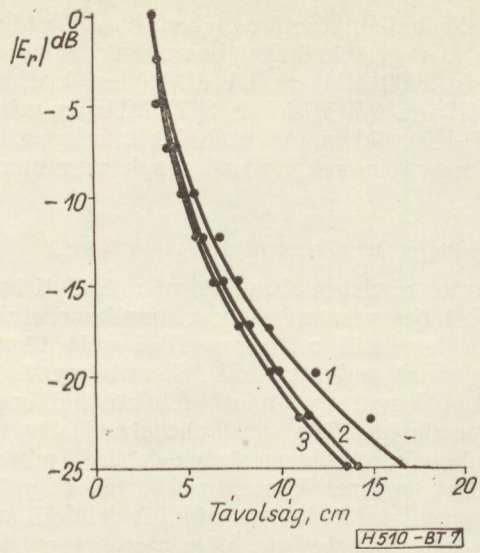
5. ábra. A nagy tölcsérrel gerjesztett hosszú zománcszigetelésű rézhuzalos tápvonal állóhullámaránya

Sikerült megmérni a fázishullámhossz értékét a huzal mentén. Először a tápvonal bemenetéhez csatlakozó koaxiális hasított vonalban mértük meg a hullámhosszat, mely megegyezik a szabadtéri hullámhosszal. Ennek értéke 101 mm volt. Ezután a kis dipólus-szondának a huzal mentén végzett mozgatásával megmértük a felületi hullám hosszát. Ez 100,5 mm-nek adódott. A felületi hullám hossza tehát kisebb, mint a szabadtéri hullámhossz. A csökkenés mértéke 0,5%. Mivel a fázissebesség és a fázishullámhossz között adott frekvencián lineáris kapcsolat van, a felületi hullám fázissebessége kisebb a fénysebességnél. A fázissebesség csökkenése ugyanolyan mértékű, mint a fázishullámhossz csökkenése. A csökkenés mért értéke jól megegyezik a számított értékkel.

4.4 Térerősségeloszlás

Következő méréseink az elektromos térerősség-összetevők sugárirányú változásának meghatározását szolgálták. E méréseket a felületi hullámvezetők közepe táján végeztük, hogy a gerjesztő tölcsérek sugárzó tere minél kevésbé zavarjon. A 6. és a 8. ábra görbéjét a kis tölcsérrel gerjesztett rövid huzal, a 7. ábra görbéit a nagy tölcsérrel gerjesztett rövid huzal mérésével kaptuk. Az ábrák vízszintes tengelyein a huzal felületétől mért távolság szerepel, a függőleges tengelyein pedig a szóban forgó elektromos térerősség-összetevőnek egy megfelelően választott 0 nívóhoz viszonyított értékei vannak dB-ben kifejezve.

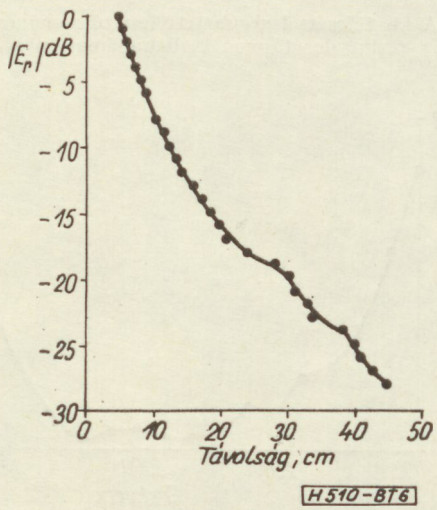
Először az elektromos térerősség sugárirányú összetevőjének (E_r) változását vettük fel a huzaltól való távolság függvényében. A 3000 MHz-en végzett mérés eredményét a 6. ábra mutatja. A kiindulási pont a huzal felületétől 5,4 cm-re volt, a térerősségnek e helyen mért értékét vettük 0 nívónak. A görbe menete jó egyezést mutat az elméletileg várttal. A görbén látható kismértékű hullámosság a gerjesztő tölcsérek sugárzásának vagy a környező tárgyak erőteret zavaró hatásának tulajdonítható.



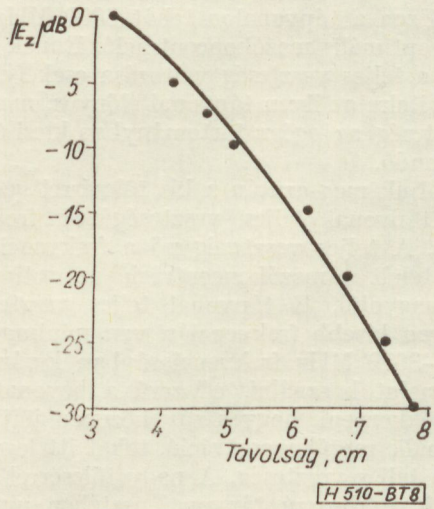
7. ábra. A sugárirányú elektromos térerősség-összetevő eloszlása 2000 MHz *(1)*, 3000 MHz *(2)* és 3670 MHz *(3)* frekvencián, zománcszigetelésű rézhuzalos felületi hullámvezető esetén

Mint az ábrából látható, a térerősség a huzaltól távolodva gyorsan csökken, ami a mező erős koncentrálódását jelzi. A vezető körül tehát viszonylag kis területet kell a hullámterjedést zavaró tárgyaktól megszabadítani.

Meghatároztuk ezenkívül az előbbi térerősség-összetevő (E_r) sugárirányú eloszlásának frekvenciafüggését is (7. ábra). A mérést három frekvencián végeztük el: az *1* jelű görbe a 2000 MHz-en, a *2* jelű a 3000 MHz-en, a *3* jelű a 3670 MHz-en mért értékeket mutatja. A kiindulási pont a huzal felületétől 3,3 cm-re volt. A térerősségnek e helyen levő értékét vettük 0 nívónak. Az ábrából jól látható, hogy a frekvencia növelésével a mező egyre jobban koncentrálódik. Ez a mérés tehát igazolja azt az elméleti megállapítást, hogy a mezőkoncentráció a frekvencia növelésével nő.



6. ábra. A sugárirányú elektromos térerősség-összetevő változása a huzaltól való távolság függvényében zománcszigetelésű rézhuzalos felületi hullámvezető esetén



8. ábra. A tengelyirányú elektromos térerősség-összetevő csökkenése sugárirányban zománcszigetelésű rézhuzalos felületi hullámvezető esetén

Megmértük az elektromos térerősség tengelyirányú összetevőjének (E_z) sugárirányú csökkenését 3000 MHz-en (8. ábra). A mérést a huzal felületétől 3,3 cm-re kezdtük és az itt kapott térerősség-értéket vettük 0 nívónak. Amint látható, ez a térerősség-összetevő a huzaltól távolódva igen gyorsan csökken.

4.5 Felfüggesztések

Megvizsgáltuk, mennyire fontos a huzal koaxiális vezetése a tölcsérben, és megállapítottuk, hogy a hullámvezető különösebben nem érzékeny a központos vezetésre. Kb. 5°-os irányeltérés esetében érzékelhető csillapításnövekedés vagy állóhullámarány-változás még nem volt.

Végül a felfüggesztések hatását vizsgáltuk meg. A huzal felfüggesztése megengedhető, ha az így létrejövő irányváltozás néhány foknál nem nagyobb. Felfüggesztésére vékony zsinórok szolgálhatnak.

5. Csupasz rézhuzalos felületi hullámvezető

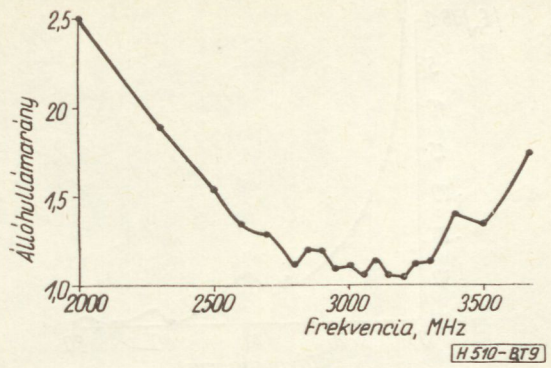
A következőkben felületi hullámvezetőnek csupasz rézhuzalt használtunk. A huzal átmérője 2,2 mm, hossza 60 m volt. A huzal két vége a nagy tölcsérekhez csatlakozott.

5.1 Veszteségek

Meghatároztuk a csupasz rézhuzalos felületi hullámvezető veszteségeit a frekvencia függvényében. Az értékeket oly módon állapítottuk meg, hogy a teljes veszteséget a tápvonal két végén levő teljesítmény mérésével, a csillapítási tényezőt pedig a huzal mentén két helyen végzett állóhullámarány-méréssel meghatároztuk, majd ezek ismeretében kiszámítottuk a gerjesztési veszteség értékét. Az eredményeket a 4. táblázatban közöljük.

Összehasonlítás kedvéért a 4. táblázat tartalmazza e mennyiségek számított értékeit is. A számítás a szerző „Kisveszteségű hullámvezetők" című disszertációja [7] alapján készült.

Vessük össze a méréssel és a számítással nyert veszteségértékeket. Azt látjuk, hogy míg a tápvonal teljes vesztesége kb. 30%-kal nagyobb a számított értéknél, addig a csillapítási tényező kb. 50%-kal, a gerjesztési veszteség viszont átlagban csak 20%-kal nagyobb. Ennek oka az lehet, hogy a huzal felületén vékony oxidréteg van, amely mint dielektromos bevonat az erőteret erősebben koncentrálja és ezáltal a csillapítási tényezőt az ideális csupasz huzal eseténez viszonyítva növeli, a gerjesztési veszteséget pedig csökkenti. A veszteségek frekvenciafüggése egyébként az elméleti menetet követi.



9. ábra. Csupasz rézhuzalos tápvonal állóhullámaránya a frekvencia függvényében

Érdemes megfigyelni a tápvonal teljes veszteségének frekvenciafüggését. Amint a táblázatból látható, ez a frekvencia növelésével csökken, tehát a mezőkoncentráció kisebb az optimális értéknél. E tápvonalnak veszteség-minimuma valamilyen nagyobb frekvencián van. Az adott sávban úgy tudjuk minimumra csökkenteni a veszteséget, hogy megnöveljük a mezőkoncentrációt, amit például a huzalnak vékony dielektromos réteggel való bevonásával érhetünk el. A csupasz huzal tehát 60 m hosszú tápvonal esetén ebben a frekvenciatartományban nem előnyösebb a zománcszigetelésű huzalnál, mert a kisebb csillapítási tényező hatását lerontja a nagyobb gerjesztési veszteség.

5.2 Állóhullámarány

Megmértük az állóhullámarányt a tápvonal koaxiális bemenetén a frekvencia függvényében, miközben a koaxiális kimenetet illesztetten lezártuk. Ennek görbéjét a 9. ábra mutatja. Amint látjuk, 2670 MHz-től 3370 MHz-ig, tehát 700 MHz széles sávban az állóhullámarány 1,3 alatt maradt.

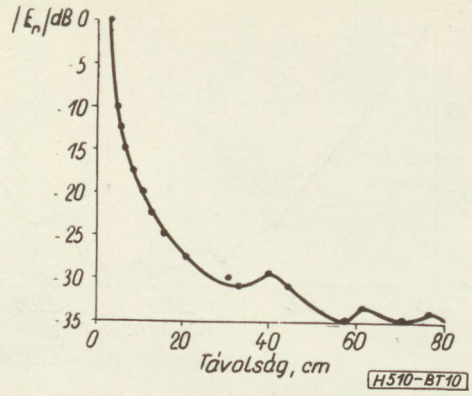
5.3 Térerősségeloszlás

Meghatároztuk az elektromos térerősség sugárirányú összetevőjének változását a huzaltól való távolság függvényében. A mérést a tápvonal közepe táján végeztük, hogy a gerjesztő tölcsérek sugárzó tere minél kevésbé zavarjon. A mérés eredménye 3000 MHz frekvenciára a 10. ábrán látható. A kiindulási pont a huzal felületétől 3 cm-re volt. A térerősség itt levő értékét választottuk 0 nívónak. A vízszintes tengelyen a huzal felületétől mért távolság szerepel. A függőleges tengelyen a sugárirányú elektromos térerősség-összetevőnek (E_r) a 0 nívóhoz viszonyított értékei vannak dB-ben kifejezve. Amint

4. táblázat

Csupasz rézhuzalos felületi hullámvezető veszteségei

	Mért értékek			Számított értékek		
Frekvencia, MHz	2000	3000	3670	2000	3000	3670
Teljes veszteség, dB	5,41	5,32	5,29	4,11	4,04	4,0
Gerjesztési veszteség, dB	3,95	3,32	2,87	3,1	2,72	2,52
Csillapítási tényező, dB/m	0,0243	0,0334	0,0386	0,0169	0,022	0,0247



10. ábra. A sugárirányú elektromos térerősség-összetevő változása a huzaltól való távolság függvényében csupasz rézhuzalos felületi hullámvezető esetén

látható, a térerősség a huzaltól távolodva gyorsan csökken. A görbén látható hullámosság a gerjesztő tölcsérek sugárzásának vagy a környező tárgyak erőteret zavaró hatásának tulajdonítható.

Felvetődik most a kérdés, mennyivel kisebb mértékű az erőtér koncentrálódása a csupasz huzal környezetében, mint a zománcszigetelésű huzal környezetében. Erre a kérdésre a választ a 7. és a 10. ábra összehasonlításával kapjuk meg, mivel e két mérés körülményei körülbelül egyformák voltak. Az ábrák kiértékeléséhez azonban a szintértékeket azonos kiindulási pontra kell vonatkoztatni. A 7. ábrán a huzal felületétől 3,3 cm-re van a 0 nívó, a 10. ábrán viszont a huzal felületétől 3,3 cm-re a —1 dB-es nívó van, tehát az összehasonlításhoz a 10. ábra számértékeit 1-gyel csökkenteni kell. Végezzük el most az összehasonlítást. A zománcszigetelésű huzal esetében a sugárirányú térerősség-összetevő a 7. ábra *2* jelű görbéje szerint —25 dB-es szintet a huzal felületétől 14 cm-re ér el. A csupasz huzal esetében a sugárirányú térerősség-összetevő szintje a huzal felületétől 14 cm-re a közös 3,3 cm-es kiindulási pontra vonatkoztatva a 10. ábra szerint csak —22,5 dB, tehát 2,5 dB-lel nagyobb, mint a zománcszigetelésű huzal esetében. Más szóval a huzal felületétől 14 cm-re a térerősség a zománcszigetelésű huzal esetében közel fele akkorára csökkent, mint a csupasz huzal esetében. Ezek a mérések tehát bizonyítják, hogy a csupasz huzal mezőkoncentrálása kisebb, mint a zománszigetelésű huzalé. Az eltérés mértéke azonban a vártnál kisebb, aminek az oka az lehet, hogy — mint erre már előzőleg utaltunk — a csupasz huzal felületén vékony oxidréteg van és ez mint dielektromos bevonat az erőteret erősebben koncentrálja.

6. Polietilén-bevonatú rézsodronyos felületi hullámvezető

Méréseket végeztünk egy 45 m hosszúságú, polietilén-bevonatú rézsodronnyal mint felületi hullámvezetővel. A sodrony hét 0,9 mm átmérőjű szálból állt. A sodrathossz 30 mm volt. A sodrony átlagos átmérője 2,5 mm, a polietilén-bevonat vastagsága 1,7 mm, a vezető külső átmérője tehát 5,9 mm volt. A felületi hullám gerjesztésére a kis tölcséreket használtuk.

Megmértük a tápvonal veszteségeit a frekvencia függvényében. Az eredményeket az 5. táblázat tartalmazza. A tápvonal teljes veszteségét a két végén

5. táblázat

Polietilén-bevonatú rézsodronyos felületi hullámvezető veszteségeinek mért értékei

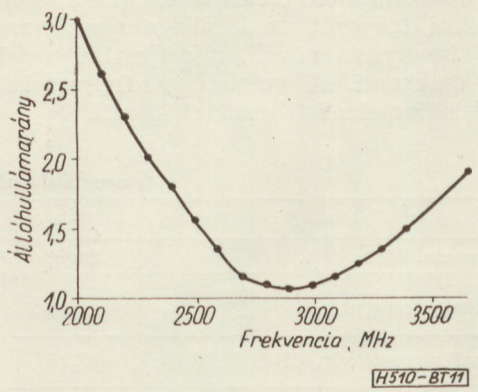
Frekvencia, MHz	2000	3000	3670
Teljes veszteség, dB	5,04	7,0	8,6
Gerjesztési veszteség, dB	1,51	1,15	1,1
Csillapítási tényező, dB/m	0,0784	0,13	0,167

végzett teljesítménymméréssel, a csillapítási tényezőt a vezeték mentén két helyen végzett állóhullámarány-méréssel határoztuk meg. Ezek ismeretében kiszámítottuk a gerjesztési veszteséget.

A veszteségek frekvenciafüggése az elméletileg várt menetet követi. A frekvencia növelésével nő a csillapítási tényező és csökken a gerjesztési veszteség. Megállapítható azonban, hogy a vastag polietilén-bevonat túlságosan nagy mértékben koncentrálja az erőteret, ezért a csillapítási tényező elég nagy, lényegesen nagyobb a zománcszigetelésű huzalénál. Ennek hatását a kis gerjesztési veszteség nem tudja ellensúlyozni. Így a teljes veszteség is nagy és a frekvencia növelésével gyorsan nő. Tehát a mezőkoncentráció jóval nagyobb az optimális értékénél. Hátrány ezenkívül még, hogy ez a vezető igen súlyos és ezért nehéz a kifeszítése.

Megvizsgáltuk a hullámvezető huzal hirtelen irányváltozásának hatását. A huzalt középen zsineggel felfüggesztettük, így 10°-os éles törést kaptunk. Ekkor megmértük a tápvonal teljes veszteségét, ami 3000 MHz-en 7,22 dB, 3670 MHz-en pedig 8,93 dB volt. Ezeket az adatokat az 5. táblázat megfelelő adataival összevetve megállapíthatjuk, hogy a 10°-os hirtelen irányváltozás 3000 MHz-en 0,22 dB-lel, 3670 MHz-en 0,33 dB-lel növelte meg a teljes veszteséget.

Megmértük az állóhullámarányt a tápvonal koaxiális bemenetén a frekvencia függvényében úgy, hogy a koaxiális kimenetet illesztetten lezártuk. A mérés eredményét a 11. ábra mutatja. Az állóhullámarány 600 MHz széles sávon 1,3 alatt maradt.



11. ábra. Polietilén-bevonatú rézsodrony tápvonal állóhullámaránya a frekvencia függvényében

7. PVC-bevonatú alumíniumhuzalos felületi hullámvezető

Méréseink következő tárgya PVC-bevonatú alumíniumhuzal volt. A huzal átmérője 2,2 mm, a PVC-bevonat vastagsága 0,8 mm, a külső átmérő tehát 3,8 mm volt. A huzal hosszát 20 m-re vettük és a két két végéhez a nagy tölcséreket csatlakoztattuk.

Méréseink a tápvonal teljes veszteségére a 6. táblázatban szereplő értékeket adták. Ezek az értékek

6. táblázat

PVC-bevonatú alumíniumhuzalos felületi hullámvezető veszteségeinek mért értékei

Frekvencia, MHz	2000	3000	3670
Teljes veszteség, dB	11,65	14,17	17,0

igen nagyok. PVC-bevonatú huzalt tehát felületi hullámvezetésre nem érdemes használni. Egyúttal a mérési eredményekből megállapítható, hogy a PVC anyag a mikrohullámú tartományban nagyon veszteséges.

Megmértük az állóhullámarányt a tápvonal bemenetén a frekvencia függvényében. Ez 650 MHz széles sávban 1,3 alatt volt.

8. Végkövetkeztetések

Az elvégzett mérések a felületi hullámvezetők jellemzőinek vizsgálatát szolgálták. Elsősorban a veszteségek meghatározása volt a cél. Sikerült a csillapítási tényezőt közvetlenül mérni. További értékes adatokat szolgáltatott a felületi hullámvezetők állóhullámarányának, sávszélességének, a vezető körüli térerősségeloszlásnak a vizsgálata.

A felületi hullámú tápvonalak veszteségei csekélyek. A csillapítási tényező a vezetéktől és a frekvenciától függően 0,02 dB/m és 0,2 dB/m között, a gerjesztési veszteség a tölcsértől és a frekvenciatól függően 1 dB és 4 dB között változott. A tápvonalak állóhullámaránya igen széles sávban 1,3 alatt maradt. Ennek a sávnak a szélessége a tápvonaltól függően 600 MHz és 900 MHz között volt. Érdekes tapasztalat, hogy a hullámvezető huzal cserélésével a tápvonal állóhullámaránya jelentősen nem változott. Ez a gerjesztő tölcsérben kialakított átmenet jóságára mutat.

A felületi hullámvezetők jellemzőinek a különböző paraméterektől való függése az elméleti összefüggéseknek megfelelő volt. Így például a csillapítási tényezőnek, a gerjesztési veszteségnek, a mezőkoncentrációnak a frekvenciától való függése a várt menetet mutatta. Igazolódtak az optimális mezőkoncentrációval kapcsolatos elméleti megfontolások. Említésre méltók az erőtérnek a huzal körüli eloszlásáról készült ábrái, különösen az, mely jól mutatja az erőtérnek a frekvencia növekedésével való koncentrálódását.

A mért vezetékfajták közül a legkedvezőbb tulajdonságokat a zománcszigetelésű rézhuzal mutatta. Az ebből alkotott tápvonal vesztesége kicsi, ugyanakkor az elektromágneses térnek a huzal körüli kiterjedése sem nagy. Ezáltal a felületi hullám jó hatásfokú gerjesztésére kisméretű tölcséreket használhatunk, és a vezető körül kis területet kell a hullámterjedést zavaró tárgyaktól megszabadítani. A csupasz rézhuzal hátránya ezzel szemben, hogy környezetében az erőtér kiterjedése nagy és ezért a felületi hullám jó hatásfokú gerjesztéséhez nagyméretű tölcsérek szükségesek, továbbá a vezető körül nagy területet kell a hullámterjedést zavaró tárgyaktól megszabadítani. A vastag polietilén-bevonatú rézsodrony hátránya viszont éppen az, hogy túl erősen koncentrálja az erőteret és így nagy a vezeték csillapítása. A PVC-bevonatú huzal felületi hullámvezetésre nem alkalmas, mivel a PVC anyag nagyon veszteséges.

IRODALOM

1. *G. Goubau, C. E. Sharp:* A U. H. F. Surface—Wave Transmission Line. Proc. IRE, 1953. jan., 107—109. o.
2. *H. M. Barlow, A. E. Karbowiak:* An Investigation of the Characteristics of Cylindrical Surface Waces, Proc. IEE, Part III. 1953. nov., 321—328. o.
3. *P. Chavance, B. Chiron:* Une étude expérimentale de transmission d'ondes centimétriques sur guides d'ondes filiformes. Ann. Télécom. 1953. nov., 367—378. o.
4. *M. D. Karaszev, V. A. Apanaszenko:* Polucsenie poverhnosztnüh voln, raszprosztranjajuscsihszja vdol' odinocsnogo cilindricseszkogo provoda. Zsurn. Tehn. Fiz, XXIV. k. 1954. ápr., 662—666. o.
5. *E. H. Scheibe, B. G. King,* D. L. Van Zeeland: Loss Measurements of Surface Wave Transmission Lines, Jour. Appl. Phys. 1954. jun., 790—797. o.
6. *Berceli T.:* Felületi hullámvezetők tervezése. Magyar Híradástechnika. 1961. ápr. No. 2. 51—64. o.
7. *Berceli T.:* Kisveszteségű hullámvezetők. Kandidátusi értekezés. 1955. Található a Magyar Tudományos Akadémia könyvtárában.

TARLACZ LÁSZLÓ
Telefongyár

Sávszűrők tervezése

ETO 621.372.543.2.001.2

Sávszűrők tervezésére több módszer ismeretes. A legjobb megoldást az üzemi paraméteres méretezés adja, ez azonban nagy számolási apparátust igényel A hullámparaméteres méretezés már lényegesen egyszerűbb. Cikkünkben hullámparaméterek szerint méretezett sávszűrőkről lesz szó. A sávszűrőket azonban nem frekvenciatranszformációval származtatjuk, hanem aluláteresztőből nem származtatható, önálló sávszűrő L-tagokból építjük fel. Az így kapott szűrők, amellett, hogy lényegesen egyszerűbben tervezhetők, műszaki paraméterek és gazdaságosság tekintetében is alig, vagy sokszor nem is maradnak el az üzemi paraméteres méretezés útján kapott szűrőktől.

A sávszűrő L-tagokat előző cikkünkben [5] már ismertettük. Jelen dolgozatunkban további adatokat közlünk az egyes L-tagokról, ismertetjük a belőlük felépített szűrők hullámcsillapítását és hullámforgatását, valamint az üzemi csillapítás és reflexiós csillapítás számítását. Számítási eljárást adunk a veszteségek hatásának megállapítására is. Végül előre megadott követelményeket teljesítő sávszűrők tervezésének menetét számpéldákon keresztül mutatjuk be.

1. A különböző sávszűrő L-tagok jellemzése és használhatóságuk

Mint a bevezetésben már említettük, a szűrőláncot egymáshoz illesztetten kapcsolódó L-tagokból építjük fel. Az illesztés követelménye annyit jelent, hogy az egyes L-tagok egymás felé forduló és összekapcsolt oldalain a hullámimpedanciák azonosak legyenek. Az illesztés, valamint a csillapítás követelményeinek teljesítésén belül azonban egy sávszűrő többféleképpen rakható össze. Az alábbiakban — bár az egyes L-tagok alapos ismerete maga is útmutatást ad — a szűrőláncok legcélszerűbb felépítéséhez kívánunk segítséget nyújtani.

Az egyes L-tagokat az [5]-ben bevezetett rendszer szerint három számmal jellemeztük: az első (római) szám a diagonálviszonyra, vagyis a pólusok számára és elhelyezkedésére utalt, a másik kettő pedig a T, ill. π oldali hullámimpedancia típusára.

Az ott közölt 33 féle féltag közül elsősorban azokat érdemes alkalmazni, amelyek a megvalósított csillapításpólusokhoz képest kevés elemet tartalmaznak. Emellett még arra is ügyelnünk kell, hogy impedanciamenetük illesztésre, vagy szomszédos L-tagokhoz való csatlakoztatásra jól megfeleljen.

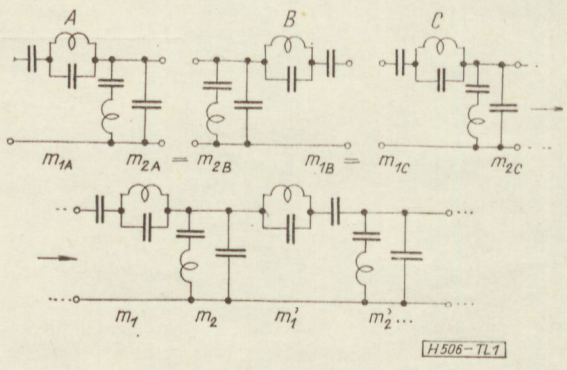
Ha végigtekintünk az [5]-ben közölt táblázatokon, láthatjuk, hogy ezeknek a feltételeknek leginkább a 3. táblázat tagjai (II. típusok), továbbá az Ia $\frac{3}{2}, \frac{1}{4}, \frac{3}{10}, \frac{9}{4}$ (1. táblázat) és Ib $\frac{1}{3}, \frac{4}{2}, \frac{5}{3}, \frac{4}{6}$ (2. táblázat) típusok tesznek eleget.

Az előbb felsorolt tizenhét típus közül 8—8 egymásnak duálja. A duál féltagok csillapítás, illesztés és elemszám tekintetében egymással teljesen egyenértékűek. Csupán egyetlen (bár lényeges) szempont miatt mégis csak az egyik duál megvalósítást szokták alkalmazni: mivel egy tekercs általában drágább, mint egy kondenzátor, a kevesebb tekercsszámú változatot használják. A leggyakrabban használt típusok száma így már 10-re csökkent.

Cikcakk szűrők

A minimális tekercsszámot tartalmazó típusok közül a legáltalánosabb a II $\frac{5}{10}$ féltag. Ez 2 tekerccsel és 4 kondenzátorral két végesben levő pólust valósít meg. Az előbb felsorolt 10 L-tag közül — a II $\frac{1}{14}$ és II $\frac{13}{2}$ kivételével — az összes többi ebből származtatható. A II $\frac{5}{10}$ alapféltagból és származékaiból épülnek fel a cikk-cakk szűrők, amelyeknek éppen gazdaságosságuk miatt van nagy jelentőségük. Előnyük még az is, hogy az esetleg fellépő szórt és földkapacitások a meglevő kondenzátorok értékébe betudhatók.

A cikk-cakk L-tagok illesztett láncba fűzése másképpen történik, mint az egyéb, ismertebb féltagoké. Más L-tagokat egyik oldaluk felől rendszerint önmaguk tükörképével szoktak összevonni. Az így kapott szűrők szimmetrikus T- vagy π-tagokból épülnek fel, s féltagot csak a szűrőlánc végén, „belső" oldalukkal kifelé fordítva szoktak alkalmazni illesztés céljából. Cikcakk L-tagoknál más a helyzet. Ahhoz, hogy két II $\frac{5}{10}$ típusú L-tag hullámimpedanciája egyik oldalukon azonos legyen, elegendő, ha — a relatív sávszélességen kívül — csak az egyik modulusuk egyezik meg egymással. Teljes ekvivalenciára nincs szükség. Ennélfogva a cikcakk szűrők



1. ábra. Cikcakk szűrőláncalkotás

Hullámimpedancia-függvények *1. táblázat*

Típus (Z_0), $\left(\frac{1}{Z_0}\right)$		Függvény	k
1	2	$k\frac{\sqrt{(1+\pi_2 p^2)(1+\pi_3 p^2)}}{p}$	$\frac{\beta}{\beta^2-1}$
3	4	$k\frac{\sqrt{1+\pi_2 p^2}}{p\sqrt{1+\pi_3 p^2}}$	$\frac{1}{\beta}$
5	6	$k\frac{\sqrt{(1+\pi_2 p^2)(1+\pi_3 p^2)}}{p(1+\pi_4 p^2)}$	$\frac{\beta(m_1^2+1)}{\beta^2 m_1^2-1}$
7	8	$k\frac{(1+\pi_4 p^2)\sqrt{1+\pi_2 p^2}}{p\sqrt{1+\pi_3 p^2}}$	$\frac{\beta^2 m_1^2-1}{\beta(\beta^2-1)(m_1^2+1)}$
9	10	$k\frac{p\sqrt{(1+\pi_2 p^2)(1+\pi_3 p^2)}}{1+\pi_1 p^2}$	$\frac{\beta(m_2^2+1)}{1-\beta^2 m_2^2}$
11	12	$k\frac{p\sqrt{1+\pi_2 p^2}}{(1+\pi_1 p^2)\sqrt{1+\pi_3 p^2}}$	$\frac{(\beta^2-1)(m_2^2+1)}{\beta(1-\beta^2 m_2^2)}$
13	14	$k\frac{p\sqrt{(1+\pi_2 p^2)(1+\pi_3 p^2)}}{(1+\pi_1 p^2)(1+\pi_4 p^2)}$	$\frac{\beta(\beta^2-1)(m_1^2+1)(m_2^2+1)}{(\beta^2 m_1^2-1)(1-\beta^2 m_2^2)}$
15	16	$k\frac{p(1+\pi_4 p^2)\sqrt{1+\pi_2 p^2}}{(1+\pi_1 p^2)\sqrt{1+\pi_3 p^2}}$	$\frac{(m_2^2+1)(\beta^2 m_1^2-1)}{\beta(m_1^2+1)(1-\beta^2 m_2^2)}$

Megjegyzés:

$$\pi_1=\frac{\beta^2-m_2^2}{1-\beta^2 m_2^2},\quad \pi_2=1\beta^2,\quad \pi_3=\frac{1}{\beta^2},\quad \pi_4=\frac{m_1^2-\beta^2}{\beta^2 m_1^2-1}.\qquad Z_{0(\omega=1)}=1.$$

nem szimmetrikus T- vagy π-tagokból épülnek fel. A cikcakk szűrőláncalkotás módját az 1. ábrán szemléltetjük, ahol egy cikcakk féltagot m_1 és m_2 modulusával jellemzünk. A szűrőláncban természetesen szerepelhetnek elfajult tagok is. Csupán arra kell ügyelnünk, hogy az egyes féltagok egymás felőli oldalukon azonos hullámimpedanciájúak legyenek.

A cikk-cakk alapféltag jellegzetes asszimmetrikus hullámellenállás-menetével illesztésre nem mindig megfelelő.

Az egyes hullámimpedanciák algebrai alakjának felírási módjával [5]-ben részletesen foglalkoztunk. Most táblázatban összegyűjtve meg is adjuk az előforduló 16-féle hullámimpedancia függvényt (1. táblázat). A k konstanst úgy választottuk meg, hogy valamennyi hullámimpedancia a sávközépen egységnyi értékű legyen. A táblázat használatánál mindig figyelembe kell venni, hogy egy megadott függvény a vele egy sorban levő páratlan számmal jelölt hullámimpedancia-típusra vonatkozóan magát a hullámimpedanciát, páros számmal jelölt hullámimpedancia-típusra vonatkozóan pedig az illető hullámimpedancia reciprokát adja. A hullámimpedancia-függvények ismeretében a hullámellenállás értéke bármely előre megadott frekvencián egyszerűen kiszámítható. Sokkal nehezebben számíthatók azonban a hullámimpedanciáknak az áteresztő tartományban való szélsőértékei. A szélsőértékhely zárt képletben való megadása sok esetben használhatatlanul bonyolult lenne.

A cikk-cakk féltagnál szereplő hullámimpedanciáknak az áteresztő tartományban levő ω_* szélsőértékhelye az 5 és 6 típusú hullámimpedanciák esetén a

$$\pi_4\omega_*^6+[1-2(\pi_2+\pi_3)\pi_4]\omega_*^4+3\pi_4\omega_*^2-1=0 \quad (1)$$

(lényegében) harmadfokú egyenletből, a 9 és 10 típusú hullámimpedanciák esetében pedig a

$$\pi_1\omega_*^6-3\omega_*^4+[2(\pi_2+\pi_3)-\pi_1]\omega_*^2-1=0 \quad (2)$$

egyenletből számítható.

A π_1, π_2, π_3 és π_4 együtthatókra itt is, mint mindig

$$\pi_1=\frac{\beta^2-m_2^2}{1-\beta^2 m_2^2},\ \pi_2=\beta^2,\ \pi_3=\frac{1}{\beta^2},\ \pi_4=\frac{m_1^2-\beta^2}{\beta^2 m_1^2-1} \quad (3)$$

érvényes.

A cikk-cakk alapféltag elfajuló esetei között már szerepel a kedvezőbb, 1 és 2 típusú impedancia. Ez is csak kétpontos illesztést ad ugyan, de menete az áteresztő tartományban frekvenciaszimmetrikus, azaz $Z_{0(\omega)}=Z_{0\left(\frac{1}{\omega}\right)}$. Maximuma, ill. minimuma az $\omega=1$ helyen van.

Egyes tagoknál fellép a 3 és 4 típusú hullámimpedancia, amellyel csak egy frekvencián érhető el pontos illesztés.

Illesztő féltagok

Ha az eddigieknél jobb illesztésre van szükség, akkor a szűrőlánc végén alkalmazhatjuk a $\text{II}\frac{1}{14}$ vagy $\text{II}\frac{13}{2}$ illesztő féltagokat, 14, ill. 13 típusú impedanciájukkal kifelé fordulva. Az áttérés ezekre a féltagokra a cikcakk valamelyik elfajuló tagján $\left(\text{pl. } \text{II}\frac{5}{2},\ \text{II}\frac{1}{10}\right)$ keresztül történhet. Ez a két féltag

az, amelynek kapcsolási rajza jól ismert úgy, mint az olyan sávszűrőé, amely az egyszerű derivált aluláteresztő féltagból a szokásos

$$\Omega = \frac{\omega - \omega^{-1}}{\delta} \tag{4}$$

frekvenciatranszformációval származtatható, ahol $\delta = \omega_F - \omega_A = \beta - \beta^{-1}$ a relatív sávszélesség, ω a sávszűrő, Ω az aluláteresztő frekvenciája. Minden frekvencia relatív értékben értendő és itt is természetesen $\sqrt{\omega_A \omega_F} = 1$.

A mi féltagunk azonban — bár kapcsolása megegyezik — általában nem azonos az aluláteresztőből származtatottal. Nálunk a két pólus egymástól függetlenül vehető fel, míg a transzformáltnál frekvenciaszimmetrikusan helyezkednek el. Az azonosság abban a speciális esetben áll fenn, amikor $m_2 = \frac{1}{m_1}$.

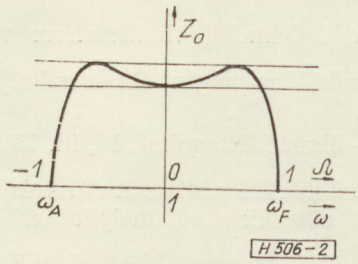
Ezeknek a féltagoknak 13, ill. 14 típusú impedanciái már a gyakorlatban előforduló legszigorúbb igényeket is kielégítik. A csillapításpólushelyek, vagyis m_1 és m_2 megfelelő megválasztásával négypontos illesztés hozható velük létre. Az impedanciamenet pontos nyomonkövetése azonban általános esetben igen nehéz. Inkább csak példaképpen említjük meg, hogy a 13 és 14 típusú impedanciák három szélsőértékhelye a következő, lényegében negyedfokú egyenletből számítható:

$$\pi_1\pi_4\omega_*^8 + [\pi_1 + \pi_4 - 2(\pi_2 + \pi_3)\pi_1\pi_4]\omega_*^6 + \\ + 3(\pi_1\pi_4 - 1)\omega_*^4 + [2(\pi_2 + \pi_3) - (\pi_1 + \pi_4)]\omega_*^2 - \\ - 1 = 0 \tag{5}$$

Az (5) egyenlet megoldásával (közelítő módszerekkel szokás) és a hullámellenállásnak elegendő sűrűn felvett pontokban való kiszámításával azért elég pontos képet nyerhetünk annak menetéről.

Az optimális, egyenlő hullámosságú illesztést akkor kapjuk, ha a két pólust frekvencia-szimmetrikusan vesszük fel. Ekkor féltagunkat úgy tekinthetjük, mintha aluláteresztőből transzformáltuk volna; a hullámellenállás sávközépre szimmetrikus lesz és értéke ω frekvencián megegyezik a megfelelő derivált aluláteresztő hullámimpedanciának a (4) szerinti Ω -n felvett értékével. Ez lényeges számítási egyszerűsödést is jelent. E speciális $\mathrm{II}\frac{13}{2}$ tag T oldali hullámimpedanciamenete (ennek reciproka pedig nem más, mint a duál kapcsolásnál szereplő π oldali hullámimpedancia) látható a 2. ábrán. A hullámimpedancia-függvény:

$$Z_0 = \frac{\sqrt{1 - \Omega^2}}{1 - \Omega^2(1 - m_*^2)}, \tag{6}$$



2. ábra

ahol a sávszűrő $m_2 = \frac{1}{m_1} = m$ modulusa és m_* közötti összefüggés:

$$m_* = \frac{m(\beta^2 + 1)}{\beta(m^2 + 1)}. \tag{7}$$

A leggyakrabban használt féltagtípusokról még csak azt jegyezzük meg, hogy az előzőekben a cikk-cakk szűrőcsaládba sorolt féltagok közül sok a klasszikus családba is beletartozik. A $\mathrm{II}\frac{5}{2}$, $\mathrm{II}\frac{1}{10}$, $\mathrm{II}\frac{1}{2}$, $\mathrm{Ia}\frac{3}{2}$ és $\mathrm{Ib}\frac{1}{3}$ féltagok éppúgy tekinthetők a $\mathrm{II}\frac{1}{14}$ ill. $\mathrm{II}\frac{13}{2}$ L-tag elfajuló esetének, mint a $\mathrm{II}\frac{5}{10}$ cikk-cakk alapféltagának.

Egyéb L-tagok

A további féltagok közül még az $\mathrm{Ia}\frac{1}{12}$, $\mathrm{Ib}\frac{1}{7}$, $\mathrm{Ia}\frac{5}{16}$ és $\mathrm{Ib}\frac{16}{10}$ típusok, ill. duáljaik alkalmazása lehet indokolt. Az utóbbi kettővel megfelelő modulusfelvétel esetén egyenletes hullámosságú, hárompontos illesztés érhető el. Ez tehát átmenetet jelent az eddig előfordult két- és négypontos illesztést adó féltagok között, másik oldalával pedig a cikk-cakk alaptaghoz csatlakoztatható.

A még megmaradt ($\mathrm{Ia}\frac{5}{8}$, $\mathrm{Ib}\frac{12}{10}$, $\mathrm{Ia}\frac{7}{14}$, $\mathrm{Ib}\frac{12}{14}$ és duáljaik) L-tagoknak gyakorlati jelentősége nincsen, bár alkalmazásuk elképzelhető.

2. Hullámcsillapítás és hullámforgatás

A hullámcsillapítás és hullámforgatás a hullámátviteli mérték (röviden: hullámátvitel) összetevői:

$$g_0 = a_0 + jb_0 \tag{8}$$

Illesztett L-tagokból felépült sávszűrők hullámátvitelének meghatározását két tény jelentősen megkönnyíti.

Az egyik az az elméletből ismert tétel, hogy négypólusok illesztett láncbakapcsolásakor az eredő négypólus hullámátvitele egyenlő az egyes tagok hullámátviteli mértékének algebrai összegével.

A másik pedig az az összefüggés, hogy — mint azt (5)-ben kimutattuk — egy két pólust realizáló L-tag hullámátvitele megegyezik két, egyenként egy csillapításpólust megvalósító L-tag hullámátvitelének összegével.

Elegendő ezért egyetlen, egy pólust megvalósító L-tag hullámátvitelét meghatározni.

S mivel a komplex hullámátviteli mértéknek valós része a hullámcsillapítás, képzetes része a hullámforgatás, az előbb elmondottak a hullámcsillapításra és a hullámforgatásra külön-külön is érvényesek.

Hullámcsillapítás

Az áteresztő tartományban a hullámcsillapítás zérus.

A záró tartományban a következőképpen határoz-

hatjuk meg. Egy négypólus diagonálviszonya és hullámátviteli mértéke között ismert a

$$g_0 = \operatorname{arth} Q \tag{9}$$

összefüggés. Azt is láttuk [5]-ben, hogy az egy pólusú L-tagok diagonálviszonya $m\Phi$, ill. $\frac{1}{m\Phi}$ alakú, azaz röviden

$$Q = (m\Phi)^{\pm 1}, \tag{10}$$

ahol

$$\Phi = \sqrt{\frac{\beta^2 - \omega^2}{1 - \beta^2\omega^2}} \tag{11}$$

és a záró tartományban valós.

Ha most még bevezetjük a

$$\mu = -\ln m \tag{12}$$

jelölést és a

$$\gamma = \ln \Phi \tag{13}$$

transzformált frekvenciát, akkor a (9) és (10) egyenlőségek egybevetéséből könnyű levezetni, hogy

$$g_0 = \frac{1}{2} \ln \operatorname{cth} \frac{\pm(\mu - \gamma)}{2}, \tag{14}$$

azaz a hullámcsillapítás:

$$a_0 = \frac{1}{2} \ln \operatorname{cth} \frac{|\mu - \gamma|}{2}. \tag{15}$$

Mindenegyes L-tag mindegyik pólusa tehát (15) szerinti értékkel járul hozzá a szűrőlánc hullámcsillapításához.

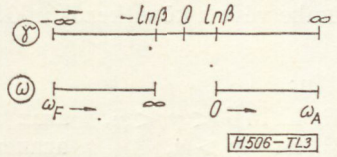
(15)-ből látható, hogy csillapításpólus ott van, ahol $\gamma = \mu$. Egy adott frekvencián a csillapítás γ-nak a pólusoktól való távolságaitól függ.

A csillapításfüggvény számszerű értékeinek meghatározására a 2. táblázat szolgál. Megyjegyezzük, hogy az $y = \ln \operatorname{cth} \frac{x}{2}$ függvény önmagának inverze. Emiatt a táblázat „fordítva" is használható, vagyis pl. $\ln \operatorname{cth} \frac{0{,}55}{2} = 1{,}32$ és $\ln \operatorname{cth} \frac{1{,}32}{2} = 0{,}55$. A csillapításértékeket a táblázat Np-ben adja.

Végül nézzük meg, hogy az alkalmazott frekvenciatranszformáció milyen kapcsolatot teremt ω és γ között. (13) és (11) egybevetéséből:

$$\gamma = \frac{1}{2} \ln \frac{\beta^2 - \omega^2}{1 - \beta^2\omega^2}, \tag{16a}$$

$$\omega = \sqrt{\frac{\beta^2 - e^{2\gamma}}{1 - \beta^2 e^{2\gamma}}}. \tag{16b}$$



3. ábra. Sávszűrő γ-transzformáció

Az összefüggést a 3. ábrán szemléltetjük, ahol a két skála összetartozó értékeit egymás alá rajzoltuk.

A hullámcsillapítás számítását az 5. fejezetben levő számpéldáknál részletezzük.

Hullámforgatás a záró tartományban

A záró tartományban a hullámforgatás kiszámítása a (14)-ből történhetik:

$$b_0 = \operatorname{Im} g_0 = \frac{1}{2} \operatorname{arc\,cth} \frac{\pm(\mu - \gamma)}{2}.$$

A $(\mu - \gamma)$ előtti pozitív előjel Ia, negatív előjel Ib típusú L-tagok esetén érvényes. Figyelembe véve, hogy a cth$x$ függvény pozitív x-eknél pozitív, negatív x-eknél negatív, ebből b_0-ra, mint egy komplex szám arkuszára a következőket kapjuk:

$y = \ln \operatorname{cth} \frac{x}{2}$ *2. táblázat*

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,00		7,60	6,91	6,50	6,21	5,99	5,81	5,65	5,52	5,40
0,01	5,30	5,20	5,12	5,04	4,96	4,89	4,83	4,77	4,71	4,66
0,02	4,61	4,56	4,51	4,47	4,42	4,38	4,34	4,31	4,27	4,23
0,03	4,20	4,17	4,14	4,10	4,07	4,05	4,02	3,99	3,96	3,94
0,04	3,91	3,89	3,86	3,84	3,82	3,79	3,77	3,75	3,73	3,71
0,05	3,69	3,67	3,65	3,63	3,61	3,59	3,58	3,56	3,54	3,52
0,06	3,51	3,49	3,47	3,46	3,44	3,43	3,41	3,40	3,38	3,37
0,07	3,35	3,34	3,32	3,31	3,30	3,28	3,27	3,26	3,24	3,23
0,08	3,22	3,21	3,19	3,18	3,17	3,16	3,15	3,14	3,12	3,11
0,09	3,10	3,09	3,08	3,07	3,06	3,05	3,04	3,03	3,02	3,01
0,0		5,30	4,61	4,20	3,91	3,69	3,51	3,35	3,22	3,10
0,1	3,00	2,90	2,81	2,73	2,66	2,59	2,53	2,47	2,41	2,36
0,2	2,31	2,26	2,21	2,17	2,13	2,08	2,05	2,01	1,97	1,94
0,3	1,90	1,87	1,84	1,81	1,78	1,75	1,73	1,70	1,67	1,65
0,4	1,62	1,60	1,58	1,55	1,53	1,51	1,49	1,47	1,45	1,43
0,5	1,41	1,39	1,37	1,35	1,33	1,32	1,30	1,28	1,27	1,25
0,6	1,23	1,22	1,20	1,19	1,27	1,16	1,14	1,13	1,12	1,10
0,7	1,09	1,08	1,06	1,05	1,04	1,03	1,01	1,00	0,99	0,98
0,8	0,97	0,96	0,95	0,93	0,92	0,91	0,90	0,89	0,88	0,87

Ia típus esetén:

$$b_0 = \begin{cases} 0 \pm k \cdot 180° \ (k = 0, 1, 2, \ldots), \text{ ha } \gamma < \mu, \\ 90° \pm k \cdot 180° \ (k = 0, 1, 2, \ldots), \text{ ha } \gamma > \mu; \end{cases}$$

Ib típus esetén:

$$b_0 = \begin{cases} 0 \pm k \cdot 180° \ (k = 0, 1, 2, \ldots), \text{ ha } \gamma > \mu, \\ 90° \pm k \cdot 180° \ (k = 0, 1, 2, \ldots), \text{ ha } \gamma < \mu. \end{cases}$$

A hullámforgatás tehát a záró tartományban szakaszosan állandó; a csillapításpólusoknál 90°-ot ugrik. Hogy a 180°-ban határozatlan fázis a valóságban mekkora, azt úgy dönthetjük el, ha meggondoljuk, hogy a hullám-futási idő, mely a hullámforgatás ω szerinti deriváltja, csak pozitív lehet. Pozitív futási idő pedig monoton növekvő fázismenetet tételez fel.

Ezt figyelembe véve a következők adódnak (*l.* még 3. ábrát):

Ia típus esetén:

$$b_0 = \begin{cases} -180°, \text{ ha } \ln\beta < \gamma < \mu, & \text{azaz } \omega < \omega_\infty, \\ -90°, \text{ ha } \gamma > \mu, & \text{azaz } \omega < \omega_\infty < \omega_A, \\ 0, \text{ ha } \gamma < -\ln\beta (< \mu), & \text{azaz } \omega > \omega_F; \end{cases}$$

Ib típus esetén:

$$b_0 = \begin{cases} 0, \text{ ha } \gamma > \ln\beta (> \mu), & \text{azaz } \omega < \omega_A, \\ 90°, \text{ ha } \gamma < \mu, & \text{azaz } \omega_F < \omega < \omega_\infty, \\ 180°, \text{ ha } \gamma > \mu, & \text{azaz } \omega > \omega_\infty . \end{cases}$$

Hullámforgatás az áteresztő tartományban

A (9) egyenlőségből indulunk ki. Ia típusú L-tagnál

$$Q = m_2 \sqrt{\frac{\beta^2 - \omega^2}{1 - \beta^2\omega^2}}, \tag{17}$$

amely az áteresztő tartományban negatív képzetes, Ib típusnál

$$Q = \frac{1}{m_1} \sqrt{\frac{1 - \beta^2\omega^2}{\beta^2 - \omega^2}}, \tag{18}$$

az áteresztő tartományban pozitív képzetes.

Ha most még tekintetbe vesszük, hogy $g_0 = jb_0$, továbbá, hogy $\operatorname{arth} jx = j \operatorname{arctg} x$, akkor (9)-ből a következőket kapjuk:

Ia típusnál:

$$b_0 = -\operatorname{arc\,tg} m_2 \sqrt{\frac{\beta^2 - \omega^2}{\beta^2\omega^2 - 1}}, \tag{19}$$

Ib típusnál:

$$b_0 = \operatorname{arc\,ctg} m_1 \sqrt{\frac{\beta^2 - \omega^2}{\beta^2\omega^2 - 1}}. \tag{20}$$

Az áteresztő tartományban a hullámforgatás tehát folytonos monoton növekvő és értéke β-n kívül a modulustól függ. Az alsó elméleti határfrekvencián ($\omega = \beta^{-1}$) $b_0 = -90°$, ill. $b_0 = 0$ Ia, ill. Ib típusok esetén, a felső elméleti határfrekvencián ($\omega = \beta$) pedig $b_0 = 0$, illetőleg 90°.

A hullámforgatás menetét az alábbi ábrák szemléltetik.

A 4. ábrán egy Ia típusú L-tag hullámforgatása látható. $\beta = 1{,}2$ és $m_2 = 0{,}5$.

Az 5. ábra Ib típusú L-tag hullámforgatását mutatja $\beta = 1{,}2$ és $m_1 = 2$ mellett.

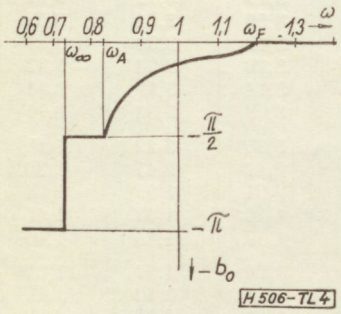
A 6. ábrán $\beta = 1{,}2$, $m_1 = 2$ és $m_2 = 0{,}5$ paraméterekkel adott II típusú L-tag hullámforgatását rajzoltuk meg. Ez különben a 4. és 5. ábra görbéinek egyszerű összegzésével nyerhető. Féltagunk $m_1 = \frac{1}{m_2}$ választása miatt speciális: aluláteresztőből is származtatható. Valóban, ha $\omega \gtrsim 1$ frekvenciákon nézzük a görbe alakját, ráismerünk a derivált aluláteresztő féltag fázismenetének jellegére.

Általános, $m_1 \neq \frac{1}{m_2}$ esetben a 6. ábrán látható hullámforgatásgörbe nem megy át az origón.

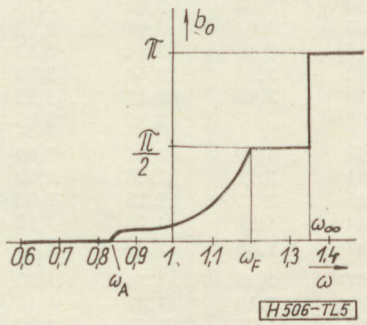
3. Üzemi csillapítás és reflexiós csillapítás

Egy sávszűrő hullámcsillapítását az előző fejezetben leírt módon aránylag egyszerűen meghatározhatjuk. A gyakorlati alkalmazás szempontjából azonban szükséges, hogy az üzemi csillapítás (és reflexiós csillapítás) megállapítására is könnyen kezelhető formulák álljanak rendelkezésünkre.

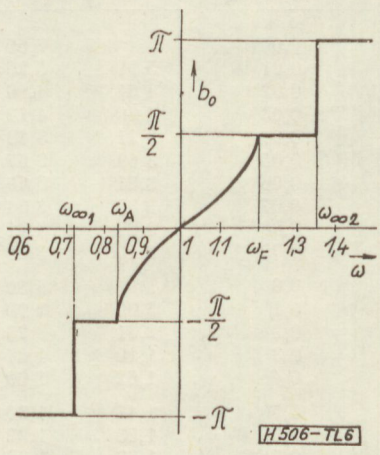
Az üzemi csillapításra vonatkozó számításaink semmiben sem térnek el a hullámparaméteres szűrőméretezésnél általában szokásos eljárásoktól; azok csaknem mindegyik idevonatkozó közleményben megtalálhatók. A következőkben ezért a gyakorlati szűrőméretezésnél fontos — és számpéldáinkban felhasználásra kerülő — képletek, összefüggések puszta közlésére szorítkozunk.



4. ábra. Ia típusú L-tag hullámforgatása



5. ábra. Ib típusú L-tag hullámforgatása



6. ábra. II. típusú L-tag ($m_1 = m^{-\frac{1}{2}}$) hullámforgatása

Üzemi csillapítás az áteresztő tartományban

Az áteresztő tartományban csak az üzemi csillapítás előfordulható legnagyobb értéke szokott érdekelni bennünket. Ez pedig a következőkből nyerhető:

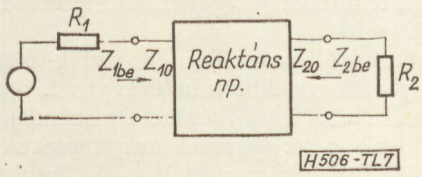
$$a_{A'T} \leqq \ln \frac{1 + \Theta_1\Theta_2}{2\sqrt{\Theta_1\Theta_2}}, \tag{21}$$

ha Θ_1 és Θ_2 közül mindkettő nagyobb, mint 1, vagy mindkettő kisebb 1-nél;

$$a_{A'T} \leqq \ln \frac{\Theta_1 + \Theta_2}{2\sqrt{\Theta_1\Theta_2}} \tag{22}$$

ha Θ_1 és Θ_2 közül az egyik nagyobb, a másik kisebb 1-nél.

A szereplő betűkifejezéseket a szűrő primer, ill. szekunder oldali lezáró és hullámellenállásaival (7. ábra) definiáljuk a következőképpen:



7. ábra

$$\Theta_1 = \frac{|Z_{10}|}{R_1} \quad \text{és} \quad \Theta_2 = \frac{|Z_{20}|}{R_2}. \tag{23}$$

Azonos lezáróellenállások és szimmetrikus négypólus, vagyis $\Theta_1 = \Theta_2 = \Theta$ esetén

$$a_{A'T} \leqq \ln \frac{1 + \Theta^2}{2\Theta} \tag{24}$$

Üzemi csillapítás a zárótartományban

A zárótartományban általában az előírt üzemi csillapításnál 0,7 Np-rel nagyobb hullámcsillapítással szokás számolni. Bizonyítható ugyanis, hogy

$$a_{ZT} \geqq a_0 - 0{,}7 \tag{25}$$

Ha az üzemi csillapítást pontosabban akarjuk ismerni, az

$$a_{ZT} \cong a_0 + \frac{1}{2} \ln \frac{1 + \Theta_1^2}{4\Theta_1} + \frac{1}{2} \ln \frac{1 + \Theta_2^2}{4\Theta_2} \tag{26}$$

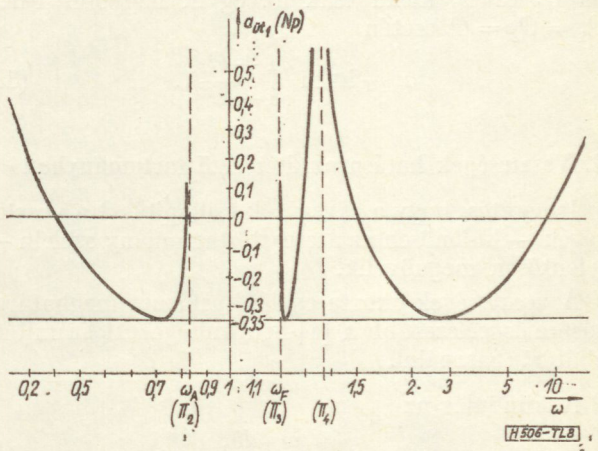
egyenlőséget használjuk. Az a_0 hullámcsillapítás után következő tagok a primer és szekunder ütközési csillapítások.

Azonos lezáróellenállások között működő szimmetrikus négypólus esetén ($\Theta_1 = \Theta_2 = \Theta$):

$$a_{ZT} \cong a_0 + \ln \frac{1 + \Theta^2}{4\Theta}. \tag{27}$$

A (26) és (27) közelítések hibája a transzfer ütközési csillapítás elhanyagolásából származik. Ez a hiba 2 Np hullámcsillapításnál csak $\pm$1,8 cNp, 3 Np-nél $\pm$0,25 cNp, nagyobb csillapításoknál még ennél is kisebb. A (26) és (27) képletek pontossága tehát a gyakorlatban mindig elégséges.

Az ütközési csillapítások nemcsak csökkenthetik, hanem növelhetik is a hullámcsillapítás értékét. Akkor a legérdemesebb kiszámolni pontos értéküket, amikor egy szűrő a 0,7 Np-rel megnövelt követelményeket egy bizonyos tagszám mellett kevéssel nem teljesíti. Az ütközési csillapítások pontos kiszámítása után kiderülhet, hogy a 0,7 Np-es ráhagyásra nincs is mindenütt szükség, és a szűrő máris jónak bizonyul.



8. ábra. Primer ütközési csillapítás 5 típusú hullámimpedancia esetén

Hogy az ütközési csillapítások hatásáról pontosabb képünk legyen, a 8. ábrán megrajzoltuk az (pl. primer) ütközési csillapítás menetét a frekvencia függvényében. Az ábrában 5 típusú hullámimpedanciát ($\beta = 1{,}2$; $m_1 = 2$; $m_2 = 0{,}5$) és egységnyi lezáróellenállást választottunk. Látható, hogy az ütközési csillapítás aránylag széles sávban pozitív. Ez különösen kedvező az 1,28 — 1,5 frekvenciasávban. Ez a sáv a γ-skálán erősen elnyújtott ($\Delta\gamma = 0{,}45$), így a pozitív ütközési csillapítás figyelembe vétele a hullámcsillapításpólusok elrendezésénél komoly segítséget jelenthet.

Más típusú hullámimpedanciák esetében az ütközési csillapításgörbe kvalitatív menete a 8. ábra alapján értelemszerűen kikövetkeztethető.

Reflexiós csillapítás az áteresztő tartományban

A reflexiós csillapítást definiáljuk a következőképpen:

$$a_r = \ln \frac{1}{r}, \tag{28}$$

ahol r a reflexiós tényező, amely (7. ábra)

$$r = \left|\frac{Z_{1be} - R_1}{Z_{1be} + R_1}\right| = \left|\frac{Z_{2be} - R_2}{Z_{2be} + R_2}\right|. \tag{29}$$

Veszteségmentes négypólus esetén a reflexiós csillapítás és az üzemi csillapítás között kölcsönösen egyértelmű kapcsolat van:

$$e^{-2a} + e^{-2a_r} = 1. \tag{30}$$

Reflexiós csillapításra vonatkozó előírás esetén — (21) és (22) analógiájára — a következő összefüggéseket használhatjuk:

$$a_{rA'T} \gtrless \ln \left| \frac{1 + \Theta_1\Theta_2}{1 - \Theta_1\Theta_2} \right|, \tag{31}$$

ha Θ_1 és Θ_2 közül mindkettő egyidejűleg nagyobb, vagy kisebb, mint 1;

$$a_{rA'T} \gtrless \ln \left| \frac{\Theta_1 + \Theta_2}{\Theta_1 - \Theta_2} \right|, \tag{32}$$

ha Θ_1 és Θ_2 közül csak az egyik nagyobb 1-nél. $\Theta_1 = \Theta_2 = \Theta$ esetén

$$a_{rA'T} \gtrless \ln \left| \frac{1 + \Theta^2}{1 - \Theta^2} \right|. \tag{33}$$

4. Veszteségek hatása az áteresztő tartományban

Ismeretes, hogy a sávszűrők csillapítását a veszteségek — különösen az áteresztő tartomány szélein — jelentősen megnövelik.

A veszteségek okozta csillapításmenet meghatározására legcélszerűbb a [4]-ben kidolgozott számítási eljárást használni.

A kiindulás az

$$a_v = \frac{\omega}{Q} \cdot \frac{db_0}{d\omega} \tag{34}$$

egyenlőségből történik. Akár a (19)-et, akár a (20)-at differenciáljuk, egypólusú L-tagra egyformán a következőt kapjuk:

$$\frac{db_0}{d\omega} = \frac{\omega m(\beta^2\psi^2 + 1)^2}{\psi(m^2\psi^2 + 1)(\beta^4 - 1)}, \tag{35}$$

ahol

$$\psi = \sqrt{\frac{\beta^2 - \omega^2}{\beta^2\omega^2 - 1}}. \tag{36}$$

A sávszűrők nagy többségénél megengedhető az $\omega \approx 1$ (az áteresztő tartományban!) és $\beta \approx 1$ közelítés. Ezeket használva a fentiekből egy I típusú féltagra kapjuk:

$$a_v = K \cdot Y, \tag{37}$$

ahol

$$Y = \frac{m(1 + \psi^2)^2}{\psi(1 + m^2\psi^2)}, \tag{38}$$

és

$$K = \frac{1}{2Q(\beta^2 - 1)}. \tag{39}$$

A képletben szereplő jósági tényező értékét a

$$Q = 2\frac{Q_L Q_C}{Q_L + Q_C} \tag{40}$$

egyenlőségből számíthatjuk. Q_L a tekercsek, Q_C a kondenzátorok átlagos jósága. Feltételezzük, hogy külön a tekercsek és külön a kondenzátorok jóságai egymáshoz közeli értékűek. (Pl. a tekercsek jóságai 200—300, az egyes kondenzátoroké 800—1000 közé esnek.)

Abban a gyakori esetben, amikor a kondenzátorok jósága nagyságrendekkel nagyobb a tekercsekénél, Q helyébe a tekercsek jóságának kétszeresét írhatjuk ($Q \approx 2Q_L$).

Többtagú szűrőlánc esetén a veszteség-okozta csillapítás meghatározásakor mindenegyes L-tag mindegyik pólusához tartozó Y értéket kiszámítjuk, azokat összeadjuk és az összeget megszorozzuk K-val.

A számítást megkönnyítendő a különböző ψ és m-ekhez tartozó Y értékeket a 3. táblázatban adjuk meg. A táblázatot [4]-ből vettük át.

5. Sávszűrők méretezése. Példák

A következő két példában megmutatjuk, hogy az ismertetett eljárásokkal a legváltozatosabb előírásokat teljesítő sávszűrők is aránylag egyszerűen és gazdaságosan megtervezhetők.

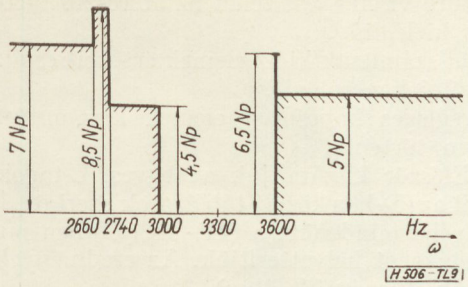
1. példa

A sávszűrő előírásai:

A sávszűrőnek egyetlen frekvenciát: 3300 Hz-et kell áteresztenie. Itt a csillapítás kisebb legyen 25 cNp-nél. Az áteresztő tartományban nagyfokú stabilitás biztosítandó: ±40 Hz frekvenciaeltérésnél se változzék a csillapítás 1—2 cNp-nél többet. A záró-tartományban levő csillapításelőírásokat a 9. ábrán levő toleranciadiagram ábrázolja (3600 Hz-en egy

3. táblázat

$m\rightarrow$ $\psi\downarrow$	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	1,0	1,2	1,5	2,0	2,5	3,0	
0,20	1,61	2,15	2,67	3,20	3,71	4,22	5,20	6,14	7,45	9,33	10,8	11,9	5,00
0,25	1,45	1,79	2,22	2,64	3,07	3,47	4,25	4,97	5,94	7,22	8,12	8,67	4,00
0,3	1,18	1,56	1,94	2,30	2,64	3,00	3,63	4,21	4,94	5,82	6,33	6,56	3,33
0,4	0,99	1,31	1,62	1,91	2,18	2,44	2,90	3,28	3,71	4,10	4,20	4,13	2,50
0,5	0,91	1,20	1,47	1,72	1,95	2,15	2,50	2,76	3,00	3,13	3,04	2,88	2,00
0,6	0,90	1,17	1,41	1,66	1,83	2,00	2,27	2,44	2,55	2,53	2,37	2,18	1,67
0,7	0,91	1,14	1,41	1,62	1,79	1,93	2,13	2,23	2,26	2,14	1,95	1,76	1,43
0,8	0,95	1,22	1,45	1,64	1,79	1,91	2,05	2,10	2,07	1,89	1,68	1,49	1,25
0,9	1,02	1,29	1,51	1,69	1,82	1,92	2,01	2,01	1,93	1,72	1,50	1,32	1,11
1,0	1,10	1,39	1,60	1,77	1,88	1,95	2,00	1,97	1,85	1,60	1,38	1,20	1,00
	3,33	2,50	2,00	1,67	1,43	1,25	1,0	0,83	0,67	0,50	0,40	0,33	$\uparrow\psi$ $\leftarrow m$



9. ábra

pontban van 6,5 Np-es előírás). A szűrő bemenetén 600 ohm, kimenetén 10 kohm-os lezáróellenállások között dolgozzék.

Mivel keskenysávú szűrőről van szó, illesztési problémánk nincsen. Az elméleti áteresztő tartomány túlságos keskenyítésének a vonatkozó csillapítás- és stabilitáselőírások szabnak határt. 3300 Hz-en a véges csillapítást a veszteségek okozzák. A veszteségokozta csillapítások alacsony értéken tartása is nagyobb elméleti áteresztősávot tesz szükségessé. Mindezt figyelembe véve az elméleti áteresztősáv szélességét mintegy 300 Hz-re választjuk. Tehát pontosabban: az áteresztő tartomány közepe, s egyben frekvanciaegység $\omega_0 = 3300$ Hz $= 1$; legyen a felső elméleti határfrekvencia $\omega_F = 3450$ Hz $= 1{,}04545$, ezzel egyúttal

$$\beta = 1{,}04545; \tag{41}$$

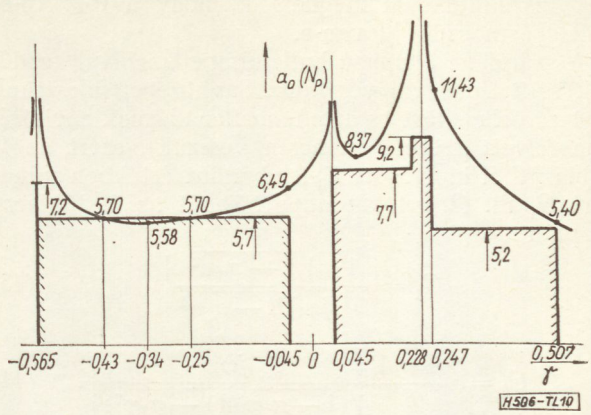
az alsó elméleti határfrekvencia

$$\omega_A = \frac{1}{1{,}04545} = 0{,}95652 = 3157 \text{ Hz}.$$

A frekvenciaegység megválasztásával valamennyi megadott, vagy bennünket érdeklő frekvencia normált értéke kiszámítható. A következőkben mindenütt — képleteinket eddig is így adtuk meg — relatív frekvenciákkal számolunk.

A tagszám és a modulusok meghatározása a γ-skálán levő póluselrendezés útján történik. A (16a)-ból számított fontosabb γ-értékek:

ω Hz	ω	γ
0	0	0,045
2700	0,81818	0,228
2740	0,83030	0,247
3000	0,90909	0,507
3600	1,09091	—0,565
∞	∞	—0,045



10. ábra. Póluselrendezés a γ-síkon (1. példa)

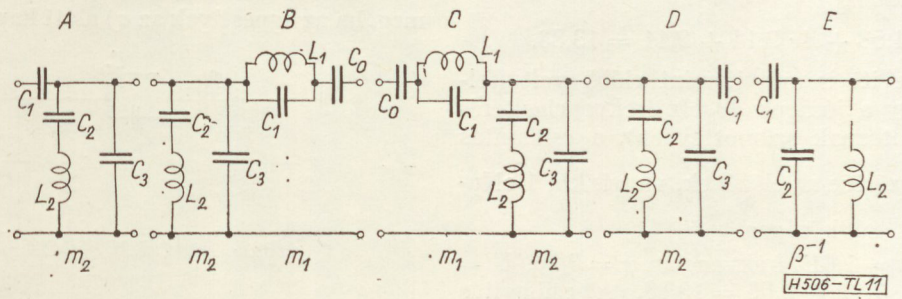
A 10. ábrán 0,7 Np-rel megnövelt hullámcsillapításkövetelményeket vettünk alapul. Rövid próbálkozás után jutottunk az ott látható póluselrendezéshez. Cikk-cakk kapcsolásra törekedtünk és figyelemmel voltunk arra is, hogy az egyes tagok egymáshoz illeszthetők legyenek.

Két pólust vettünk fel $\gamma = \mu_1 = -0{,}565$ helyen a felső záró tartományban. Ennek megvalósításához szükségünk van 2 L-tagra. $\gamma = \mu_2 = 0{,}228$ frekvencián négy pólust vettünk fel. Ennek realizálásához újabb 2 L-tagra van szükségünk, hiszen az előbbi két L-tagnak $\gamma = 0{,}228$-on is lehet 1—1 pólusa. Végül van egy pólus $\gamma = \mu_0 = 0{,}045$, azaz $\omega = 0$ frekvencián, amelynek megvalósításához újabb L-tagra van szükségünk. A fenti γ-értékekhez tartozó modulusok (12) alapján a következők:

$$\begin{aligned} m_1 &= e^{-\mu_1} = 1{,}7598 && \text{(2 pólus)} \\ m_2 &= e^{-\mu_2} = 0{,}79595 && \text{(4 pólus)} \\ m_2' &= e^{-\mu_0} = e^{-\ln\beta} = \beta^{-1} = 0{,}957 && \text{(1 pólus)} \end{aligned} \tag{42}$$

A tervezendő szűrő a 11. ábrán látható öt L-tagból épül fel, amely L-tagok sorrendben $\frac{3}{10}$, $\frac{5}{10}$, $\frac{5}{10}$, $\frac{3}{10}$ és $\frac{3}{2}$ típusúak.

A 10. ábrán felrajzoltuk a szűrő hullámcsillapításgörbéjét. Egyes fontosabb pontokban a görbe mellé beírtuk a hozzátartozó csillapításértékeket is. Ezek kiszámítása a 2. táblázat segítségével (15) alapján történt. A kapott csillapításgörbe azonban 0,12 Np-rel túllépi a toleranciadiagrammot $\gamma = 0{,}34$-en. Az egyébként igen kedvező póluselrendezésen emiatt kár lenne változtatni; inkább az ütközési csillapítá-



11. ábra

sok kiszámításával megnézzük, hogy a 0,7 Np-es ráhagyásra szükség van-e.

A szűrőlánc 3 típusú hullámimpedanciával kezdődik és 2 típusúval végződik. Sávközépen illesztünk (a lezáróellenálást és a hullámellenállásnak sávközépen felvett értékét azonosra vesszük), ezért az 1. táblázatból kiolvasott Z_0-k abszolút értékben mindjárt Θ_1 ill. Θ_2 értékét adják. Tehát az 1. táblázat alapján

$$\Theta_1 = \left| \frac{1}{\beta} \frac{\sqrt{1-\pi_2\omega^2}}{j\omega\sqrt{1-\pi_3\omega^2}} \right| \qquad (43)$$

és

$$\Theta_2 = \left| \frac{\beta^2-1}{\beta} \frac{j\omega}{\sqrt{(1-\pi_2\omega^2)(1-\pi_3\omega^2)}} \right|. \qquad (44)$$

A $\gamma = -0{,}43$-hoz tartozó ütközési csillapításokat számítjuk ki. Ehhez tartozó frekvencia (16b) alapján: $\omega = 1{,}12$. $\pi_2 = \beta^2 = 1{,}093$, $\pi_3 = \beta^{-2} = 0{,}915$. Ezeket (43)- és (44)-be helyettesítve $\Theta_1 = 1{,}375$ és $\Theta_2 = 0{,}442$ adódik, majd (26)-ból az ütközési csillapítások: $a_{ü1} = -0{,}323$ Np, $a_{ü2} = -0{,}196$ Np. Ez együtt $-0{,}52$ Np. Van tehát a $-0{,}70$ Np-hez képest 0,18 Np tartalékunk, amely a frekvencia növekedésével csak tovább nő. A 0,12 Np-es túllépés tehát megengedhető.

Vizsgáljuk meg ezután, hogy az áteresztő tartományra vonatkozó követelményeink teljesülnek-e. $\omega = 3340$ Hz $= 1{,}012$ frekvencián (43) ill. (44)-ből $\Theta_1 = 1{,}31$ és $\Theta_2 = 1{,}05$, így az üzemi csillapítás maximális értéke (21) alapján: $a_{üz} = 0{,}01$ Np $= 1$ cNp. Hasonlóképpen 2960 Hz-re is max. 1 cNp üzemi csillapítás adódik

A veszteségek-okozta csillapítást a 4. fejezetben leírt módon számítjuk.

$\omega = 1$ frekvencián $\psi = 1$. A (42) szerinti hét pólusnak megfelelően Y értéke hét komponensből tevődik össze. A 3. táblázatból (interpolálással) kiolvasva ezek rendre: 1,72 (2-szer), 1,95 (4-szer) és 1,99. Összesen: $Y = 13{,}23$. (39)-ből $K = \frac{1}{0{,}186Q}$, így

$$a_v = KY = \frac{71{,}25}{Q}.$$

$a_v = 0{,}25$ Np csillapításhoz ebből $Q = 285$ adódik. Ha szűrőnket kis veszteségű (pl. styroflex) kondenzátorokból építjük, akkor ez azt jelenti, hogy legalább $Q_L = 143$-as átlagjóságú tekercsekre van szükségünk. Ezeknek megvalósítása pl. ferrit-tekercsekkel nem okoz különösebb nehézséget.

$\omega = 2960$ Hz $= 0{,}988$ frekvencián $\psi = 1{,}32$.

Az ehhez tartozó

$$Y = 2 \cdot 1{,}58 + 4 \cdot 2{,}14 + 2{,}11 = 13{,}83.$$

Mivel K értéke itt is annyi, mint előbb volt (feltételezzük, hogy a jóságok 40 Hz frekvenciaeltérés esetén nem változnak számottevően), a csillapítás $\frac{13{,}83}{13{,}23} = 1{,}045$-szöröse az előzőnek, vagyis kb. 1 cNp-rel több, mint sávközépen.

$\omega = 3340$ Hz $= 1{,}012$ frekvencián $\psi = 0{,}76$. $Y = 2 \cdot 2{,}07 + 4 \cdot 1{,}92 + 2{,}06 = 13{,}88$. A csillapítás megegyezik a 3260 Hz-en számítottal.

A szűrő viselkedése tehát az áteresztő tartományban is kielégítő.

Végül számítsuk ki az elemek értékeit és alakítsuk ki a szűrő kapcsolását.

A végleges kapcsolási elemek kiszámítása több lépésben történik.

a) Először kiszámítjuk az egyes L-tagok elemértékeit az (5)-ben közölt táblázatok szerint. β, m_1 és m_2 helyébe mindenütt a (41)- és (42)-ben megadott számértékeket helyettesítjük. Az eredmények a következők (l. még 11. ábra).

A féltag $\left(\text{Ia}\ \frac{3}{10}\ \text{típus}\right)$:

$C_1 = 1{,}25636$ $\quad L_2 = 0{,}83425$
$C_2 = 1{,}79062$ $\quad Z\pi/Z_\pi = 1{,}63354$
$C_3 = 2{,}8301$

B féltag $\left(\text{II}\ \frac{5}{10}\ \text{típus}\right)$:

$C_0 = 0{,}58781$ $\quad L_1 = 0{,}24668$
$C_1 = 3{,}4063$ $\quad L_2 = 0{,}83425$
$C_2 = 1{,}79062$ $\quad Z_T/Z_\pi = 0{,}976010$
$C_3 = 3{,}4692$

C féltag $\left(\text{II}\ \frac{5}{10}\ \text{típus}\right)$:

azonos *B* féltaggal; $Z_\pi/Z_T = 0{,}976010^{-1} = 1{,}02458$

D féltag $\left(\text{Ia}\ \frac{3}{10}\ \text{típus}\right)$:

azonos *A* féltaggal; $Z_\pi/Z\pi = 1{,}63354^{-1} = 0{,}61217$

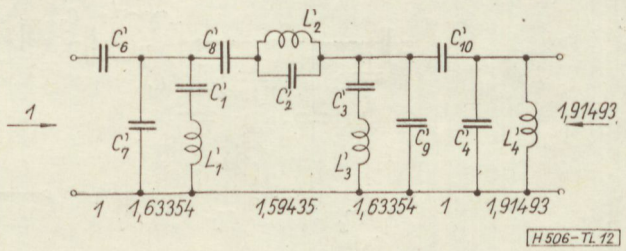
E féltag $\left(\text{Ia}\ \frac{3}{2}\ \text{típus}\right)$:

$C_1 = 1{,}04545$ $\quad L_2 = 0{,}088933$
$C_2 = 10{,}2879$ $\quad Z_\pi/Z_T = 1{,}91493$

Ezután az így kapott féltagokat a 11. ábra szerinti sorrendben egyszerűen összevonjuk.

b) Figyelembe vesszük a belső impedancia-tanszformációkat. Fentebb egyszer $Z\pi/Z_T$, másszor $Z_T/Z\pi$ hányadost írtuk úgy, hogy a számlálóba mindig az illető L-tag jobboldali impedenciája kerüljön. Egy ilyen Z/Z hányados azt mutatja, hogy egy L-tag jobb oldali hullámellenállása a bal oldalainak hányszorosa. A szűrőláncban balról jobbra haladva az összes előző Z/Z érték szorzata pedig azt adja meg, hogy az illető helyen az impedancia hányszoros a szűrőlánc elején levő hullámimpedanciához képest. Ezeket a szorzatokat a 12. ábrán fel is tüntettük.

A normált elemértékeket helyesen úgy kapjuk meg, ha az egyes ágak az *a)* alatt kapott impedanciáit



12. ábra

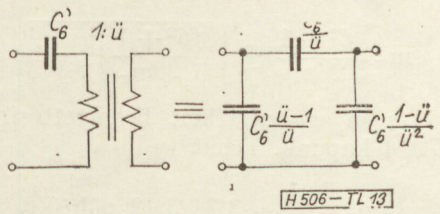
ezekkel a számokkal megszorozzuk, vagy világosabban: az induktivitásokat megszorozzuk a kapacitásokat elosztjuk velük. Az eredmények (l, 12. ábra):

$C'_6 = 1{,}25636$ $\quad C'_2 = 1{,}06825$
$C'_7 = 3{,}8562$ $\quad C'_3 = 2{,}1923$
$C'_1 = 2{,}1923$ $\quad L'_9 = 0{,}68139$
$L'_1 = 0{,}68139$ $\quad C'_9 = 3{,}8562$
$C'_8 = 0{,}184342$ $\quad C'_{10} = 0{,}57061$
$L'_2 = 0{,}78659$ $\quad C'_4 = 5{,}3725$
$L_4 = 0{,}170301.$

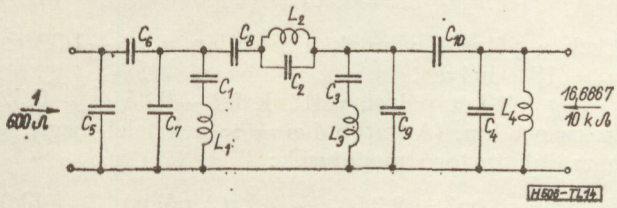
c) A 12. ábrán látható szűrő hullámimpedanciaviszonya sávközépen $Z_{20}/Z_{10} = 1{,}91493$. Nekünk viszont 10 kohm/600 ohm = 16,6667-es arányra van szükségünk.

Tehát a szűrőláncba be kell vinni még $\ddot{u}^2 = 16{,}6667 : 1{,}91493 = 8{,}70352$-szeres impedanciatranszformációt.

Ez legegyszerűbben kapacitív transzformáció útján történhetik. A C'_6 és C_7 kondenzátor között kettévágjuk a szűrőláncot. A jobbra eső rész induktivitásait megszorozzuk, kapacitásait elosztjuk $\ddot{u}^2$-tel. A kettévágás helyére $1 : \ddot{u}$ áttételű ideális transzformátort képzelünk. C'_6 és az ideális transzformátor helyébe a 13. ábra szerinti π-tagot tesszük, majd annak jobboldali (negatív) kondenzátorát a vele párhuzamosan kapcsolódó ($C'_7\ddot{u}^2$ értékű) kondenzátorral összevonjuk.



13. ábra. Kapacitív transzformáció



14. ábra

A végleges kapcsolást a 14. ábra mutatja.

Az elemértékek:

$L_1 = 5{,}9305 = 171{,}61$ mH
$L_2 = 6{,}8461 = 198{,}11$ mH
$L_3 = 5{,}9305 = 171{,}61$ mH
$L_4 = 1{,}4822 = 42{,}891$ mH
$C_1 = 0{,}25189 = 20{,}247$ nF
$C_2 = 0{,}12274 = 9{,}866$ nF
$C_3 = 0{,}25189 = 20{,}247$ nF
$C_4 = 0{,}61728 = 49{,}617$ nF
$C_5 = 0{,}83050 = 66{,}756$ nF
$C_6 = 0{,}42586 = 34{,}231$ nF
$C_7 = 0{,}16155 = 12{,}986$ nF
$C_8 = 0{,}021180 = 1{,}703$ nF
$C_9 = 0{,}44306 = 35{,}614$ nF
$C_{10} = 0{,}065561 = 5{,}270$ nF

d) Fentebb mindjárt az elemek mH-ben, ill. nF-ban kifejezett értékeit is feltüntettük. Ezeknek a kiszámítása képezi a méretezés legutolsó műveletét, amikor is a normált értékeket az induktivitás-, ill. kapacitásegységekkel kell beszoroznunk. Ez utóbbi két érték példánkban a következőképpen adódik:

$$\omega_0 = 2\pi \cdot 3300 \frac{\text{rad}}{\text{sec}} = 20\,735 \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$$

$$R_0 = 600\ \Omega$$

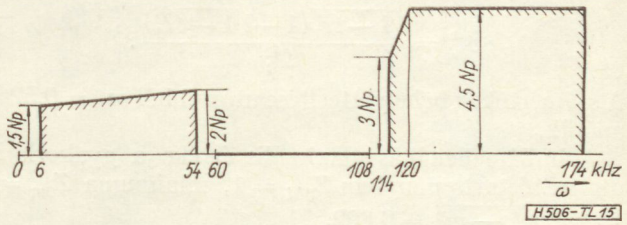
$$L_0 = \frac{R_0}{\omega_0} = 28{,}937\ \text{mH}$$

$$C_0 = \frac{1}{R_0\omega_0} = 80{,}381\ \text{nF}.$$

A megépített szűrő mérési eredményei jól megegyeznek a számítottakkal.

2. példa

A tervezendő sávszűrő reflexiója a 60—108 kHz-ig terjedő áteresztő tartományban kisebb legyen 6,5%-nál, a záró tartományban üzemi csillapítása feleljen meg a 15. ábrán látható toleranciadiagramnak. Lezáró ellenállás mindkét oldalon $R_z = 150\ \Omega$.



15. ábra

A méretezésnek csak azokat a fázisait részletezzük, amelyekhez hasonlók az előbbi példákban nem szerepeltek.

A gyakorlati áteresztő tartomány közepe, egyben frekvenciaegység

$$\omega_0 = \sqrt{60 \cdot 108}\ \text{kHz} = 80{,}498\ \text{kHz} = 1.$$

Az elméleti határfrekvenciákat olyan közel vesszük fel a gyakorlati áteresztősáv határfrekvenciáihoz, amennyire a reflexiós előírás teljesítése mellett csak lehetséges. Ha az első felvétellel a reflexiós előírás nem tartható, újabb felvétellel próbálkozunk. A felső elméleti határfrekvencia legyen $\omega_F = 110{,}5$ kHz $= 1{,}37270$. Vagyis

$$\beta = 1{,}37270. \qquad (45)$$

Az alsó elméleti határfrekvencia

$$\omega_A = \beta^{-1} = 0{,}72849 = 58{,}643\ \text{kHz}.$$

A relatív sávszélesség:

$$\delta = \omega_F - \omega_A = 0{,}64421. \qquad (46)$$

Most megnézzük, hogy mindkét oldalon a II $\frac{1}{14}$ illesztő féltaggal az 1. fejezetben leírt módon optimálisan illesztve a szükséges reflexió elérhető-e.

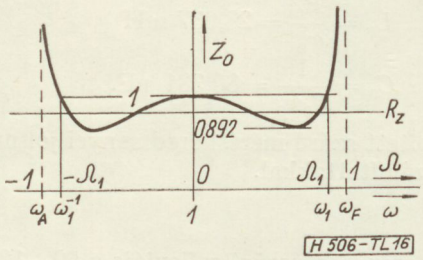
Ha a modulusokat úgy választjuk meg, hogy $m_2 = \frac{1}{m_1} = m$ legyen, a 14 típusú impedancia frek-

venciaszimmetrikussá válik és a (4) transzformáció bevezetésével

$$Z_0 = \frac{1-\Omega^2(1-m_*^2)}{\sqrt{1-\Omega^2}} \qquad (47)$$

alakba írható. Ez $\Omega \geqq 0$ frekvenciákon megegyezik egy aluláteresztő féltag derivált oldal felőli hullámimpedanciájával.

A hullámellenállás menete Ω és ω függvényében és az illesztési viszonyok a 16. ábrán láthatók. A



16. ábra

60—108 kHz-es gyakorlati áteresztő sáv $-\Omega_1$-től Ω_1-ig terjed. $\omega_1 = 108$ kHz $= 1{,}34164$, így (4)-ből kifejezhetjük Ω_1-gyel a modulust ($Z_{0(\Omega_1)} = 1$):

$$m_*^2 = \frac{\sqrt{1-\Omega_1^2}(1-\sqrt{1-\Omega_1^2})}{\Omega_1^2}.$$

A számértékek behelyettesítése után ebből $m_* = 0{,}524$ adódik.

A hullámellenállás maximális értéke a gyakorlati áteresztő tartományban $Z_{0M} = 1$, minimuma $Z_{0m} = 2m_* \sqrt{1-m_*^2} = 0{,}892$.

A lezáró ellenállást legcélszerűbb a két érték mértani közepére venni:

$$R_z = \sqrt{Z_{0M} \cdot Z_{0m}} = \sqrt{0{,}892} = 0{,}945. \qquad (48)$$

Most már meg tudjuk határozni a reflexiós csillapítás minimális értékét. A hullámellenállásingadozás a legkedvezőtlenebb esetben $\Theta = 0{,}945$. Ezt (33)-ba helyettesítve $a_{rA'T} \geqq 2{,}86$ Np adódik. Az előírt 6,5%-os reflexiós tényezőnek $a_r = \ln \frac{1}{0{,}065} = 2{,}74$ Np felel meg, a szűrő tehát az előírást elegendő biztonsággal teljesíti.

Az eddigi számítások már lehetővé teszik az ellenállásegység meghatározását. (48)-ban láttuk, hogy

$$R_z = 0{,}945 = 150\ \Omega$$

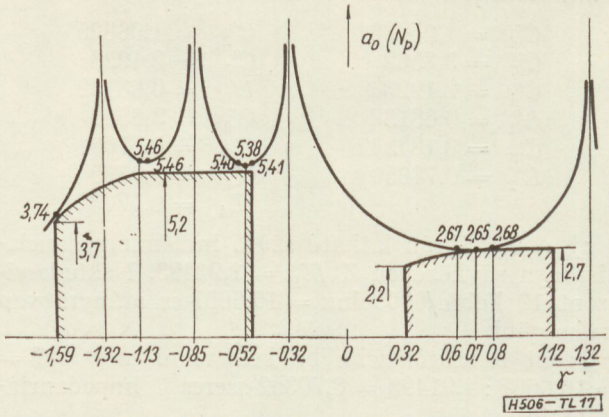
Ebből az ellenállásegység az egyszerű egyenes arányosságnak megfelelően adódik:

$$R_0 = 1 = 158{,}7\ \Omega.$$

Ezután a póluselrendezés következik a γ-síkon. A fontosabb γ-értékek:

ω kHz	ω	γ
6	0,0746	0,32
30	0,3724	0,43
54	0,671	1,12
114	1,415	—1,59
120	1,49	—1,13
174	2,16	—0,52
∞	∞	—0,32

A toleranciadiagram, pólusok és hullámcsillapításgörbe a 17. ábrán látható. A hullámcsillapítás-köve-



17. ábra. Póluselrendezés a γ-síkon (2. példa)

telményeket az előírt üzemi csillapításértékeknél 0,7 Np-rel magasabbra tettük. A jellemző pontokban a csillapításértékeket a görbe mellé írtuk. Láthatjuk, hogy a felvett pólusokkal a toleranciadiagrammot jól körülfogó csillapításgörbét kapunk. A pólusok és a hozzá tartozó modulusok a következők:

4 pólus (2—2 közülük azonos) eleve adódott az illesztésből. (7)-ből m-et kifejezve

$$m = \frac{\beta^2+1}{2\beta m_*} \pm \sqrt{\left(\frac{\beta^2+1}{2\beta m_*}\right)^2 - 1},$$

s ide β és m_* számértékeit behelyettesítve $m = 0{,}26720$-t kapunk. Tehát

$$m_1 = \frac{1}{m} = 3{,}7425 \text{ (2 pólus)} \qquad (49a)$$

$$m_2 = m = 0{,}26720 \text{ (2 pólus)} \qquad (49b)$$

Ezek a pólusok vannak a γ-skálán $\mu_1 = -1{,}32$ és $\mu_2 = 1{,}32$ helyen.

Még két-két pólust vettünk fel —0,85 és —0,32 frekvenciákra. (Az utóbbi $\omega = \infty$-nek felel meg.) A hozzájuk tartozó modulusok:

$$m_1' = 2{,}34 \qquad \text{(2 pólus)} \qquad (49c)$$

és

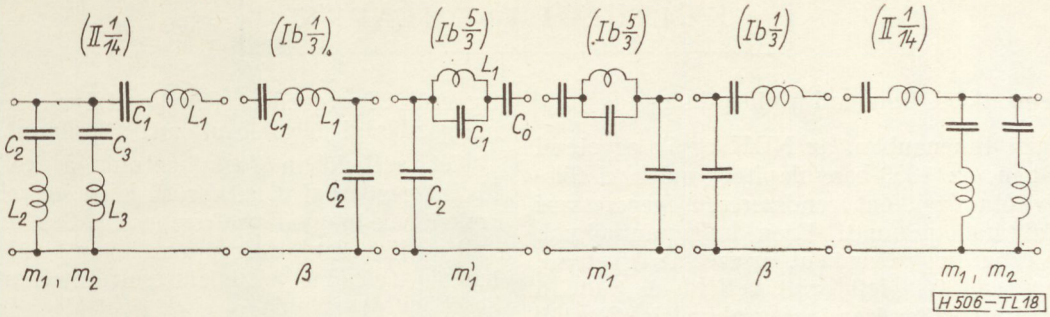
$$m_1'' = \beta = 1{,}37270 \qquad \text{(2 pólus)} \qquad (49d)$$

A póluselrendezésnél végig szem előtt tartottuk azt, hogy az egyes féltagok egymáshoz illeszthetők legyenek. Emiatt is szerepelnek a pólusok párosával. (A (15) képlet szerinti $\frac{1}{2}$-es beszorzásra nincs szükség.) A feladat sajátossága még, hogy a szűrő a kapcsolásban is tükörszimmetrikus lesz.

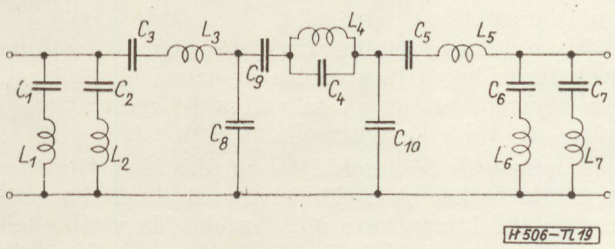
A szűrőt alkotó L-tagokat az összekapcsolás sorrendjében a 18. ábrán láthatjuk.

A végleges kapcsolás és elemértékek kiszámítása ezek után már az előző példa analógiájára történhetik.

a) β és a modulusok ismeretében [(45) és (49)] az egyes féltagok elemértékeit az [5] táblázataiban közölt képletekkel kiszámítjuk. (Az első és utolsó



18. ábra



19. ábra

féltag elemeinek számításánál komoly egyszerűsödést jelent az, hogy $m_2 = \frac{1}{m_1} = m$, továbbá, hogy $C_1 = \frac{1}{L_1}$, $C_2 = \frac{1}{L_3}$ és $C_3 = \frac{1}{L_2}$!) A féltagokat a 18. ábra szerinti sorrendben összevonjuk.

b) Figyelembe vesszük a Z/Z hányadosokat, mint ahogy az előző példában is tettük.

c) A kapcsolás szimmetriája folytán a primer és szekunder oldali hullámimpedancia azonos, impedanciatranszformációra emiatt nincs szükség.

Az utolsó lépés az induktivitás- és kapacitásegységekkel való beszorzás, melyek a következők:

$$\omega_0 = 2\pi \cdot 80{,}498 \frac{\text{krad}}{\text{sec}} = 505{,}79 \frac{\text{krad}}{\text{sec}},$$

$$R_0 = 158{,}70\ \Omega,$$

$$L_0 = \frac{R_0}{\omega_0} = 0{,}31377\ \text{mH},$$

$$C_0 = \frac{1}{R_0 \omega_0} = 12{,}458\ \text{nF}.$$

A végleges kapcsolás a 19. ábrán látható, az elemek értékei pedig a következők:

$L_1 = L_7 = 0{,}9963$ mH	$C_1 = C_7 = 1{,}873$ nF
$L_2 = L_6 = 2{,}087$ mH	$C_2 = C_6 = 3{,}924$ nF
$L_3 = L_5 = 0{,}5106$ mH	$C_3 = C_5 = 7{,}608$ nF
$L_4 = 0{,}3617$ mH	$C_4 = 4{,}166$ nF
	$C_8 = C_{10} = 9{,}406$ nF
	$C_9 = 16{,}203$ nF.

IRODALOM

1. *Henyey Zoltán:* Lineáris áramkörök elmélete. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1958.
2. *Hennyey—Szentirmay:* Veszteséges szűrők méretezése. 1954. Mernöki Továbbképző Intézet jegyzete.
3. *Géher Károly:* Lineáris hálózatok. II. rész. Tankönyvkiadó, 1963.
4. *Radvány Jenő:* Hullám-paraméterek szerint tervezett sávszűrők veszteség okozta csillapítástorzításának kiegyenlítése. Magyar Híradástechnika. 8. évf. 6. szám, 1957. december
5. *Tarlacz László:* A hullámparaméteres szűrőelmélet alapján méretezett sávszűrő L-tagok. Híradástechnika, XV. évf. 10. szám. 1964. október

SZEMLE

Összeállította: VÁSÁRHELYI PÁL

Az NSZK-ban az 1964-es év a tranzisztoros rádiókat előállító gyárak szempontjából igen jó esztendő volt. A hordozható és gépkocsiba építhető rádiókból 2,75 millió darabot adtak el, 457,8 millió DM értékben. Ez 1963-mal szemben 252 000 darabos emelkedést, ill. 55,4 millió DM többletet jelent. A készülékek legnagyobb része URH vételre is alkalmas, sőt néhány nagyobb kofferberendezés a nagyszuperek minőségét is eléri.

*

A németországi Philips „Video Recorder 3400" típusjelzéssel házi használatra alkalmas mágneses képfelvevő berendezést hozott forgalomba. A berendezés a televízió vevőkészülékre kapcsolva lehetővé teszi a műsor mágnesszalagra rögzítését, és TV kamera (pl a Philips El 800), valamint mikrofon segítségével önálló műsor készítésére is alkalmas. A felhasznált mágnesszalag 25,4 mm széles, 540 m hosszú, és 45 perces felvételt tesz lehetővé. Az orsó átmérője 20 cm. A berendezés méretei: 620×385×420 mm, súlya 45 kg. Ára 7000 DM.

*

A Telefunken cég EC 1030 és EC 1031 típusjelzéssel két új nagyélettartamú URH szubminiatűr triódát vett fel gyártási programjába. A csövek meredeksége nagy- és különösen kisméretű antennaerősítőkben felelnek meg. Az anódfeszültség, anódáram és fűtőáram kis értéke lehetővé teszi, hogy az eddig gyártott EC 806 S, E 86 C és 8255 típussal felszerelt előerősítők teljesítményfelvételét a felére csökkentsék. A csövek fontosabb adatai: $U_A = 100$V, $I_A = 7$mA, S = 16 mA/V, $\mu = 65$, $C_{A/K} = 0{,}12$pF, $I_f = 125$ mA. A kis adócsövek sorozatát is tovább bővítették az 5894-es típussal, amely kettős trióda. Teljesítménye az előző 6252-es típushoz képest kétszeres, NF—C—távíró üzemben 200 MHz frekvencián 90 W, 500 MHz frekvencián 60 W kimenőteljesítményt szolgáltat. Az új A 59—12 W/2 típusjelzésű képcső az eddigieknél nagyobb képfelületű és — a legújabb követelményeknek megfelelően — alkalmazása esetén védőüvegre nincs szükség.

A IX. Nemzetközi Ilmenaui Kolloquium

A thüringiai Ilmenauban, az NDK egyik egyetemi központjában, az 1953-ban alapított műszaki főiskola 9 év óta évenként rendszeresen megszervezi nemzetközi kolloquiumát. Ezen kolloquiumoknak elsőrendű célja, hogy évenként egyszer az egyetemi, elméletileg rendkívül felkészült belföldi és külföldi szakemberek mellett az üzemi szakemberek is elhozzák tudásuk legjavát s azt részben a főiskolai képzés szolgálatába állítsák.

Nem lebecsülendő a jelentősége annak sem, hogy Ilmenauban a kolloquiumok időszakában a különböző országok szakemberei a programon kívül is hasznos tapasztalatcserét folytathatnak.

A kolloquiumon valamennyi népi demokrácia és számos kapitalista ország képviseltette magát, többkevesebb létszámmal, előadókkal, érdeklődökkel egyaránt.

A IX. Nemzetközi Ilmenaui Kolloquium a műszaki szakterületek mellett a műszaki-gazdasági kérdéseket is napirendre tűzte.

A Kolloquium főbb szakmai területei:

I. *Erősáramú technika*
- Villanymotoros meghajtások
- Elektromos gép gyártás
- Elektromos készülékek és berendezések
- Elektromos enrgiatechnika
- Elektromos szigetelőanyagok és nagyfeszültségű technika
- Villamoshő
- Elektrokémia és galvanotechnika

II. *Termeléstechnika*
- Gyártástechnika
- Alapanyagismeret és alapanyagvizsgálat. Kapcsolóanyagok
- Standardizálás és minőségbiztosítás
- Termelésszervezés. Munkahelykialakítás
- Ipargazdaság. Matematikai modellek az üzemben

III. *Matematikai — fizikai alapproblémák*
- Nem lineáris elektrotechnika

A fenti 14 szekcióban 134 előadás hangzott el.

Az előadásokat teljes terjedelmükben írásban nem közölték előre, ami azt eredményezte, hogy a hozzászólások spontán jelentkeztek. A komolyabb hozzászólások főként az NDK szakemberei részéről voltak, akik nyilván a kolloquium előkészítő munkáiban résztvettek, illetve előzetesen az őket érdeklő témák részleteivel is megismerkedhettek. Megállapítható volt, hogy a külföldi előadásokkal kapcsolatban is a német szakemberek mutatták a legnagyobb érdeklődést és rendkívül alapos hozzászólásaikkal és szakkérdésekkel fordultak az előadókhoz.

Az alábbiakban az ipargazdasági vonatkozású előadásokról, azok lényegéről kívánunk beszámolni, tekintettel arra, hogy a Híradástechnikai Tudományos Egyesület Ipargazdasági Szakosztálya részéről 9 tagú ipargazdasági delgáció utazott a kolloquiumra.

Két szekcióban foglalkoztunk a kolloquiumon főként gazdasági vonatkozású kérdésekkel. Az egyik szekciónak magyar professzor, Dr. Susánszky János volt a vitavezetője. Ezen a szekción belül 12 előadás hangzott el, amelyek közül csak a számunkra érdekesebbekről szólunk.

Dr. Susánszky János (Miskolc); Vezérléses keskenyfilm felvevő alkalmazása a munk tanulmányok multimoment módszerénél.

Kimerítően tárgyalta az előadás a szakaszos filmtechnika előnyeit és a próba- és üzemi felvételeket. Az egyszerű eljárásból kiindulva fejtegette egy új központi, több kamerás eljárás előnyeit.

A nagy érdeklődéssel kísért előadás bizonyította a gyakorlati alkalmazás előnyeit és azt elméleti vonatkozásokkal támasztotta alá. Az előadás vetítés felhasználásával rendkívül felkeltette a hallgatóság érdeklődését melyet a hozzászólások szép száma is bizonyított.

Vaszkó M. (Budapest): A munkapszihológia jelentősége és alkalmazása iparvállalatoknál.

Átfogó előadásban adott tájékoztatót a munkapszihológia jelentőségéről és alkalmazásáról a munkaszervezés szempontjából. Az előadás azokra a vizsgálatokra épült, amelyeket a Magyar Tudományos Akadémia Munkapszihológiai Laboratóriumában és az Egyesült Izzóban végeztek, és tartalmilag a következő részekre tagozódott:

1. A termelést és a munka megbízhatóságát meghatározó pszihológiai tényezők.
2. A fáradékonyság hatása a munkás teljesítményére, valamint az optimális munkarend és csendrend kialakításának módszere.
3. A munkás fáradékonyságának és leterhelésének vizsgálata.
4. A munkafeltételek tényezőinek és hatásának mechanikus mérése.
5. A gazdasági elvek kialakítása és munkatermi berendezések, gépek és szerszámokról.
6. Munkaképesség-vizsgálati módszerek és azok gazdaságossága.

A modern iparvezetésben egyre jelentősebb lesz az előadás témája.

Höhl H. (Drezda): A munkatanulmány mint segédeszköz az optimális alkalmazási területtel rendelkező gépek fejlesztéséhez.

Az előadás arról szólt, hogy a gyártástechnika mai állásánál, amelyet a nagyintenzitású technológiai eljárások jellemeznek, a kézi idő részaránya a termék előállítási idejében állandóan csökken. A termelőeszközök új- és továbbfejlesztésénél egyoldalúan csak a konstrukciók és technológia jelentőségét veszik ma még tekintetbe, így az ezekkel a gépekkel elért termelési eredmény elmarad a várttól.

Az előadó a gépek és műszerek ergonómiai elveiről tartott előadásában az ismert kérdéseket is a tudományos statisztikai alkalmazásával tárgyalta.

A jó példák, a bemutatott szemléltető anyag (ipari zajok érzékeltetése magnetofon segítségével) mind emelte az előadás értékét.

Laiss G. (Karl-Marx-Stadt): A munkahely-elrendezés feladatai.

A munkahely-kialakítás célja optimális munkafeltételek teremtése. A munkahelyet a dolgozó emberhez kell illeszteni. A munkahely kialakítójának együtt kell működnie a konstruktőrrel és a formatervezővel.

Buschbeck (Karl-Marx-Stadt): Alapgondolatok a gépgyártástechnika optimális eljárás megválasztásához.

A gyártástechnika feladatai abban állnak, hogy a geometriailag meghatározott testek előállítását biztosítsa. Ehhez meghatározott eljárásokat, illetve eljárás-kombinációkat alkalmaznak, amelyek a gyártási folyamatot egy szükséges sorrendben alakítják ki. Hogy megalapozott döntések legyenek hozhatók, elsősorban meg kell ismerni a megfelelő befolyásolási nagyságot, amely a gyártási eljárásban az általános alapkapcsolatokból adódik. Ezek az alapkapcsolatok műszaki-gazdasági jellegűek és a következőképpen tagozódnak:

A használhatóságból adódó következmények és technikai konstrukciós kapcsolatok.

A követelmények teljesítése a megfelelő gyártási eljárások alkalmazásával és technológiai kapcsolatok.

A gyártási eljárás által okozott költségek és gazdasági kapcsolatok.

Ezt a rendkívül komplex tematikát vázolta az előadó.

Dr. Boross Zoltán (Budapest): A tudomány a termelés közötti együttműködés tervezésének néhány problémája.

Az előadó a termelés és kutatás között együttműködés általános modelljét határozta meg. Az egyes iparágak kutatási szükségletét tárgyalta. Dinamikus modellekről, a modellek elemzéséről, a kutatási tervek módszeréről, a témák tervezéséről — gazdasági tervezéséről és a mennyiségi módszer szerepéről a kutatási tervekben — beszélt.

A kutatási tevékenység rendszerezése a kutatásprogramozás és tervezés szükséges megelőző tevékenysége. Az előadás igen nagy érdeklődést váltott ki, mivel az alkalmazott kutatással kapcsolatosan ez volt az egyetlen előadás.

Mayre L. (Krakkó): A műszaki munkanormák és a kollektíva anyagi érdekeltségének időszerűsége

Az előadó abból az alapelvből indult ki, hogy minden jól kidolgozott munkanorma a kollektíva növekedő gyakorlata, begyakorlás következtében idővel egy feltételezett munkateljesítmény jellegét elveszti. Ezzel összefüggésben meghatározta a munkanorma „feszítés" fogalmát, amelyet matematikailag megalapozott. Szerinte a munkateljesítmény emelkedése egy olyan folyamat, amelynek a dinamikáját egy egyszerű differenciál egyenlet formájában kísérelt megragadni. Bebizonyítja, hogy az anyagi érdekeltséget nem egy elért, szolíd bérmagassági pontra, hanem az életszínvonalat meghatározó, a konkrét időszaknak az átlagos kereseti szintjére kell vonatkoztatni. E meghatározás alapján fejtette ki a funkcionális összefüggést a munkanorma eredeti feszítettsége, az átlagos bérnívó és a munkafeladat feltehető emelkedése között, az emelt teljesítménynél, amely az átlagkereset csökkentése nélkül megvalósítható. Előadása végén fontosnak minősítette a szocialista ipari üzemek bér- és normapolitikáját meghatározó, befolyásoló határozatokat, és megmutatta az utat hogy a gyakorlatban milyen fejlett módszer jöhet számításba e téren, nehézkes matematikai apparátus alkalmazása nélkül.

Megállapítható, hogy az előadások általában nem elvont elméleti tudományos általánosításokra törekedtek, hanem jól körülhatárolt problémákat gyakorlatilag dolgoztak fel.

Egyesületünk delegációja a kolloquiumon értékes tapasztalatokat gyűjtött az 1965 őszén Budapesten rendezendő Ipargazdasági Konferenciára vonatkozóan.

Pogány Károly

SZEMLE

A British Radio Valve Association és az Electronic Valve and Semiconductor Manufacturers Association 1964 márciusban nyilvánosságra hozott adatai szerint a csövek és félvezetők exportja 1964 utolsó negyedében erősen emelkedett. Az Európába és a tengerentúli országokba irányuló szállítások értéke kb. 3,4 millió £, ami negyedévi rekord, és az év első negyedéhez képest 23%-os emelkedést mutat, pedig eddig az volt a legmagasabb érték. Az 1964. évi teljes export így 11,4 millió £ értékű volt, s csekély emelkedést mutatott az 1963. évi 11,2 millió £-hoz képest. *(The Guardian, 1965. március.)*

*

Az USA elektronikai ipara 1961-ben 14,36 milliárd dolláros forgalmával az ötödik helyet foglalta el az amerikai gazdaságban. A termelés tovább növekedett és 1963-ban 16,51 milliárd dollárt ért el. Az 1961. évi forgalom a háromszorosa a teljes nyugat-európai ipar azonos évi forgalmának. Ha a nyugat-európai iparhoz még hozzászámítjuk az ausztráliai, japán és kanadai vállalatokat is, az amerikai vállalatok részesedése még mindig a teljes forgalomnak 2/3 részét képviseli. 1963-ban az amerikai elektronikai ipar az adatfeldolgozó berendezések, a híradástechnikai készülékek, az ipari célú vezérlő és szabályozó készülékek területén, de mindenekelőtt az orvosi elektronika területén érte el a legjobb eredményt.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület közgyűlése

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület f. évi május hó 8-án tartotta küldött közgyűlését a Technika Házában.

Dr. Barta István elnök bevezető szavai után György Gyula kohó- és gépipari miniszterhelyettes „Híradástechnikai iparunk feladatai"-ról tartott nagy érdeklődéssel kísért előadást. Előadása során kiemelte azokat a tényezőket, amelyekkel kapcsolatban a társadalmi szervek, ezek között a Híradástechnikai Tudományos Egyesület számottevő segítséget nyújthat az iparvezetés számára.

Az előadás után György Gyula Susánszky Lászlónak és dr. Sárközy Gézának átadta a Gépipar Kiváló Dolgozója kitüntetést a „Megbízhatóság az elektronikában" szimpozium megszervezésével kapcsolatban szerzett kimagasló érdemeik elismeréseképpen.

Ezt követően került sor a Puskás Tivadar díjak és a Virág—Pollák díjak kiosztására, amiről lapunk f. évi 5. számában számoltunk be (157. old.).

Az Egyesületnek a legutóbbi közgyűlés óta eltelt időszakban végzett munkájáról Magó Kálmán főtitkárhelyettes számolt be. Az írásban szétosztott beszámoló kiegészítéseképen értékelte az Egyesület nagy-rendezvényeit, a szakosztályok és a Híradástechnika szerkesztőinek munkáját és kiemelte azokat a feladatokat, amelyek végrehajtása már az új vezetőségre hárul. A tagsági díjakra és az Egyesület lapjának, a Híradástechnikának előfizetésére, a vidéki egyesületi élet szervezésére, valamint a műszaki és gazdasági kérdések összefüggéseinek vizsgálatára határozati javaslatokat terjesztett elő.

A főtitkári beszámoló után Makó Zoltán a számvizsgáló bizottság jelentését, majd dr. Pogány Károly az alapszabályok módosítására vonatkozó javaslatokat terjesztette a közgyűlés elé. Ezen javaslatokból kiemeljük az ifjúsági tagság rendszeresítését, az elnök melletti társelnöki és alelnöki tisztség, a főtitkár melletti két titkári tisztség létesítését.

A főtitkári beszámolóhoz, valamint a számvizsgáló bizottság jelentéséhez és az alapszabály módosítására vonatkozó javaslatokhoz számos hozzászólás hangzott el, melyben ipari vonatkozású kérdések és az egyesületi élet több problémája kerültek megvitatásra. A beterjesztett beszámolókat, jelentéseket és javaslatokat a közgyűlés kisebb módosításokkal elfogadta.

A küldött közgyűlés az Egyesület régebbi vezetőségét megbízása alól felmentette és megválasztotta az új elnökség tagjait.

Az új, 68 tagú elnökség f. évi május hó 17-én az elnökség tagjai sorából megválasztotta a tisztségviselőket, az alábbiak szerint:

Elnök:	dr. Barta István
Társelnök:	György Gyula
Alelnökök:	dr. Izsák Miklós Makó Zoltán
Főtitkár:	Váradi Imre
Titkárok:	Susánszky László dr. Pogány Károly

A Végrehajtó Bizottság tagjai a fenti tisztségviselőkön kívül:
Gergely Ödön
Nádas Tibor
dr. Sárközy Géza
Tiborcz István

Az Elnökségnek hivatalból tagjai a szakosztályvezetők és a Híradástechnika felelős szerkesztője.

Lapunk szerkesztőbizottsága és munkatársai eredményes, jó munkát kívánnak az új vezetőségnek.

(S. L.)

SZEMLE

A japán Hitachi Ltd. cég saját kiadású lapjában (Hitachi Review) beszámol Hitex néven gyártott teljesen elektronikus telefonközpontjairól. A felhasznált tranzisztoroktól rendkívül nagy megbízhatóságot követeltek meg, ezért nagy hőmérsékleten és nagy páratartalmú légkörben gyorsított vizsgálat alá vették a központba beépítendő tranzisztortípusokat. A vizsgálat eredménye szerint 1000 órás öregítés után a tranzisztorok meghibásodásának valószínűsége üzemóránként 10^{-8}. Elektronikus számítógéppel végzett megbízhatósági számítás szerint a teljes rendszer megbízhatósága 75% (40 éves éves periódust véve alapul), az előfizetői megbízhatóság pedig (2 éves periódusra) 70%. Más szavakkal annak valószínűsége, hogy a rendszer meghibásodás nélkül dolgozik 40 évig 0,75, és annak valószínűsége, hogy egy előfizető 2 évig zavarmentes szolgálatban részesül 0,70. A karbantartó személyzetnek a központban a valószínűségszámítások szerint 4 havonta egyszer kell valamely cserélhető egységet kicserélnie.

A cég NU 24 jelzéssel 24 csatornás vivőfrekvenciás távíróberendezést is gyárt. A berendezés teljesen tranzisztorizált, a mechanikus mozgó alkatrészeket (a sarkított jelfogókat) kiküszöbölték, frekvenciamodulált rendszerben dolgozik (±30 Hz lökettel), a moduláció sebessége max 50 baud, a teljes torzítás kisebb, mint 8%, a teljesítményfelvétel 17 W, a szekrény mérete 2750×520×225 mm.

SZABADALMI SZEMLE

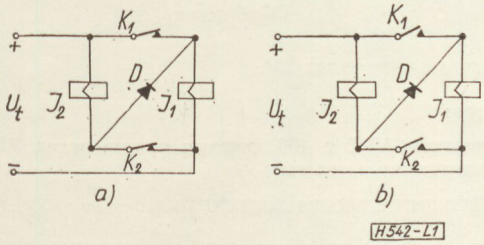
Összeállította: LÉNÁRD LÁSZLÓ

Egyenáramú jelfogók párhuzamos, ill. soros takarék kapcsolása

Bejelentette a Távközlési Kutató Intézet, 1963. február 15-én (151 793; 21 g 1—16)

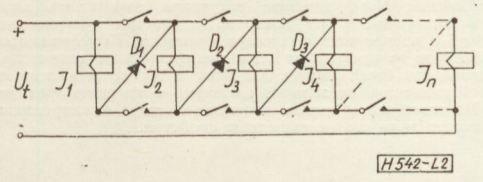
Feltalálók: *Eötvös Ferenc* tud. munkatárs és Mátyusz István technikus.

Az egyenáramú teljesítményjelfogók meghúzási és tartóárama közötti teljesítménykülönbséget a meghúzás után beiktatódó soros ellenállás emészti fel. Erre a célra külön érintkezőpár, valamint egy előtétellenállás van rendszeresítve. A találmány szerinti kapcsolási elrendezés lehetővé teszi több



1. ábra

relé egyidejű, egy gerjesztő áramkörre kapcsolását úgy, hogy a mágnestekercsek a bekapcsoláskor párhuzamosan kerülnek a gerjesztő tápegység sarkaira; ezek egyenként felveszik a gerjesztéshez szükséges áramot, bekapcsolás után pedig sorosan kapcsolódnak, tehát a korábbi bekapcsolási gerjesztőáram — most már tartóáram — lecsökken. Az 1*a* ábrán látható találmány szerinti kapcsolás a J_1 és J_2 jelfogó meghúzásakor ezek a párhuzamos, az 1*b* ábrán látható kapcsolás pedig a J_1 és J_2 jelfogó meghúzásakor ezek soros kapcsolását biztosítja oly módon, hogy dióda (*D*) meghúzáskor záró, tartáskor nyitó irányba kapcsolódik. Tehát a két jelfogó árammegszakadás nélkül sorosan kapcsolódik a telepre (U_t), a gerjesztő



2. ábra

áram tartóárammá alakulva negyedére csökken. A 2. ábra szerinti megoldásban tetszés szerinti darab $J_1, J_2 \ldots J_n$ jelfogó kapcsolható meghúzáskor párhuzamosan, illetve tartáskor sorosan.

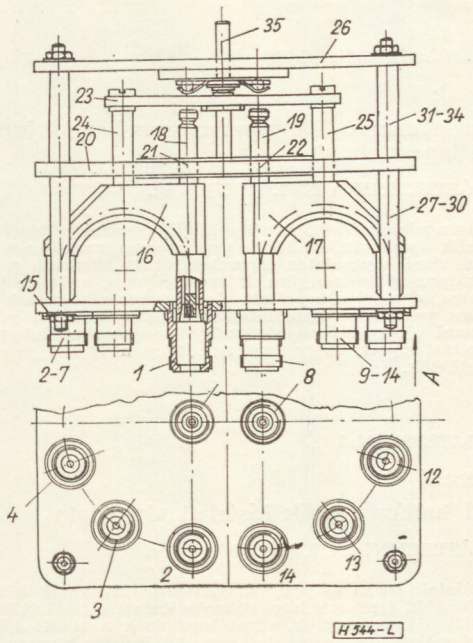
A találmány szerinti kapcsolás ott alkalmazható előnyösen, ahol a tartós üzemelés alatt nagy áramfogyasztás és a megszakításkor szikrázás nem engedhető meg, mint pl. TV, ill. sokcsatornás telefonátvitelre való mikrohullámú állomások.

Többutas koaxiális kapcsoló

Bejelentette a Központi Fizikai Kutató Intézet, 1963. május 28 (151 832, 21 a^4 64—77).

Feltalálók: *Adorján Bence, Almási Lajos és Sándor László* mérnökök.

A találmány szerinti kapcsolórendszer több, egymástól független koaxiális vezető egyidejű kapcsolására alkalmas, több különféle elemmel. A kapcsoló használható csillapító, erősítő szűrő, késleltető stb. beiktatására, vagy pl. ellenőrzéshez. A kapcsoló jó villamos összeköttetést biztosít, mert összekötőeleme pontos geometriával készített koaxiális fémvezető; ily módon a kapcsoló reflexiója minimális, szemben az ismert megoldásban alkalmazott kissugarú félkörívre meghajlított



és ezáltal bizonytalan geometriára deformálódott koaxiális kábelhurokkal, amelynek reflexiója időben változó. A találmány szerinti koaxiális kapcsolóban a többáramkörös kapcsolási lehetőség egy kapcsolón belül van megoldva oly módon, hogy egy köralakú síkot a kör sugarával annyi egyforma részre oszt fel, ahány áramkörös kapcsolót kívánnak megvalósítani egy síkban. Az így kapott körcikkeket sugármentén eltolják a kör eredeti középpontjából. Az ábrán látható kapcsoló két közös vezeték hat-hat vezetékhez való kapcsolására alkalmas. A forgatótengely (*35*) körül a közös vezetékek (*1* és *8*) egy-egy félkörív középpontjában vannak, amelyekhez a hat-hat (*2—7* és *9—14*) állás tartozik. Kapcsoláskor a forgatótengelyekre erősített terelőlemezzel (*23*) egyidejűleg kihúzzák az íves összekötővezetéket (*16*, ill. *17*), amelyeket a terelőlemezzel a rudak (*24*, ill. *25*) kötnek össze. Ezután a kapcsolószerkezetet a tengelyre (*25*) szerelhető tetszőleges kezelőszervvel a kívánt porcióba forgatják, amit a lemezre (*26*) szerelt mechanizmus kattanása jelez, majd a kapcsoló szerkezetét erélyes nyomással betolják.

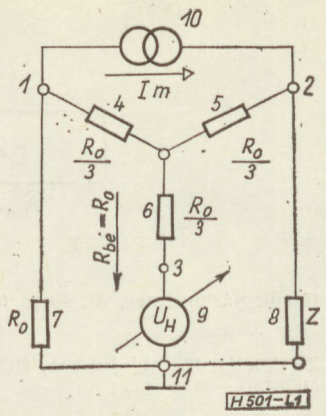
Kis feszültséggel működő nagyfrekvenciás reflexiómérő áramkör

Bejelentette a Távközlési Kutató Intézet, 1963. június 7-én (151 675; 21a[4] 74).

Feltaláló: Herpy Miklós tudományos munkatárs.

A reflexiós tényező mérésnek egyik leggyakoribb módszere szerint a mérendő Z impedanciát R_0 ellenállásokból álló egyszerű híd egyik ágába kapcsolják, amikor is a híd kimenő U_H feszültsége arányos lesz a reflexiós tényezővel, ha az U_H feszültséget mérő műszer bemeneti ellenállása a hidat nem terheli.

A rövid és az ultrarövidhullámú frekvenciák tartományában ez a követelmény nem teljesíthető. Ezért a találmány szerinti áramkör három darab $R_0/3$ értékű ellenállásokból *(4, 5, 6)* álló csillagkapcsolás, amelynek *1* végpontja és a *11* földpont közé az R_0 értékű etalon ellenállás *(7)*, másik végpontja és a földpont közé a mérendő impedancia *(8)*, míg a harmadik végpontja *(3)* és a föld közé az R_0 bemeneti ellenállású műszer csatlakozik. Az áramkört a nagyfrekvenciához is jól realizálható áramgenerátor *(10)* táplálja. Az U_H feszültség mérésére az R_0 bemeneti ellenállású műszert kell használni, amely



körülmény jelentős, mert amíg nagy-bemeneti impedanciájú feszültségmérő e frekvenciához nem készíthető el, addig a pontosan R_0 hullámellenállásra illesztett műszerbemenet jól megvalósítható.

Tartalmi összefoglalás

ETO 621.395.344.6:621.395.722

L. Budai:

BHG gyártmányú 400 vonalas crossbar alközpont. Üzemi tapasztalatok

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 6. sz.

Ez a cikk nyolc önálló közleményből álló sorozat befejezése. Közli a negyedik éve működő BHG gyártmányú crossbar alközpont üzemeltetésével kapcsolatos tapasztalatokat. Ismerteti a központ forgalomáteresztő képességére, hibaszázalékára, a kapcsolószervek beállítására, s végül a beépített elektronikus alkatrészek megbízhatóságára vonatkozó vizsgálatokat. A Magyar Posta és a BHG szakemberei által közösen elvégzett ellenőrző vizsgálatok alapján megállapítást nyert, hogy ezek az alközpontok felügyelet nélkül üzemeltethetők.

ETO 621.372.826.001.4

Dr. Berceli T.:

Felületi hullámvezetők kísérleti vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 6. sz.

A vizsgálatok során sikerült a csillapítási tényezőt közvetlenül mérni. További értékes adatokat szolgáltatott a felületi hullámvezetők állóhullámarányának, sávszélességének a vezető körüli térerősség-eloszlásnak a vizsgálata. A felületi hullám tápvonalak veszteségei csekélyek. A csillapítási tényező a vezetéktől és frekvenciától függően 0,02 dB/m és 0,2 dB/m között, a gerjesztési veszteség a tölcsértől és a frekvenciától függően 1 dB és 4 dB között változott. A tápvonalak állóhullámaránya igen széles sávban 1,3 alatt maradt. Ennek a sávnak a szélessége a tápvonaltól függően 600 MHz és 900 MHz között volt. A vizsgálatok eredményei összhangban voltak az elméleti megfontolásokkal. A mért vezetékfajták közül a legkedvezőbb tulajdonságokat a zománcszigetelésű rézhuzal mutatta.

ETO 621.372.543.2.001.2

L. Tarlacz:

Sávszűrők tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 6. sz.

A cikk a hullámparaméteres szűrőelmélet alapján létrakapcsolású sávszűrők tervezését tárgyalja. Ezek a sávszűrők aluláteresztőből általában nem származtathatóak, hanem önálló sávszűrő L-tagokból épülnek fel, amelyeket a szerző egy előző cikkében ismertetett (Híradástechnika, XV. évf. 10. sz.) A hullámparaméterek meghatározásán kívül összefoglalást ad az üzemi jellemzők számításáról, beleértve a veszteségek hatását is. A méretezés menetét két számpéldával szemlélteti.

Обобщения

ДК 621.395.344.6:621.395.722

Л. Будаи:

Координатная АТС с 400 линиями производства BHG. Эксплуатационные опыты

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI. (1965) № 6

Эта статья является заключением серии 8 самостоятельных публикаций. Изложены опыты по эксплуатации координатной АТС производства BHG, работающей с 4 года. Описаны испытания по способности нагрузки-проценту дефектов, регулировке влючающих органов, а также надежности примененных электронных деталей АТС. Специалисты Администрации Связи ВНР и завода BHG установили на основе совместных контрольных испытаний, что эти АТС могут работать без облуживания.

ДК 621.372.826.001.4

Д-р Т. Берцели:

Экспериментальное испытание поверхностных волноводов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI. (1965) № 6

В ходе испытаний удалось непосредственно измерить коэффициент затухания. Дальнейшие полезные данные получились при испытании коэффициента стоячей волны, ширины диапазона и распределения вокруг провода нагряжённости поверхностных волноводов. Потери повехностных фидеров малы. Коэффициенты затухания изменились между 0,02 дб/км в зависимости от частоты, а потери возбуждения между 1 дб и 4 дб в зависимости от рупора и частоты. Коэффициенты стоячей волны фидеров не превышают 1,3 в очень широком диапазоне. Ширина этого диапазона была между 600 мгцц и 900 мгцц в зависимости от фидера. Результаты испытаний согласны с теоретическими размышлениями. Из измеренных видов проводов медные эмалированные проволоки показывали самые выгодные свойства.

ДК 621.372.543.2.001.2

Л. Тарлац:

Проектирование полосовых фильтров

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI. (1965) № 6

Излагается проектирование полосовых фильтров лестиничного типа на основе теории волновых параметров. Эти полосовые фильтры не могут быть произведены от фильтров нижних частот, но созданы из самостоятельных Г-звеньев, описанных в предыдущей статье автора. (Хирадаштехника, XV. №. 10). Кроме определения волновых параметров обобщен расчет эксплуатационных параметров, включая влияние потерь. Два примера расчета даны для иллюстрации проектирования.

Zusammenfassungen

DK 621.395.344.6 : 621.395.722

L. Budai:

Koordinatenschalter-Vermittlungsstelle der BHG für 400 Teilnehmer. Betriebsverfahrungen.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) Nr 6.

Dieser Artikel ist die Bendung einer aus acht selbsständigen Mitteilungen bestehender Publikationsreihe. Die Erfahrungen der Inbetriebshaltung der seit vier Jahren funktionierenden Koordinatenschalter-Vermittlungsstellen der BHG werden erörtert. Es werden die Prüfungen bezüglich der Verkehrsdurchlassfähigkeit und des Fehlerprozentsatzes der Zentrale, der Einstellung der Schaltorgane und zuletzt der Zuverlässigkeit der eingebauten elektronischen Elemente erörtert. Auf Grund der Prüfungen, gemeinsam ausgeführt mit den Experten der ungarischen Postverwaltung und der BHG-Werke, wurde es bestätigt, dass diese Koordinatenschalter-Vermittlungsstellen ohne Instandhaltung inbetriebgehalten werden können.

DK 621.372.826.001.4

Dr. T. Berceli:

Experimentelle Untersuchung der Oberflächenwellenleiter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) Nr 6.

Während der Untersuchungen gelang es den Dämpfungsfaktor unmittelbar zu messen. Wertvolle Angaben der Prüfungen des Stehwellen-verhältnisses, der Bandbreite und der die Leitung umgebenden Feldverteilung wurden festgestellt. Die Verluste der Oberflächenwellenspeiseleitungen sind gering. Der Dämfungsfaktor verändert sich abhängig von der Leitung und Frequez zwischen 0,02 und 0,2 dB/m und der Erregungsverlust abhängig vom Trichter und von der Frequenz zwischen 1 und 4 dB. Das Stehwellenverhältnis. der Wellenleiter bleibt unter 1,3 in einem sehr breiten Band. Die Breite dieses Bandes abhängig von dem Wellenleiter war zwischen 600 und 900 MHz. Die Prüfergebnisse waren im Einklang mit den theoretischen Erwägungen. Ausser den gemessenen Leitungssorten zeigte die Kupferleitung mit Email-Isolation die günstigsten Eigenschaften.

DK 621.372.543.2.001.2

L. Tarlacz:

Dimensionierung von Bandfiltern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) Nr 6.

Die Dimensionierung von Bandfiltern mit Kettenschaltung wird auf dem Grund der Wellenparametertheorie erörtert. Diese Bandfilter können in allgemeinem nicht von Tiefpass-Filtern abgeleitet werden, sondern sind aus selbständigen L—Gliedern aufgebaut, welche von dem Verfasser in einem früheren Artikel erörtert worden sind. (Híradástechnika Vol. XV, Nr. 10.) Ausser der Bestimmung der Wellenparameter wird eine Zusammenfassung von der Berechnung der Betriebswerte, den Verlusteffekt mitinbergriffen, gegeben.

Summaries

UDC 621.395.344.6 : 621.395.722

L. Budai:

BHG-Made 400 Line Crossbar Sub-Exchange. Operating Experiences

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 6.

This paper ends the series of eight independent publications. Experiments concerning the operation of the BHG-made Crossbar sub-exchanges working already four years are described. Tests regarding the traffic handling capacity and failure rate of the exchange, adjusment of the switchung devices and finally the reliability of built-in electronic components are presented. On the basis of the control tests made together by the experts of the Hungarian Postal Administration and the BHG it was proved that these sub-exchanges may operate without maintenance.

UDC 621.372.826.001.4

Dr. T. Berceli:

Experimental Tests of Surface Waveguides

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) N° 6.

In the course of the tests the direct measurement of the attenuation factor was achieved. Valuable data were obtained by measuring the standing wave ratio of the surface waveguides, the bandwidth and the distribution of field strength surrounding the conductor. The losses of surface waveguides are small. The attenuation factor changes between 0,02 dB/m and 0,2 dB/m depending on the conductor and frequency. The excitation loss varies between 1 dB and 4 dB depending on the horn and the frequency. The standing wave ratio of the waveguides does not exceed 1,3 in a very wide band. The width of this band depending on the waveguide was between 600 and 900 MHz. The results of the tests were in agreement with the theoretical considerations. Among the measured sorts of conductors the enamel-insulated copper wire showed the most favourable qualities.

UDC 621.372.543.2.001.2

L. Tarlacz:

Design of Band-pass Filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 6.

Based on the wave filter theory the design of band-pass filters with ladder circuit is discussed. These band-pass filters generally cannot be derived from low-pass filters but comprise basic band-pass filter L-sections, which the author described already in a preceeding article. (Híradástechnika Vol. XV. No. 10.). Besides the determination of the wave parameters a summary is given of the calculation of insertion parameters including also the effect of the losses. The method of the design is illustrated by two numerical examples.

Résumés

CDU 621.395.344.6 : 621.395.722

L. Budai:

Le sous-station BHG de 400 lignes type Crossbar. Expériences de l'exploitation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 6.

Cet article est le dernier d'une série de huit indépendants rapports. Les expériences obtenues par la fabrique BHG d'une sous-station type crossbar étant en exploitation depuis quatte années sont exposées. Il discute les éssais concernant la capabilité de transmission de trafic de la station, le pourcentage des fautes, l'ajustement des organes de connexion, et enfin la fiabilité des éléments électroniques utilisiés.
Les éssais de contrôle achevées collectivement par les ingénieurs de l'Administration Postale de la Hongrie et de la fabrique BHG ont données la conclusion, que les sousstatoins peuvent être fonctionné sans surveillance.

CDU 621.372.826.001.4

Dr. T. Berceli:

Essais des guides d'ondes de surface

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) N° 6.

Au cours des essais il est réussi de mésurer directement le factur d'atténuation. Autres précieux résultats ont été gagnés en mesurant le rapport de l'onde stationnaire, la bande passante et la distribution de l'intensité du champ autour du conducteur des guides d'ondes de surface. Les pertes des lignes de transmission des ondes de surface sont minces. Le facteur d'atténuation dépandant du conducteur et de la fréquence variait entre 0,02 dB/m et 0,2 dB/m, la perte d'excitation dépendant de l'entonnoir et de la fréquence variait entre 1 dB et 4 dB. Le rapport de l'onde stationnaire était audessous de 1,3 dans une large bande. La largeur de cette bande était entre 600 MHz et 900 MHz dépendant de la ligne de transmission. Les résultats des essais étaient en accord avec les considérations théoretiques. Entre les sortes de conducteur mesurées, le conducteur de cuivre isolé par émail montrait des meilleurs résultats.

CDU 621.372.543.2.001.2

L. Tarlacz:

Méthode de projet des filtres passe-bande

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVI. (1965) No 6.

L'article expose le projet des filtres passe-bande connectés en échelle á la base de la théorie des filtres à paramètres d'ondes. Ces filtres ne peuveut pas être dériver des filtres passe-bas, ils sont composés des indépendants sections „L" des filtres passe-bande, comme l'auteur a discuté dans une article précedent. (Híradástechnika XV.(1964.) No 10.) En outre la définition des paramètres d'ondes, il donne une resumé de la calculation des dates caractéristiques de l'exploitation, y compris l'influence des pertes. La méthode de mesure est illustrée par deux exemples.

A MIGÉRT

ezúton hívja fel a műszerigénylők figyelmét, hogy Budapest, VII., Majakovszkij utca 59. szám alatti

II. SZ. MINTATERMÉBEN

R5—1A tip. Kábelvizsgáló

1616/2 tip. hullámmérő

1616/3 tip. hullámmérő

VG 526 tip. hullámmérő

SO 86 tip. Selektograph

G4—1A tip. Szignálgenerátor

G4—13 tip. Szignálgenerátor

1173 tip. AM—FM generátor

1176 tip. mikrohull. generátor

1177 tip. mikrohull. generátor

III—1A tip. Sweep-generátor

TR 0813 tip. Wobblerscop

1188 tip. szekunder frekvencia standard

és sok egyéb műszer raktárról vásárolható

MŰSZER- ÉS IRODAGÉPÉRTÉKESÍTŐ VÁLLALAT

BUDAPEST, VI., NÉPKÖZTÁRSASÁG ÚTJA 2.

TRAFO KTSZ

TRANSZFORMÁTOR KTSZ

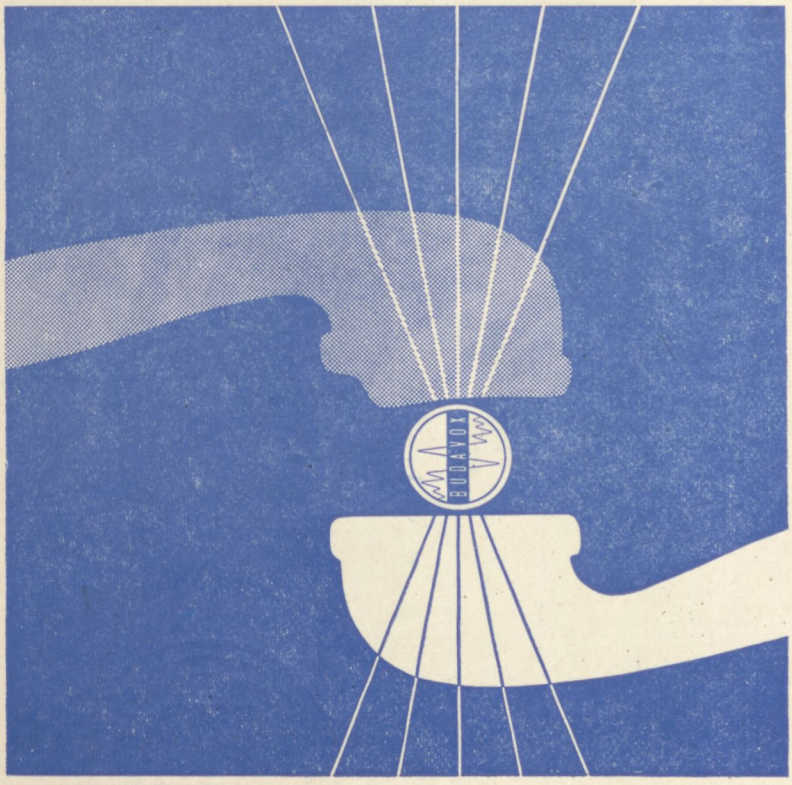
Budapest, VII., Nefelejts utca 39. Telefon: 428-969, 228-401

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

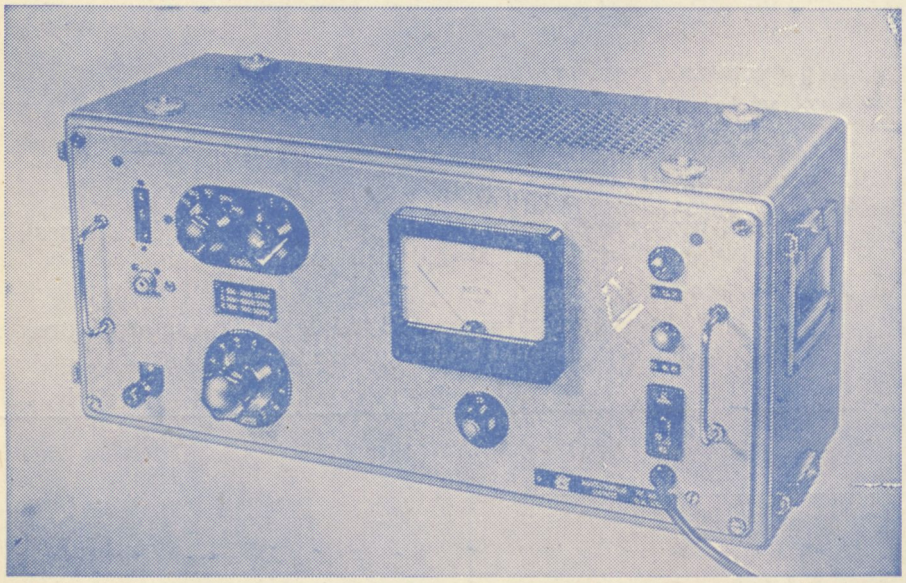
BUDAVOX

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 Mz—1 MHz) nagy érzékenységgel rendelkezik (—10 Np). Jól használható hídméréseknél, mint indikátor. Szimmetrikus illesztett és aszimmetrikus nagy impedanciájú bemenetei a műszer sokoldalú felhasználását teszik lehetővé.



Műszaki adatok:

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

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

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

Elektronika KTS BUDAPEST