



50.165

XVIII. ÉVFOLYAM, 5. SZÁM, 137—172 OLDAL
BUDAPEST, 1967. MÁJUS HÓ **5**

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

WINTER ERNŐ 70 ÉVES	137
BÁRSONY PÉTER: Szalagtapvonalas Y cirkulátor	138
Hírek	143
RUSZTHY CSABA: Ultrarövidhullámú szűrők tervezése	144
HTE június havi rendezvényei	150
BÁRDOS SÁNDOR: Központi vevőantennarendszerek nagyfrekvenciás elosztóhálózatának méretezése	151
SCHRONK LÁSZLÓ: Teljesítmény tranzisztorok	163
Tartalmi összefoglalások	166
Обобщения	166
Zusammenfassungen	167
Summaries	167
Résumé	168

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL és SÁRKÖZY GÉZA
kandidátus, 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

A szerkesztő bizottság tagjai: ALMÁSSY GYÖRGY kandidátus, BARTA ISTVÁN akadémikus,
BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY,
ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GERGELY ÖDÖN, GIBER JÁNOS kandidátus, KATONA
JÁNOS, a műszaki tudományok doktora, KÓMÜVES 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 Lapkiadó Vállalat Budapest, VII., Lenin körút 9–11. Telefon: 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató.
Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hirlapirodánál (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. Csekkzámlaszám:
Egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA”: P. O. B.
Budapest 62.

67.299 Egyetemi Nyomda, Budapest



Winter Ernő 70 éves

Dr. Winter Ernő akadémikus, kétszeres Kossuth-díjas, a magyar elektronika úttörője — akinek most 70-ik születésnapját ünnepeljük —, mint vegyész az elektronikától távol eső területen a szappangyártásnál kezdte, műszaki pályafutását. Az elektronső fejlesztésbe az 1920-as évek közepén kapcsolódott be, amikor az elektronső már nagyjából rádió-vevőcsövet jelentett. Ott hamarosan megszerezte a vákuumtechnikai alapismereteket, melyek az akkori rádiócsőgyártás alapját is képezték. Érdeklődése csakhamar az izzólámpáról az új kutatási terület, a rádiócső felé fordult. 1928-ban már vezetője volt az akkor megalakított rádiócső laboratóriumnak. Ezeknek az ismereteknek birtokában olyan kutató-fejlesztő tevékenységet végzett, amely évtizedeken át harcképes, egyenértékű partnerré tette a magyar rádiócsőipart hatalmas külföldi versenytársaival.

Winter Ernő legközvetlenebb személyes munkája ebben az időszakban a báriumkatód, a getterek kifejlesztése, az indirekt fűtésű csövek katódszigetelése. A magyar rádiócsőgyártás válságos helyzetbe látszott kerülni a pentóda szabadalom által, Winter Ernő egy ötletes konstrukciós megoldása mentette meg a kritikus helyzetet. Amint a csövek teljesítménye növekedett korán felismerte a rácsemisszió zavaró hatását a cső működésére és kémiai technológiai megoldást vezetett be a rácsemisszió hatásos csökkentésére és ezzel egyidejűleg az átvezetési ára-

mok kiküszöbölésére is többféle megoldást talált. Később az irányítása alatt készültek az első fél fűtőáramú telepes csövek, amelyek iparunknak hírnevet és tekintélyt szereztek a baráti államokban; ezek egymás után átvették a Winter-féle gyártási eljárást. A telepes cső erősen katód probléma volt, Winter Ernő ezeket a katódismereteket az elektronsőtől távol eső területeken is tudta hasznosítani. Legújabb munkái közé tartozik egy hosszú élettartamú katód megoldás fénycsövek számára. Majd hosszú idő elteltével visszakanyarodott az izzólámpához, alapvető felismerésekhez jutott az általa irányított kutatócsoport az ivleégés területén, ennek a hibának kiküszöbölésére a javaslatok egész tömegét dolgozta ki, közöttük egy új getter-féleséget. Az első magyar adócsőgyártás, az első magyar toriumos katódú adócső Winter laboratóriumából indult ki. Majd behatóan foglalkozott a készletkatódokkal (migrációs katódokkal), amelyek ma mikrohullámú elektroncsövekben kerülnek alkalmazásra.

Winter Ernő munkássága átnyúlik a félvezető technika területére is. Korán felismerte a galliumarzenid jelentőségét, az ő kezdeményezése döntő lökést adott a hazai gallium kincs feltárásának. Ennek a munkának gyümölcsei, csak a jövőben jelentkeznek. Kutató csoportja hazánkban elsőnek valósította meg a külső elektromos térrel vezérelt félvezető eszközt kadmium szulfid alapon.

Gyakorlati munkássága mellett új ötletekkel gazdagította az elektronoknak elektromos térben való haladására vonatkozó ismereteinket.

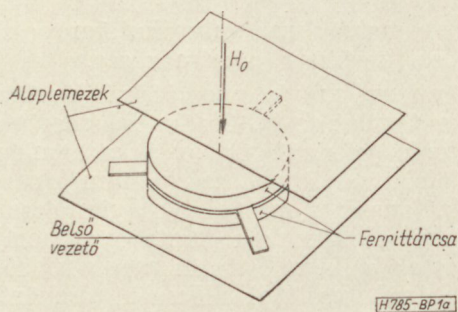
Sokan azok közül, akik ma egyetemi szinten a vezetékek nélküli híradástechnikát és elektronikát művelik, Winter Ernő beosztottjai, munkatársai és számos vonatkozásban tanítványai voltak.

Szalagtápvonalas Y cirkulátor

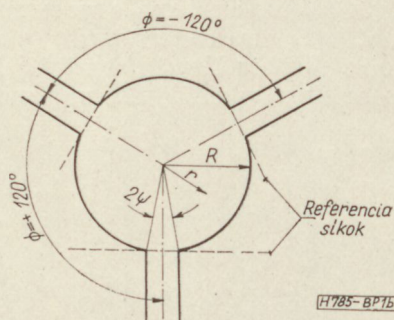
ETO 621.372.821:621.372.832.8

A mikrohullámú technikában egyik legszélesebb körben alkalmazott eszköz a háromkapus Y cirkulátor (I. függelék). Jelentőségét növeli többféle alkalmazhatósága. Felhasználható mint cirkulátor pl. parametrikus erősítő elé, vagy szűrőváltóban, mint kapcsoló (átpolarizálható mágneses – egyen – térrel) mikrohullámok gyors és biztonságos átkapcsolására, mint izolátor (egyik kapu lezárásával) a káros reflexiók kiküszöbölésére. Készülhet négyszögkeresztmetszetű tápvonalban (általában H síkú elrendezésben) vagy szalagtápvonalban, Y vagy T kivitelben. Az URH frekvenciákon a szalagtápvonalas cirkulátorokat használják koaxiális csatlakozókkal, mivel a TEM hullámnak nincs határfrekvenciája, lehetőség van viszonylag kis méretben való megvalósításra. A kisebb frekvenciákon (50–150 MHz) a koncentrált paraméterű cirkulátor van elterjedve. A cirkulátorok működési elve a mai napig sem teljesen tisztázott. Működéséről kb. 1959 óta jelentek meg a szakirodalomban különböző cikkek, melyek közül a legjelentősebbeket az irodalomjegyzékben felsoroltuk.

Az elméleti tárgyalásnál a Bosma által leírt kerületérték-probléma megoldását követjük, mivel kísérleteink leginkább ezt az elméleti képet támasztották alá. Jelen dolgozatban rövid áttekintést szeretnénk adni a szalagtápvonalas Y cirkulátorok működési elvéről, majd gyakorlati kérdésekkel foglalkozunk.



1a ábra. Cirkulátor elrendezés



1b ábra. Belső szalagvezető

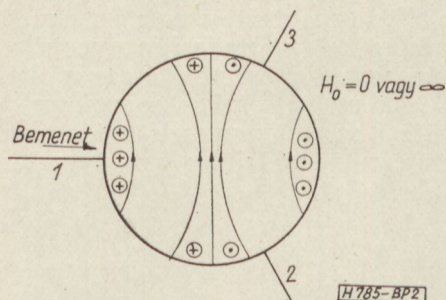
Áttekintés a szalagtápvonalas Y cirkulátorok működési elvéről*

Vizsgálatainkhoz modellként az 1a, b ábra elrendezését vesszük fel.

A ferrittárcsák olyan magasak, hogy a két alaplemez közötti teret (a belső szalagvezető vastagságát kivéve) teljesen kitöltik; átmérőjük a belső szalagvezető köralapú részének átmérőjével egyenlő. Az elrendezés 120°-os szimmetriát mutat. A kísérletek arra vezetnek, hogy az elrendezést, mint rezonátort (mágneses fallal határolt) vizsgálhatjuk. Ezen elrendezés legkisebb frekvenciájú rezonáns módusa a dipolár módus, melyben az elektromos mező vektorai párhuzamosak, a mágneses mező vektorai merőlegesek a H_0 egyenmágneses tér vektorára. Ha a ferrittárcsa nincs átmágnesezve ($H_0 = 0; \infty$), ezen módus állóhullám képét felrajzolva, az izotropikus tárcsa mező mintáját kapjuk (2. ábra).

Ha a ferrittárcsát átmágnesezzük ($H_0 \neq 0; \infty$), az állóhullám kép elfordul. Az állóhullám kép két módusra bontható, melyek közül az egyik az óramutató járásával ellentétesen, a másik megegyezően fordul el. (Az egyes módusok az időben $e^{j\omega t}$ függvény szerint változnak.) Ezen nagyfrekvenciás terekre a ferrittárcsa közepe körpolarizált hely, a sugár növekedésével a terek egyre inkább elliptikusan polarizáltakká válnak, és a tárcsa szélén lineárisan polárisak lesznek (II. függelék). A ferrit permeabilitás tenzorának saját terei a körpolarizált h terek, melyekre a tenzor saját értékei μ_+ ; μ_- egymástól különböző értékek [2]. Így a ferrit tenzor permeabilitása a ferrittárcsa közepén a skalár μ_+ ; μ_- permeabilitást mutatja. Ha a ferritet a H_0 térrel átmágnesezzük, a két forgó nagyfrekvenciás tér nem ugyanazon a frekvencián lesz rezonanciában a μ_+ és μ_- különbözősége miatt. A két forgó módust a permeabilitás tenzor skalár értékeihez hozzárendelve, a forgás értelemnek megfelelően + és - módusoknak nevezhetjük.

Ha a rendszert a két módus rezonancia frekvenciája közötti frekvencián gerjesztjük, a + módus (ferromágneses rezonancia alatti beállításnál nagyobb rezonancia frekvenciájú) induktív, a - módus kap-



2. ábra. Izotropikus tárcsa állóhullám képe (dipolár módus)

*A jelölések magyarázatát lásd a 143. oldalon

citív reaktancia komponenssel bír. Ha az induktív, illetve a kapacitív reaktancia a működési frekvencián egymással megegyezik, a teljes impedancia reális lesz. Ha az egyes módusok impedanciájának fáziszöge a működési frekvencián 30° , az állóhullám kép a 2. ábrán rajzoltához képest, 30° -ot elfordul (3. ábra). (Az egyes módusok egy periódus alatt teljesen körbefordulnak.)

A 2. és 3. ábrát Fay cikkéből vettük át. Látható, hogy ha az egyes kaput gerjesztjük, a hármas kapuban az E tér zérus lesz, az egyes kapun bevezetett teljesítmény a kettes kapuba jut. Mivel az elrendezés szimmetrikus, ha a kettes kapuba vezetjük be a teljesítményt, az a hármas kapuba, illetve a hármasba bevezetett az egyes kapuba jut. Így az eszköz a cirkulátor reflexiós mátrixát kielégíti (1. függelék). Ha $H_0 < H_{res}$ (ferromágneses rezonancia) a cirkuláció a $-$ módus forgásirányába, ha $H_0 > H_{res}$ a $+$ módus forgásirányába történik.

Az egyes módusoknak megfelelő koncentrált paraméterű rezonátor a 4. ábrán látható.

Tehát a cirkulátorként való beállításhoz a θ szögnek mindkét módusra 30° -nak kell lenni.

Ha feltételezzük, hogy a transzverzális elektromos hullámok a H_0 tér mentén nem változnak, $E = a_z \cdot E_z$, ezek a hullámok a ferritben kielégítik a homogén Helmholtz-egyenletet (II. függelék).

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} + E_z k^2 = 0 \quad (1)$$

$$\text{Az időfüggés } e^{j\omega t}, \text{ és } k^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_{eff} \quad (2)$$

Az (1) egyenlet általános megoldása:

$$E_{zn} = J_n(kr) (a_{+n} e^{jn\varphi} + a_{-n} e^{-jn\varphi}) \text{ módussor} \quad (3)$$

A Maxwell-egyenletek $H_{\varphi n}$ -re az alábbi egyenletet adják (II. függelék)

$$H_{\varphi n} = j Y_{eff} \left\{ a_{+n} e^{jn\varphi} \left[J_{n-1}(x) - \frac{n J_n(x)}{x} \left(1 + \frac{\kappa}{\mu} \right) \right] + a_{-n} e^{-jn\varphi} \left[J_{n-1}(x) - \frac{n J_n(x)}{x} \left(1 - \frac{\kappa}{\mu} \right) \right] \right\} \quad (4)$$

$$Y_{eff} = \sqrt{\frac{\varepsilon_r \varepsilon_0}{\mu_{eff} \mu_0}} \quad x = kr \quad (5)$$

Csatolatlan esetben $\psi = 0$, n normál módusok a

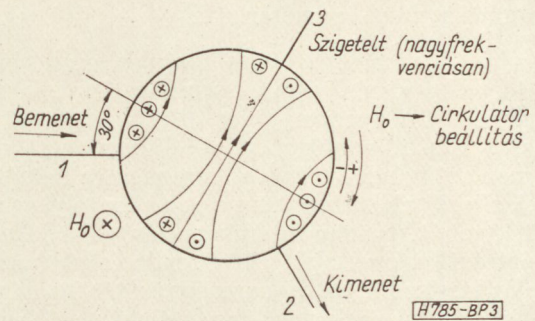
$$H_{\varphi}(R) = 0 \quad (6)$$

egyenletnek tesznek eleget [4]. A (6) adja a probléma megoldásának határfeltételét. Ezek rezonancia frekvenciáit a

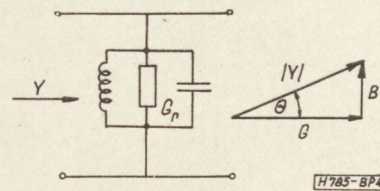
$$\begin{aligned} &+ \text{ módusra } J_{n-1}(kR) - \frac{n J_n(kR)}{kR} \left(1 + \frac{\kappa}{\mu} \right) = 0 \\ &- \text{ módusra } J_{n-1}(kR) - \frac{n J_n(kR)}{kR} \left(1 - \frac{\kappa}{\mu} \right) = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

egyenletek gyökei adják.

Az egyenletekből látható, hogy a módusok egymástól való elcsúszása a $\frac{\kappa}{\mu}$ függvénye, ennek értékével arányos.



3. ábra. A felmágnesezett tárcsa állóhullám képe. Az egymágneses tér értéke a cirkulátorként való beállításhoz tartozik. Az izotropikus tárcsa állóhullám képéhez képest, az állóhullám kép 30° -ot elfordult



4. ábra. Rezonáns módus koncentrált paraméterű helyettesítő képe

Csatolt esetben ($\psi \neq 0$) a cirkulátorként való működést az alábbi határfeltételek biztosítják:

$$\begin{aligned} -\psi < \varphi < \psi & H_{\varphi} = H_1 \quad \text{másutt } H_{\varphi} = 0 \\ 120^\circ - \psi < \varphi < 120^\circ + \psi & H_{\varphi} = H_1 \\ -120^\circ - \psi < \varphi < -120^\circ + \psi & H_{\varphi} = 0 \\ \varphi = 0 & E_z = E_1 \\ \varphi = 120^\circ & E_z = -E_1 \\ \varphi = -120^\circ & E_z = 0 \end{aligned} \quad (8)$$

Ha feltételezzük, hogy E_z a ferrit kerülete mentén csatolt esetben is szinuszos eloszlás (kísérletileg igazolt állítás) valamint, hogy csak az $n=1$ módus van jelen a (8)-at (3) és (4)-re alkalmazva, csatolt esetben a rezonanciát a

$$J_0(kR) - \frac{J_1(kR)}{kR} = 0 \quad (9)$$

egyenlet gyökei adják. Az egyenlet első gyöke $(kR)_{11} = 1,84$, (10) a csatolatlan esettel összehasonlítva látható, hogy $(kR)_{11}$ a $(kR)_{11+}$ és $(kR)_{11-}$ közt fekszik. A rezonancia feltételből k ismeretében R a tárcsa sugara különböző frekvenciákra számolható. A cirkulátorként való beállítás egyik feltétele, hogy a működési frekvencia az $n \pm 1$ módus rezonancia frekvenciái közé essen. (A gyakorlati beállításoknál az $n \pm 1$ módust használjuk ki, mivel ez adja a legkisebb tárcsaátmérőt és így a legkisebb veszteséget.) A másik feltétel, hogy a bemeneti, illetve a kimeneti kapuk impedanciája a ferrittárcsa referencia síkjában mutatott impedanciájához illesztve legyen.

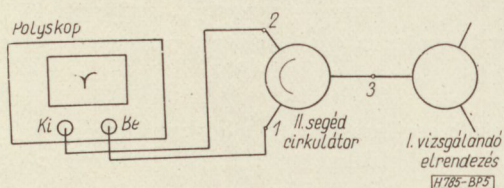
Rezonancián a ferrittárcsa bemenő admittanciája [8]

$$Y_f = G_f = \frac{H_1}{E_1} \cong \frac{Y_{eff} \frac{\kappa}{\mu}}{\sin \psi} \quad (11)$$

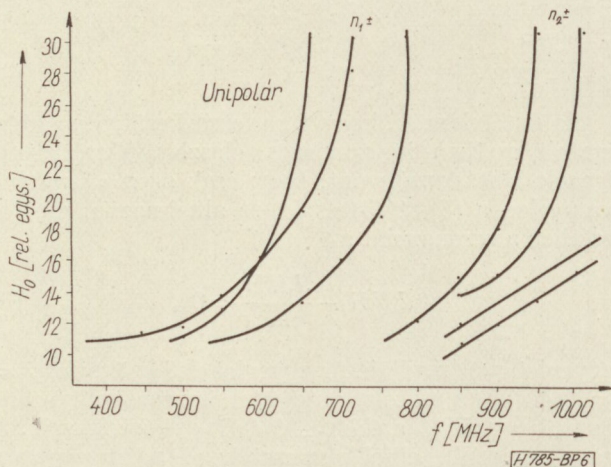
Ferrittársa mint rezonátor

A vizsgált modell az 1a, 1b ábrának megfelelő körülátor elrendezés. Egy rezonátor impedanciája rezonancia frekvencián valós. Rezonanciától távolodva a Smith admittancia, ill. impedancia diagrammon az állandó valós rész köre mentén haladunk, ennek a legkisebb érintő köre a valós tengelyen érinti a kört, tehát rezonancia frekvencián reflexió minimumot kell tapasztalni. Ha elrendezésünk rezonátorként viselkedik, az egyenmágneses tér függvényében különböző frekvenciákon reflexió csökkenést kell tapasztalnunk. Ha az egyenmágneses tér függvényében az elrendezés rezonancia frekvenciáit megmérjük, a körülátor módusvonalait kapjuk. A mérésnél vigyázni kell, hogy a ferrittársa rezonátort lazán csatoljuk a kimeneti kapukhoz, hogy a módusokat ne terheljük. A méréseket az 5. ábrának megfelelő összeállításban végeztük.

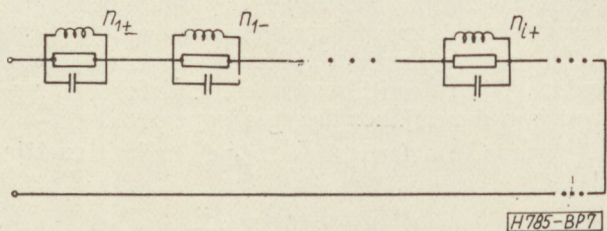
A polyszkópon a II körülátor záróirányú csillapítás görbéit figyeltük. Ha a II körülátor 3 kapuja illetve



5. ábra. Mérési elrendezés a körülátor rezonáns módusvonalainak felvételéhez



6. ábra. $4\pi M_0 = 1750$ G. telítésű 50 mm Ø-jű YIG anyagból készült körülátor elrendezés az 5. ábrán látható mérési összeállításban felvett rezonáns módus vonalai



7. ábra. Körülátor elrendezés rezonáns módusainak koncentrált paraméterű helyettesítő képe

van lezárva, a 2-1 kapuk közti záróirányú csillapítás nagy (pl. 30 dB), ha teljes reflexióval zárjuk a 3 kaput, a 2-1 kapuk közti csillapítás kicsi (pl. 0,5 dB). A vizsgálandó körülátor elrendezés rezonancián kívüli frekvenciákon a II körülátor 3-as kapujában rossz illesztést jelent, így a tapasztalt csillapítás a 2-1 kapuk között nem nagy.

$$\alpha_z(2-1) = 10 \cdot \log \frac{1}{I_3^2} \quad (12)$$

A (12) megadja a II körülátor záróirányú csillapítását, a 3 kapu illesztetlenségének függvényében. Rezonancia frekvencián a 3 kapu jobb illesztése miatt a 2-1 kapu csillapításgörbéjén jól figyelemmel kísérhető leszívást látunk. A leszívás nagysága a 3 kapu illesztetlenségének, tehát az I körülátor reflexió csökkenésének függvénye. Az egyes módusokat így az egyenmágneses tér függvényében felvehetjük. A 6. ábrán bemutatunk egy körülátor módusképet.

A méréseknél laza kapacitív és nagy hullámimpedanciájú csatolást alkalmaztunk. Minden módust koncentrált paraméterű rezonátorként ábrázoltunk, így egy körülátort rezonátor sorral jellemezhetünk.

A 7. ábrán egy körülátor elrendezés koncentrált paraméterű helyettesítő rezonátor sorát ábrázoltuk.

A 6. ábrán látható móduskép felvételénél $Z_0 = 100$ ohm adott hosszúságú tápvezeték szakasszal csatoltunk, így a felvett görbe a csatoló tápvezeték szakasz hosszának a mérési hullámhosszhoz való viszonya függvényében transzformáltan jelentkezik.

Az axiális szimmetriától való eltérés, pl. légrés a ferrit és a vezető között, unipolár módust is csatolhat, így pl. a 6. ábrán látható, az n_{11} -es móduspárnál fellépő harmadik módusvonal az unipolár módusnak felel meg. Az unipolár módus a belső ér széléinél exponenciálisan nem csökken le, mint a domináns módus, a dipolár módus. Méréseket végeztünk az unipolár módus kiküszöbölésére; a körülátorház megfelelő módosításával, az unipolár módus terjedése megszüntethető.

Gyakorlati kérdések

Mivel $\left| \frac{\kappa}{\mu} \right|$ azonos értéket mind ferromágneses rezonancia feletti, $H_0 > H_{res}$, mind alatti $H_0 < H_{res}$ beállításnál elérhetünk, a gyakorlatban mindkét eset használatos, a körülátorok vagy rezonancia felett, vagy az alatt működnek.

$$H_{res} = \frac{\omega_r}{\gamma} \quad (13)$$

ahol

$$\omega_r = \{ [H_0 + (N_x - N_z)\omega_M] [H_0 + (N_y - N_z)\omega_M] \}^{\frac{1}{2}} \quad (14)$$

a Kittel-egyenlet, ahol $\omega_M = \gamma 4\pi M_0$; N_x, N_y, N_z lemagnessézési tényezők.

A rezonancia alatti beállítás előnye a rezonancia felettihez képest, hogy kisebb egyenmágneses térrel lehet a körülcíciós feltételt biztosítani, ezáltal kisebb permanens mágnes alkalmazhatunk, ami könnyebb

súlyú konstrukciót eredményez. Az URH frekvenciákon hátránya, hogy olyan anyagot igényel, melynek telítése és alacsonymezejű vesztesége kicsi. Ezen anyagok (általában garnet anyagok) azonban nagyon drágák.

A rezonancia feletti beállítás előnye, hogy kisebb átmérőjű ferrittárcsát alkalmazhatunk, mivel μ_{eff}

értéke rezonancia felett ugyanazon $\left| \frac{\kappa}{\mu} \right|$ -nél a rezonancia alattihoz képest nagyobb. Rezonancia feletti beállításnál vigyázni kell, hogy olyan telítésű anyagot használjunk, amelynél a cirkulátorként való beállítás a ferromágneses rezonanciától elegendően távol van.

Kis áteresztő irányú csillapítás elérésére mindkét esetben kis vonalszélességű (ΔH) és kis tg δ -jú ferrit, illetve garnet anyagot kell használni.

A megadott követelményekből és a felhasználásra kerülő ferritanyag paramétereinek ismeretében a cirkulátor tervezhető. A ferrittárcsa átmérőjét megkapjuk a rezonancia feltétel teljesítéséből. A sáv szélesség követelmény a $\left| \frac{\kappa}{\mu} \right|$ értékét szabja meg. Nagyobb

sáv szélesség elérésére magasabb $\left| \frac{\kappa}{\mu} \right|$ értéket kell be-

állítani. (A módusok egymástól való csúszása a $\left| \frac{\kappa}{\mu} \right|$ függvénye.) A ferrittárcsa referencia-síkban (1b ábra) mutatott admittanciáját a működési frekvencia tartományban a csatlakozó tápvonal hullámadmittanciájához illeszteni kell. Illesztésre minden hagyományos illesztő eljárás alkalmazható. Szélessávú cirkulátornál az illesztésnek is természetesen szélessávúnak kell lennie. A gyakorlatban leginkább a hangoló

kapacitások, valamint a $\frac{\lambda}{4}$ -es transzformátoros

illesztés van elterjedve. A $\frac{\lambda}{4}$ -es transzformátort

dielektrikummal könnyű megvalósítani. (Nagy ε -u dielektrikum kell, hogy a transzformátor méretei ne legyenek nagyok az URH tartományban; követelmény a dielektrikummal szemben a kis veszteség, hogy a cirkulátor áteresztő irányú csillapítása ne növekedjék.) Transzformátorként gyakran a ferritet magát használják. A 8. ábrán a ferrittel kitöltött tápvonalszakasz illeszti a csatlakozó hullámvezető hullámimpedanciáját a ferrittárcsa bemenő impedanciájához a cirkulátoros beállításban.

Ha $\frac{\lambda}{4}$ -es transzformátorként használjuk a ferrittárcsa ezen szakaszát, úgy

$$l = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\mu_{eff}\varepsilon}} \quad (15)$$

hosszúra kell az l szakaszt választani, ahol λ_0 a TEM módus hullámhossza.

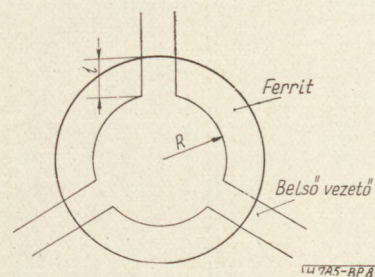
A 380–6500 MHz-es frekvencia tartományban készítettünk a fentebbiekben ismertetett elveknek megfelelően koaxiális csatlakozójú szalagtápvonalas cirkulátorokat. Illesztésre a ferrittárcsát saját magát használtuk fel.

Az URH frekvencia tartományban a 390–470 MHz-es sávot olyan geometriai elrendezéssel fogtuk át, amely mellett az egyenmágneses tér állításával lehetett a cirkulátort a kívánt sávközépre beállítani. A 20 dB-es záróirányú csillapítás pontokra a sáv szélesség 8%, a nyitóirányú csillapításérték $< 0,5$ dB. A cirkulátor a 9. ábrán látható.

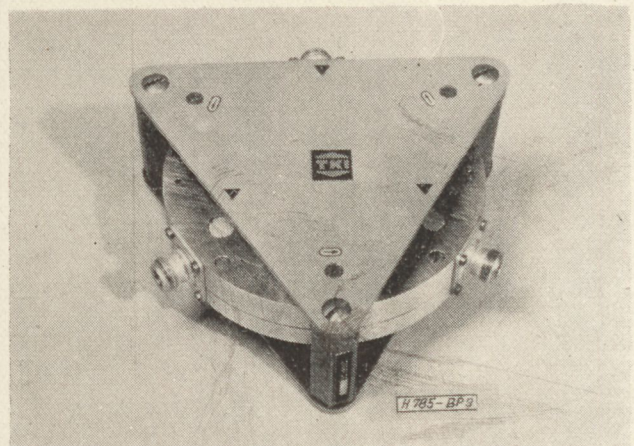
I. függelék

Ideális cirkulátornak nevezzük azt a legalább háromkapus (hatpólus) eszközt, melynek a fő jellemzője, hogy az egyik kapun bevezetett teljesítményt teljes egészében a sorrendben következő kapuba vezeti, míg az összes többi kapuba teljesítmény nem jut. A 10. ábrán egy háromkapus cirkulátor látható. Ideális esetben $P_1 = P_2$; $P_3 = 0$, ha P_1 a bevezetett

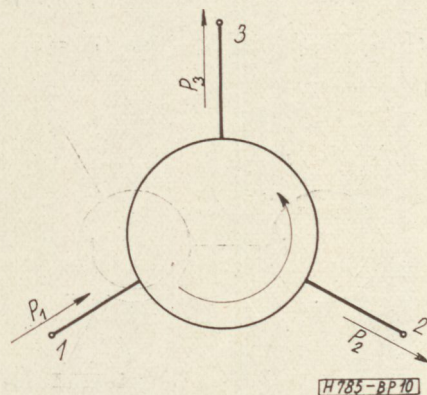
teljesítmény. A gyakorlatban $P_2 = P_1 \cdot \frac{1}{10^{a_{ny}}}$, ahol a_{ny}



8. ábra. Admittancia illesztés a ferrittárcsával



9. ábra. URH cirkulátor a 390–470 MHz-es sávra



10. ábra. Háromkapus cirkulátor

a cirkulátor nyitóirányú csillapítása dB-ben (a gyakorlatban 0,2–1 dB) és $P_3 = P_1 \cdot \frac{1}{10^{a_2/10}}$, ahol a_2 a cirkulátor záróirányú csillapítása dB-ben. (A gyakorlatban 20–30 dB, adott sávhatárok közt.) Ugyanúgy, ha a 2-es kapuba vezetjük be a teljesítményt, az a 3-as kapuba, a 3-ba bevezetett teljesítmény az 1-es kapuba jut.

Az ideális háromkapus cirkulátor reflexiós mátrixa:

$$S_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Megjegyezzük, hogy egy veszteségmentes háromkapus áramkör minden esetben cirkulátor, hogy ha minden kapuba illesztetten van lezárva [2].

Y cirkulátornak a csomóponti háromkapus cirkulátort nevezzük, melynél a ferrit a három hullámvezető csatlakozásában van elhelyezve.

Többkapus cirkulátorok is vannak elterjedve, melyeket sok esetben háromkapus cirkulátorok összekapcsolásával nyernek. A 11. ábrán egy négykapus cirkulátort látunk, két háromkapus összekapcsolásaként.

Megjegyezzük, hogy cirkulátorok más elven is készíthetők, pl. ún. fázistolós cirkulátorok [2].

II. függelék

Tételezzük fel, hogy az elektromos térerősség vektora a H_0 egyenmágneses tér vektorával párhuzamos, tehát csak E_z komponens létezik. Az időfüggés $e^{j\omega t}$. Ebben az esetben az első két Maxwell egyenlet:

$$\text{rot } H = j\omega E \quad (16)$$

$$\text{rot } E = -j\omega \mu H \quad (17)$$

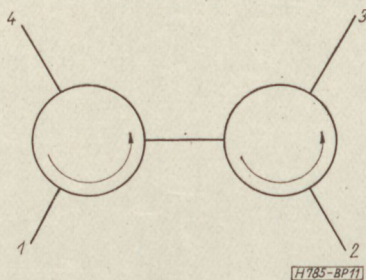
A ferrit permeabilitás tenzora:

$$\mu = \begin{bmatrix} \mu & -j\kappa & 0 \\ j\kappa & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_0 \end{bmatrix}; \quad (18)$$

Képezzük a (17) rotációját

$$\text{rot rot } E = \text{grad div } E - \Delta E = -j\omega \text{rot } \mu H \quad (19)$$

$$\mu H = \mu H + j\kappa(e_z x H) \quad \text{ha } (H_z = 0) \quad (20)$$



11. ábra. Négykapus cirkulátor

A (20)-t az (19)-be téve, felhasználva, hogy

$$\text{div. } E = 0$$

$$-\Delta E = -j\omega \mu \text{rot } H + \omega \kappa \text{rot } (e_z x H) \quad (21)$$

$$\nabla x(e_z x H) = \nabla H e_z \quad (22)$$

$$\nabla H = \frac{j\kappa}{\mu} (\text{rot } H)_z \quad (23)$$

A (22), (23)-at a (21)-be téve (24)-et kapjuk

$$\Delta E_z = -\omega^2 \mu \varepsilon E_z - \omega \kappa \frac{j\kappa}{\mu} (\text{rot } H)_z \quad (24)$$

(16)-ot (24)-be téve (25)-öt kapjuk

$$\Delta E_z + E_z \left(\omega^2 \frac{\mu^2 - \kappa^2}{\mu} \varepsilon \right) = 0 \quad (25)$$

Az (25) egyenlet hullámegyenlet.

Hengerkoordinátákban az (25)-öt felírva

$$\frac{\partial^2 E_z}{r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} + E_z k^2 = 0 \quad (26)$$

A (26) egyenlet a homogén Helmholtz-egyenlet; megoldását (27) formában vesszük fel:

$$E_{zn} = J_n(x)(a_{+n}e^{-jn\varphi} + a_{-n}e^{jn\varphi}) \quad (27)$$

A (27) egyenlet hengerkoordinátákban felírva:

$$(\nabla x E)_r = \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} = -j\omega(\mu H_r - j\kappa H_\varphi) \quad (28)$$

$$(\nabla x E)_\varphi = -\frac{\partial E_z}{\partial r} = -j\omega(j\kappa H_r + \mu H_\varphi)$$

A (28)-ból H_r és H_φ -t kifejezve kapjuk:

$$H_r = \frac{\mu}{(\mu^2 - \kappa^2)\omega} j \left(\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} - j \frac{\kappa}{\mu} \frac{\partial E_z}{\partial r} \right) \quad (29)$$

$$H_\varphi = \frac{\mu}{(\mu^2 - \kappa^2)\omega} (-j) \left(\frac{\partial E_z}{\partial r} + j \frac{\kappa}{\mu} \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} \right) \quad (30)$$

A (27)-t (29)-be és (30)-ba téve:

$$H_r(r, \varphi) = \frac{k}{\omega \mu_{eff}} \left\{ a_{+n} e^{jn\varphi} \left[-\frac{J_n(x)}{kr} \cdot n + \frac{\kappa}{\mu} J'_n(x) + a_{-n} e^{-jn\varphi} \frac{J_n(x)}{kr} \cdot n + \frac{\kappa}{\mu} J'_n(x) \right] \right\} \quad (31)$$

$$H_\varphi(r, \varphi) = -j \frac{k}{\omega \mu_{eff}} \left\{ a_{+n} e^{jn\varphi} \left[J'_n(x) - \frac{\kappa}{\mu} \frac{J_n(x)}{kr} n \right] + a_{-n} e^{-jn\varphi} \left[J'_n(x) + \frac{\kappa}{\mu} \frac{J_n(x)}{kr} n \right] \right\} \quad (32)$$

Az egyenletekben szereplő eddig még ismeretlen jelölések:

$$x = kr; \mu_{eff} = \frac{\mu^2 - \kappa^2}{\mu}; k = \sqrt{\mu_{eff} \varepsilon} \quad (33)$$

Körpolarizált hely ott van, ahol $H_r = \pm j H_\varphi$.

A (31) és (32)-öt vizsgálva, körpolarizált hely ott van, ahol

$$\begin{aligned} J'_n(x) - \frac{\kappa}{\mu} \frac{J_n(x)}{kr} n &= -\frac{J_n(x)}{kr} n + \frac{\kappa}{\mu} J'_n(x) \\ J'_n(x) + \frac{\kappa}{\mu} \frac{J_n(x)}{kr} n &= \frac{J_n(x)}{kr} n + \frac{\kappa}{\mu} J'_n(x) \end{aligned} \quad (34)$$

A (39) teljesül. Ehhez

$$J'_n(x) = \pm \frac{J_n(x)}{kr} n \quad (35)$$

kell, hogy (35) teljesüljön. Tehát az $r=0$ helyen, a ferrittárcsa közepén a nagyfrekvenciás módusokra körpolarizált hely van.

A ferrittárcsa kerületén rezonancia esetében, amikor $H_\varphi=0$, $H_r \neq 0$, tehát a nagyfrekvenciás h tér lineárisan poláros lesz.

Rezonanciáról beszélünk, amikor a határfeltétel $H_\varphi(R, \varphi)=0$ kielégül.

A szövegben felhasznált jelölések

a_z – konstans; E – nagyfrekvenciás elektromos tér; E_z – nagyfrekvenciás elektromos tér H_0 -al párhuzamos komponense; e_z – z irányú egységvektor; G_f – a ferrittárcsa bemenő vezetése rezonancián; H – nagyfrekvenciás mágneses tér; H_z – nagyfrekvenciás mágneses tér H_0 -al párhuzamos komponense; H_0 – állandó (egyen) mágneses tér; ΔH – a ferrit vonalszélessége; h – nagyfrekvenciás mágneses tér (rövidítés); J_n – n -edrendű Bessel függvény; M_0 – a ferrit telítési mágnesezettsége; N_x, N_y, N_z – lemágnesezési tényezők;

S_c – ideális cirkulátor reflexiós mátrixa; Y_f – ferrittárcsa bemenő admittanciája rezonancián; Z_0 – szalagtápvonal hullám impedanciája; Γ_3 – a cirkulátor harmadik kapujában jelentkező reflexiós tényező; γ – gyromágneses arány; κ – a ferrit permeabilitás tenzorának eleme; λ_0 – a TEM módus hullámhossza; $\underline{\mu}$ – a ferrit permeabilitás tenzora; μ_+, μ_- – a ferrit permeabilitás tenzorának saját értékei; μ_{eff} – effektív permeabilitás $= \frac{\mu^2 - \kappa^2}{\mu}$; $\mu'_{eff} = \mu_{eff}/\mu_0$; μ – a ferrit permeabilitás tenzorának eleme; ω_r – a ferrit rezonancia körfrekvenciája.

I R O D A L O M

1. B. Lax – K. J. Button: Microwave Ferrites and Ferromagnetics, McGraw-Hill Book Co. Inc. 1962
2. Dr. Csurgai Á. – Markó Sz.: Mikrohullámú passzív hálózatok. Tankönyvkiadó 1965
3. Dr. Simonyi K.: Elméleti Villamosságtan. Tankönyvkiadó, 1960
4. H. Bosma: On the principle of stripline circulation, Proc. IEE vol. 109. pt. B Sup41 N° 21. January 1962
5. H. Bosma: On stripline Y-circulationat U. H.F. Trans. IEEE on MTT; MTT12 January 1964
6. H. J. Butterweck: Der Y-Zirkulator, Arch. Elekt. Übertragung, 17, March 1963
7. E. N. Skomal: Theory of operation of a 3-port Y-junction ferrite circulator, Trans. IEEE, MTT-11, March 1963
8. C. E. Fay and R. L. Comstock: Operation of the ferrite junction circulator. Trans. IEEE, MTT-13 January 1965
9. J. B. Davies and P. Cohen: Theoretical Design of Symmetrical Junction Stripline Circulators IEEE Trans. MTT-11 November 1963
10. B. A. Auld: The synthesis of symmetric waveguide circulators, Trans. I.R.E. MTT-7, April 1959
11. J. A. Weiss: Circulator synthesis, Trans. IEEE, MTT-13 January 1965

H Í R E K

A 7. Nemzetközi Értekezlet Mikrohullámok és Fény Keltéséről és Erősítéséről (7th International Conference on Microwave and Optical Generation and Amplification) 1968 őszén Hamburgban kerül megrendezésre. Az értekezlet lebonyolítását a Német Híradástechnikai Egyesületre (Nachrichtentechnische Gesellschaft im Verband Deutscher Elektrotechniker) bízta.

A FÉLVEZETŐ ESZKÖZÖK VIZSGÁLATI MÓDSZEREI szimpózium 1967 április 25–28. között Budapesten került megrendezésre. Igen nagy számú külföldi szakember, köztük számos nemzetközileg ismert

szakteknitely vett részt a szimpózium munkájában. Legközelebbi számunkban részletesebben beszámolunk a rendkívül sikeres rendezvény eseményeiről.

A Szovjetunió Magyarországi Kereskedelmi Képviselete és a MASPRIBORINTORG vállalat 1967. április 17–26. között szakkiállítást rendezett, melyen többszáz kiállított tárgy között rádiókészülékek és híradástechnikai mérőkészülékek is szerepeltek. Különös érdeklődést váltottak ki a korszerű impulzusteknikai műszerek és a digitális műszercsalád.

Ultrarövidhullámú szűrők tervezése

ETO 621.372.54.029.62.001.24:621.372.852.1

Az ultrarövidhullámú (URH) szűrők jellegzetessége, hogy bennük egyaránt alkalmaznak koncentrált és elosztott paraméterű elemeket. Akarva-akaratlan minden URH készülék vagy tuner tervezője ezt teszi, amikor különböző elrendezésű és alakú tápvonal-darabokat fix vagy állítható kapacitással kihangolva igyekszik az előírt átviteli karakterisztikát megvalósítani. Ezeknek a szűrőknek átfogó méretezése még nincs a szakirodalomban feldolgozva, valószínűleg azért, mert sok esetben az egzakt matematikai tárgyalás fárasztóbb és hosszadalmasabb, mint a szűrő „ad hoc” megépítése és bemérése.

A mikrohullámú szűrők tervezésének jól bevált módszerei e sávra legtöbbször nem alkalmazhatók, a gyakorlat számára használhatatlanul nagy méretek miatt. Másrészt világos, hogy a hálózat működése csak az elosztott paraméteres kép alapján írható le. Ezért a koncentrált és elosztott paraméterű elemeket tartalmazó, ún. „vegyes” hálózatot az elosztott paraméterű hálózatok elméletéből – vagyis az URH sávot a mikrohullámú sávból – kiindulva kell megközelíteni.

Ha nem akarunk nehezen áttekinthető és kezelhető trigonometrikus egyenletekbe bonyolódni, a rendelkezésre álló kapcsolási elemeket és ezek összekötési módjait korlátozni kell. Ebben a cikkben csatolt tápvonalszakaszokból és kapacitásokból álló szűrőt írunk le, mellyel a gyakorlati csillapításigények, közepek és kis sávzsélességek esetén kielégíthetők. Bemutatjuk, hogy ugyanezen kapcsolási elemekből hogyan lehet másféle elrendezésű szűrőket építeni.

Ennek során először azt kell megvizsgálni, hogy milyen alapkapsolások alakíthatók ki csatolt tápvonalszakasz és kapacitások segítségével. Ezután az alapkapsolás paramétereit (a kapacitás értékét, C -t, a csatolt tápvonal hullámmellenállásait, Z_{01} és Z_{02} -t) kell kifejezni a csillapításra vonatkozó megkötésekből. (A tápvonalszakasz hosszát, l -t tervezési előírásnak tekintjük.) Végül az alapkapsolások összekötésével kell foglalkozni.

A bemutatott szűrőt egy tervezési példával szemléltetjük.

1. A csatolt tápvonalszakasz

Az 1. ábrán látható csatolt tápvonalszakasz nyolcpólussal ekvivalens, melynek impedanciatrixa a Laplace egyenlet megoldásából következik. (Irodalom [4], [5].)

A tápvonal tere két független TEM módusból tehető össze (1b ábra). A szimmetrikus és antimetrikus gerjesztéshez tartozó Laplace-egyenletet megoldva, majd a módusfeszültségeket és módusáramokat

a vonalintegrállal értelmezett feszültségekkel és áramokkal kifejezve, formális matematikai eljárással kiszámítható a csatolt tápvonalszakasz impedancia matrixa.

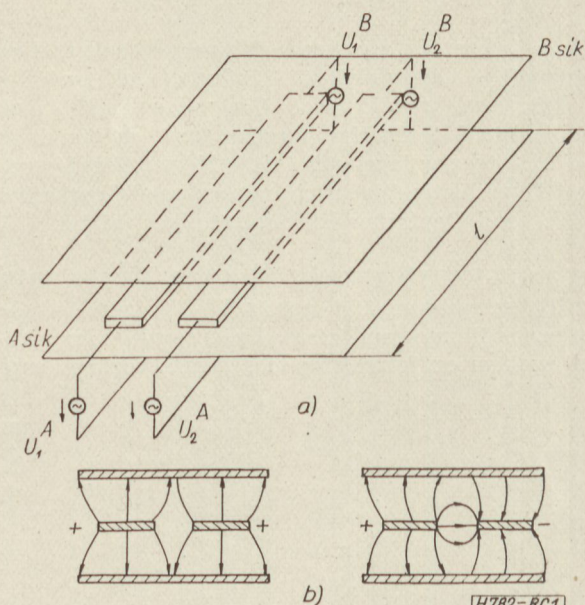
$$\mathbf{Z} = \frac{1}{s} \begin{bmatrix} A & B & B\sqrt{1-s^2} & A\sqrt{1-s^2} \\ B & A & A\sqrt{1-s^2} & B\sqrt{1-s^2} \\ B\sqrt{1-s^2} & A\sqrt{1-s^2} & A & B \\ A\sqrt{1-s^2} & B\sqrt{1-s^2} & B & A \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$A = \frac{Z_{01} + Z_{02}}{2} \quad B = \frac{Z_{01} - Z_{02}}{2}$$

Z_{01} jelenti a szimmetrikus gerjesztéshez (even mode) tartozó hullámimpedanciát, Z_{02} az antimetrikus gerjesztéshez (odd mode) tartozó hullámimpedanciát.

A $\mathbf{Z}$ matrix s komplex frekvencia függvénye. Az s frekvenciasík használatát Richards [2] javasolta először, aki kimutatta, hogy az elosztott paraméterű hálózatok e frekvenciasíkon pontosan olyan törvényekkel jellemezhetők, mint a koncentrált paraméterű hálózatok a p komplex frekvenciasíkon. A p sík komplex leképezését $s = \text{th} \frac{pl}{c}$ frekvenciatranszformáció valósítja meg; $p = j\omega$ esetén $s = j \text{tg} \beta l$.

A csatolt tápvonalszakaszból négypólusok képezhetők ki, speciális lezárást (szakadást vagy rövidzár) helyezve a nyolcpólus egy-egy kapocspárjára. A lezárásokból adódó határfeltételeket a nyolcpólus



1. ábra. a) Csatolt tápvonalszakasz b) Szimmetrikus és antimetrikus TEM módusú gerjesztés

* A cikk a szerző által 1965-ben benyújtott és a Híradás, technikai Tudományos Egyesület pályázatán díjat nyert díj, lomaterv alapján készült.

egyenletrendszerébe helyettesítve kifejezhető a kívánt négyfólyus impedanciatrixa. Ily módon tervezhetők pl. az ismert szalagtápvonalas szűrők a mikrohullámú sáv alsó felében. (Irodalom [3] [4] [5] [6].)

Ezek a négyfólyusok bizonyos speciális tápvonal-hosszak esetén (pl. $l = \lambda/4$) koncentrált paraméterű elemekből álló négyfólyusokkal állíthatók analógiába. Példaképpen bemutatunk egy későbbiekben felhasználásra kerülő kapcsolás Z matrixát, átviteli jellemzőit és analóg kapcsolását.

Nyolcfólyus sematikus rajza a 2. ábrán látható. A határfeltételek: $U_2=0$, $U_4=0$. Ezeket behelyettesítve a nyolcfólyus egyenletrendszerébe (ahol U_1, U_2, U_3, U_4 , a függő és I_1, I_2, I_3, I_4 a független változó), kifejezhető U_1 és U_3-I_1 és I_3 függvényében. A 2. és 4. kapocspárok rövidrezárásával nyert négyfólyus impedanciatrixa:

$$Z = \begin{bmatrix} \frac{As}{1+s^2 \frac{B^2}{A^2-B^2}} & \frac{-Bs\sqrt{1-s^2}}{1+s^2 \frac{B^2}{A^2-B^2}} \\ \frac{-Bs\sqrt{1-s^2}}{1+s^2 \frac{B^2}{A^2-B^2}} & \frac{As}{1+s^2 \frac{B^2}{A^2-B^2}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$s = j \operatorname{tg} \beta l$ vagy $s = j \operatorname{tg} \Theta$ helyettesítéssel: (Θ az elektromos hossz)

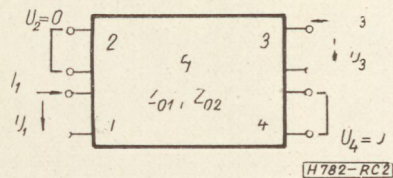
$$Z_{11}=Z_{22}=j \frac{A \operatorname{tg} \Theta}{1-\operatorname{tg}^2 \Theta \frac{B^2}{A^2-B^2}} \quad (3)$$

$$Z_{12}=Z_{21}=-j \frac{\operatorname{tg} \Theta}{\cos \Theta} \frac{B}{1-\operatorname{tg}^2 \Theta \frac{B^2}{A^2-B^2}} \quad (4)$$

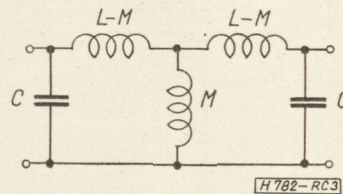
Tekintsük most a 3. ábrán látható csatolt sávszűrőt. Ennek impedancia paraméterei:

$$Z_{11}=Z_{22} = \frac{j\omega L \left[1 + \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} k\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \right]}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \left[1 + \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} k\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \right]} \quad (5)$$

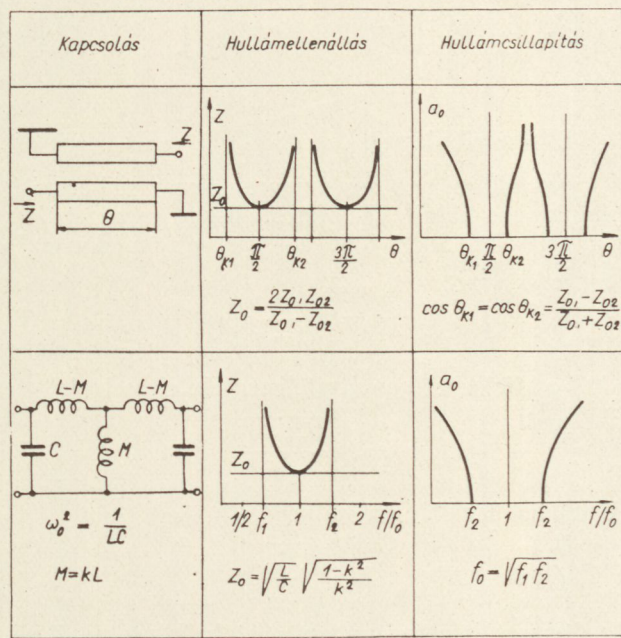
$$Z_{12}=Z_{21} = \frac{j\omega L \frac{k}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \left[1 + \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} k\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \right]} \quad (6)$$



2. ábra



3. ábra



H 782-RC 4

4. ábra. Elosztott paraméterű és koncentrált paraméterű sáv-szűrő hullámmellenállása és hullámcsillapítása

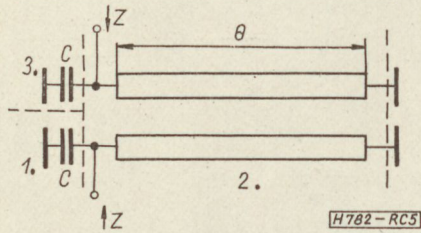
Ha $L_1=L_2=L$, $C_1=C_2=C$; $\omega_0^2=1/LC$. A két impedanciatrix közötti formális analógiából látható, hogy a két kapcsolás összehasonlítható, ha a csatolt tápvonalszakasznál a sávközépi frekvenciához tartozó elektromos hosszat $\pi/2$ -nek választjuk. (Ez azt jelenti, hogy $l = \lambda/4$.)

A 4. ábrán táblázatosan láthatók a két kapcsoláshoz tartozó hullámmellenállás és hullámcsillapítás görbéi. Az ábrán a csatolt tápvonalszakaszt legelterjedtebb jelölésmódjával ábrázoltuk, vagyis a földelt árnyékoló lemezeket az egyszerűség miatt nem rajzoltuk be. Ily módon a be- és kimeneti kapocspárt is egyetlen kapocs jelképezi.

2. Csotolt tápvonalszakasz és kapacitás

A cél a 4. ábrán láthatóhoz hasonló csillapításkarakterisztikát elérni úgy, hogy az áteresztő sávot koncentrált paraméterű elemek beiktatásával $\pi/2$ -nél kisebb elektromos hossz környezetében realizáljuk. (Vagyis a tápvonalak hosszát a geometriai mé-

reték miatt kapacitásokkal csökkentjük.) Csatolt tápvonalszakaszból és kapacitásokból álló szűrőkapcsolás az 5. ábrán látható.



5. ábra. URH-szűrő alaptag

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y(s) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{A}{B} & \frac{A^2-B^2}{B}s \\ \frac{1}{B \cdot s} & \frac{A}{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y(s) & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A}{B} + \frac{A^2-B^2}{B} Y(s)s & \frac{A^2-B^2}{B} s \\ 2 \frac{A}{B} Y(s) + \frac{1}{B \cdot s} + \frac{A^2-B^2}{B} Y^2(s)s & \frac{A}{B} + \frac{A^2-B^2}{B} Y(s)s \end{bmatrix} \quad (7)$$

3. URH-szűrő alaptag

A számításokban hullámparaméteres méretezést fogunk használni. Ismeretes, hogy szimmetrikus négypólus hullámátvitelre a következő módon számítható [1]:

$$g_0 = \ln \frac{1+q}{1-q} \quad (8)$$

Ahol q kifejezhető az átviteli matrix elemeivel:

$$q = \sqrt{\frac{T_{22}-1}{T_{22}+1}} \quad (9)$$

A hullámmellenállás értéke pedig:

$$Z = \sqrt{\frac{T_{12}}{T_{21}}}$$

Az áteresztő tartományban q értéke képzetes, Z pedig valós. (A szűrő hullámcsillapítása zérus, csak hullámforgatása van.) A zárósávban q értéke valós, Z pedig képzetes. A (7) egyenlet T matrixából:

$$q = \sqrt{\frac{A-B+(A^2-B^2)Y(s)s}{A+B+(A^2-B^2)Y(s)s}} \quad (10)$$

$s = j \operatorname{tg} \theta$ és $Y(s) = j\omega C$ helyettesítéssel:

$$q = \sqrt{\frac{A-B-(A^2-B^2)\omega C \operatorname{tg} \theta}{A+B-(A^2-B^2)\omega C \operatorname{tg} \theta}} \quad (11)$$

Az előbbiek szerint az áteresztő sáv ott lesz, ahol q kifejezésében a számláló és nevező ellenkező előjelű.

$$A-B-(A^2-B^2)\omega C \operatorname{tg} \theta > 0 \quad \text{zárósáv}$$

$$A+B-(A^2-B^2)\omega C \operatorname{tg} \theta > 0$$

$$A-B-(A^2-B^2)\omega C \operatorname{tg} \theta < 0 \quad \text{áteresztősáv}$$

$$A+B-(A^2-B^2)\omega C \operatorname{tg} \theta < 0$$

$$A-B-(A^2-B^2)\omega C \operatorname{tg} \theta < 0 \quad \text{zárósáv}$$

A hullámmellenállás kifejezése:

$$Z = \sqrt{\frac{(A^2-B^2) \operatorname{tg}^2 \theta}{2A\omega C \operatorname{tg} \theta - 1 - (A^2-B^2)\omega^2 C^2 \operatorname{tg}^2 \theta}} \quad (12)$$

A kapcsolás (az ábrán szaggatottan jelölt) három négypólusra bontható fel: két párhuzamos kapacitásból és egy csatolt tápvonalszakaszból kialakított négypólusokra. Az egyes négypólus paramétereiből kiszámíthatók az eredő négypólus paraméterek. A számításokban az átviteli, transzmissziós matrixot (T) használjuk. Ennek két előnye van: egyrészt a kaszkádba kapcsolt négypólusok T matrixai közvetlenül összesorozhatók, másrészt a négypólus hullámparaméteres jellemzői (hullámmellenállás, hullámcsillapítás és forgatás) a T matrix elemeivel közvetlenül kifejezhetők.

A szűrőkapcsolás eredő átviteli matrixa:

A hullámmellenállás görbéje grafikusan a 6. ábrán látható. A hullámmellenállás az áteresztő tartomány határán (ω_{k1} , ill. ω_{k2} -nél) végtelenné válik. A (11) és (12) egyenletekből:

$$\frac{\omega_{k1}}{\omega_0} \operatorname{tg} \theta_{k1} = \frac{1}{(A+B)\omega_0 C} \quad (13)$$

$$\frac{\omega_{k2}}{\omega_0} \operatorname{tg} \theta_{k2} = \frac{1}{(A-B)\omega_0 C} \quad (14)$$

Bevezetve k_1 és k_2 tervezési paramétereiket:

$$k_1 = \frac{\omega_{k1}}{\omega_0} \operatorname{tg} \theta_{k1}, \quad k_2 = \frac{\omega_{k2}}{\omega_0} \operatorname{tg} \theta_{k2} \quad (15)$$

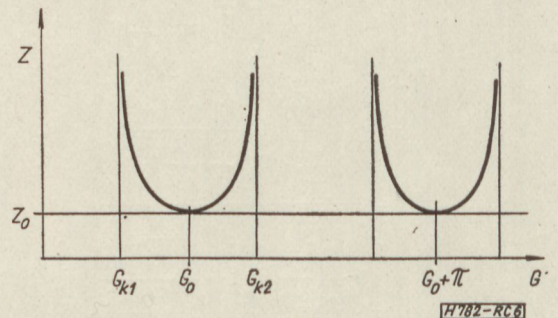
kifejezhető a hullámmellenállásnak a sávközépi frekvenciához, ω_0 -hoz tartozó értéke:

$$Z_0^2 = A^2 \operatorname{tg}^2 \theta_0 \left(\frac{2k_1 k_2}{k_1 + k_2} \right)^2 \frac{1}{k_1 + k_2 - k_1 k_2 - 1} \quad (16)$$

A (13), (14) és (16) egyenletekből kiszámíthatók az alaptag ismeretlen paraméterei, C , A és B :

$$A = \frac{Z_0}{\operatorname{tg} \theta_0} \frac{k_1 + k_2}{2k_1 k_2} \sqrt{k_1 + k_2 - k_1 k_2 - 1}$$

$$B = A \frac{k_2 - k_1}{k_1 + k_2} \quad \omega_0 C = \frac{1}{(A+B)k_1 \operatorname{tg} \theta_0} \quad (17)$$



6. ábra. (Az ábrán G helyett θ értendő)

$\text{tg } \Theta_0$ az ω_0 sávközépi frekvenciához tartozó elektromos hossz. Tekintve, hogy l értéke az előírásokból adott, Θ_0 értéke ismert.

Mind ez ideig nem vettük figyelembe azt, hogy a szűrő teljes csillapítása az áteresztő sávban sem 0, a hullámenállás megváltozásából származó reflexiós csillapítás miatt. ω_{k1} és ω_{k2} frekvenciák között a szűrő csillapítása abból származik, hogy nem hullámenállásával, hanem állandó értékű ellenállással van lezárva. Ez a csillapítás annál nagyobb lesz, minél jobban megközelíti az átvinni kívánt jel frekvenciája ω_{k1} vagy ω_{k2} értékét. Tekintve, hogy a kitűzött áteresztősávi csillapítás (a_a) általában igen kis értékű, a szűrő tényleges áteresztő tartománya lényegesen kisebb lehet ω_{k1} és ω_{k2} által meghatározott értéknél. A specifikációból az előírt áteresztősávi csillapításhoz tartozó frekvenciák, f_a és f_b ismertek, ω_{k1} , ill. ω_{k2} ismeretlen.

A frekvenciák között kapcsolatot találhatunk akkor, ha a csillapításkarakteristikát ω_0 környezetében sorba fejtjük, és a csillapításgörbét ω_0 -ra aritmetikusan szimmetrikussá tesszük (a hatványsorban csak ω páros kitevőjű hatványai szerepelnek.)

Az előírt csillapításkövetelmények a 7. ábrán láthatók. A k_1 és k_2 tervezési segédparaméterek az előbbiekből szerint a csillapításlőírásokból kiszámolhatók: (1. Függelék.)

$$\begin{aligned} & k_2^2 \left[2H \left\{ 2x - H \left(1 - \frac{\Theta_0}{\text{tg } \Theta_0} \right) \right\} - \right. \\ & \quad - (H-1) \{ 2x + H^2 (3 - 2 \sin^2 \Theta_0) \} - \\ & \quad - 2k_2 [2x + H^2 (3 - 2 \sin^2 \Theta_0) + H(2x+1)] + \\ & \quad \left. + 2 \left[2x - H \left(1 - \frac{\Theta_0}{\text{tg } \Theta_0} \right) \right] + (H-1)(2x+1) \right] = 0 \end{aligned} \quad (18)$$

$$k_1 = \frac{2 + k_2(H-1)}{1 + H(2k_2-1)}, \quad (19)$$

ahol a jelölések:

$$H = \frac{\Theta_0}{\sin \Theta_0 \cos \Theta_0}$$

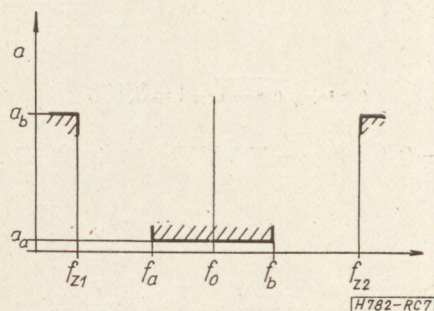
$$x = \frac{4}{b^2} (e^{a_d/2} - 1 + \sqrt{e^{a_d} - 1})$$

a_d az áteresztősávban megengedett csillapítás, [N]

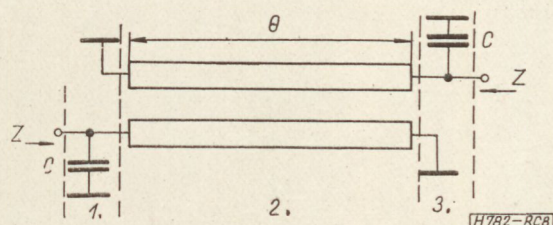
b a relatív sávszélesség, $b = \frac{\omega_b - \omega_a}{\omega_0}$.

A fentiekben bemutatott módszerrel más URH-szűrő alaptagokat is kialakíthatunk csatolt tápvonalszakaszból és kapacitásokból. Például az eddig követetthez hasonló gondolatmenettel meghatározható a 8. ábrán látható kapcsolás jellemzői (2. Függelék.)

A csatolt tápvonalszakasz hullámenállásából (Z_{01} és Z_{02} -ből) meghatározhatók a tápvonalszakasz geometriai méretei [7].



7. ábra



8. ábra. URH-szűrő alaptag

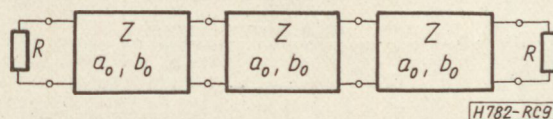
4. Az alaptagokból képzett szűrő

Végeredményben a szűrő-alaptag minden jellemző paraméterét az áteresztősávi követelményekből határoztuk meg. Ezek után ellenőrizni kell, hogy az előírt zárósávi frekvencián a szűrő hullámcillapítása elegendő-e. A paraméterek ismeretében q és ebből $a_0 = \ln \frac{1+q}{1-q}$ számítható a zárósáv kiválasztott pontjában. A hullámenállás-ingadozás – zárósávi csillapításcsökkentő hatása miatt a hullámcillapításnak az előírtnál 0,7 N-el (6 dB) nagyobbak kell lennie.

Amennyiben az alaptag csillapítása kisebb az előírtnál, annyi szűrőtagot kapcsolunk kaszkádba, hogy az egyes tagok hullámcillapításainak összege elérje, vagy meghaladja a 0,7 N-nel megnövelt előírt értéket. Tekintve, hogy a szűrőtagot egymást hullámenállásukkal zárják le, az áteresztősávi (reflexiós) csillapítás értéke ugyanaz a szűrőlánc, mint egyetlen szűrőtag esetén.

5. Tervezési példa

Példaként egy 300 MHz közepes frekvenciájú, 30 MHz sávszélességű URH szűrő tervezését mutatjuk be. A szűrő csillapítása az áteresztősávban max 0,2 dB lehet. A tükörfrekvenciára a szűrő 50 dB-nél nagyobb elnyomást adjon. (A tükörfrekvencia a közepes frekvenciától 140 MHz távolságban van.) A szűrő 600 ohmos lezárások között dolgozzon.



9. ábra. Alaptagok összekapcsolása

Az előírt helyszükséglet miatt a tápvonal hossza $l=12,5$ cm.

$$e^{a_d} + \sqrt{e^{a_d} - 1} - 1 = 0,163$$

$$\frac{\omega_b - \omega_a}{\omega_0} = 0,1 \quad \omega_0 = 300 \text{ MHz} \quad \text{tg } \Theta_0 = \text{tg } \frac{\pi}{4} = 1$$

A fenti adatokból k_2 meghatározható:

$$H = \frac{\Theta_0}{\sin \Theta_0 \cos \Theta_0} = \frac{\pi}{2} \quad x = 65,2$$

$$k_2 = 1,1998$$

és k_1 értéke:

$$k_1 = 0,8394$$

k_1 és k_2 -ből a szűrő paraméterei számíthatók:

$$A = 108,732$$

$$B = A \frac{k_2 - k_1}{k_1 + k_2} = 19,216$$

$$C = 4,94 \text{ pF}$$

A szűrő paraméterének ismeretében kiszámítható a tükörfrekvencián adott csillapítás:

$$\frac{\omega_0 + 2\omega_{KF}}{\omega_0} = 1,466 \quad \text{tg } \Theta = 2,246$$

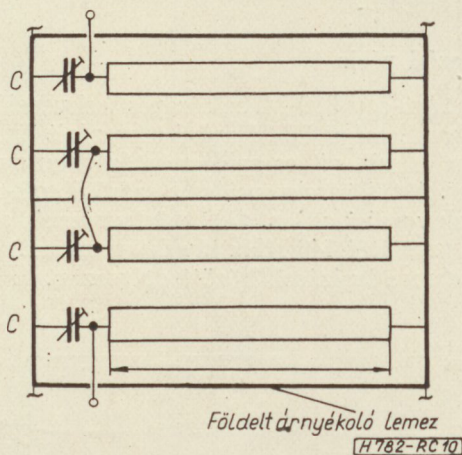
$$q = \sqrt{\frac{A - B - (A^2 - B^2)\omega C \text{ tg } \Theta}{A + B - (A^2 - B^2)\omega C \text{ tg } \Theta}} = 1,083$$

$$\ln \left| \frac{1+q}{1-q} \right| = 3,82 \text{ N}$$

$$a_0 = 3,82 \text{ N} = 33,2 \text{ dB}$$

Látható, hogy az előírt csillapítás megvalósításához 2 szűrőtagot kell kaszkádba kapcsolni.

A szűrő rajza a 10. ábrán, csillapítás karakterisztikája pedig a 11. ábrán látható.



10. ábra. URH sávszűrő

1. függelék

Az áteresztőcsőben a szűrő teljes csillapítása [1]:

$$a_d = \ln \left| \frac{R+Z}{2\sqrt{RZ}} \right| + \ln \left| \frac{R+Z}{2\sqrt{RZ}} \right| + \ln \left| 1 - \frac{R-Z}{R+Z} \cdot \frac{R-Z}{R+Z} e^{-2j\theta_0} \right| \quad (20)$$

Az $\alpha = \frac{Z}{R}$ hullámellenállás-ingadozás bevezetésével:

$$a_d = \ln e^{j\theta_0} \left(\frac{1+\alpha}{2\sqrt{\alpha}} \right)^2 \left(1 - \frac{[1-\alpha]^2}{[1+\alpha]^2} e^{-2j\theta_0} \right) \quad (21)$$

ahol θ_0 a hullámforgatás értéke. A (21) kifejezés pesszimális értéke:

$$a_d \leq \ln \frac{1+\alpha^2}{2\alpha}$$

Ha meg van adva egy előírt csillapításérték az áteresztő tartományban, ennek kb. felét fenntartják a veszteségeknek, felét pedig a hullámellenállás ingadozás adja. (A zárótartományban a hullámellenállás-ingadozás a csillapítást csökkenti. Ezért pesszimális esetre számolva az előírt 6 dB-el nagyobb hullámcsillapítást kell megvalósítani.)

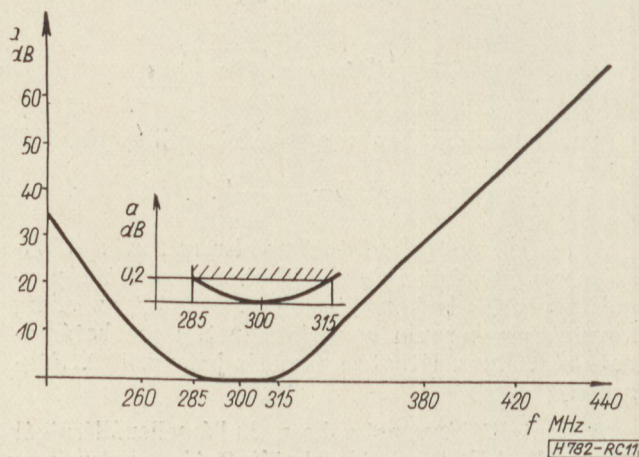
Miután a szűrő jellemzőit k_1 és k_2 tervezési segédparaméterek függvényében számítottuk ki, kérdés, hogy milyen összefüggést lehet találni k_1 és k_2 és az előírások között?

Az áteresztőcső csillapítást ω_0 környezetében Taylor sorával helyettesítjük:

$$\ln \frac{1+\alpha^2}{2\alpha} = a_0 + a_1(\omega - \omega_0) + a_2(\omega - \omega_0)^2 + \dots$$

A csillapításgörbét ω_0 -ra aritmetikusan szimmetrikus, monoton görbeként akarjuk kialakítani. Ekkor:

$$\ln \frac{1+\alpha^2}{2\alpha} = a_2(\omega - \omega_0)^2 + a_4(\omega - \omega_0)^4 + \dots$$



11. ábra. A 10. ábrán látható szűrő csillapításgörbéje

Ha $\ln \frac{1+\alpha^2}{2\alpha}$ helyett α -t fejtjük sorba:

$$\alpha = \frac{Z}{R} = \frac{Z}{Z_0} = 1 + b_2 \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right)^2 \quad (22)$$

a további tagokat elhanyagolva. A sorfejtést elvégezve és b_1 értékét nullával egyenlővé téve a következő egyenleteket kapjuk:

$$A\omega_0 C \operatorname{tg}^2 \Theta_0 - A\omega_0 C \operatorname{tg} \Theta_0 \frac{\Theta_0}{\cos^2 \Theta_0} + (A^2 - B^2)\omega_0^2 C^2 \operatorname{tg}^3 \Theta_0 + \frac{\Theta_0}{\cos^2 \Theta_0} = 0 \quad (23)$$

$$\frac{2A\omega_0 C \frac{\Theta_0}{\sin \Theta_0 \cos \Theta_0} \left(1 - \frac{\Theta_0}{\operatorname{tg} \Theta_0} \right) + (A^2 - B^2)\omega_0^2 C^2 + \frac{3 - 2 \sin^2 \Theta_0}{\sin^4 \Theta_0} \Theta_0^2}{2 \left[2A\omega_0 C \frac{1}{\operatorname{tg} \Theta_0} - (A^2 - B^2)\omega_0^2 C^2 - \frac{1}{\operatorname{tg}^2 \Theta_0} \right]} = b_2 \quad (24)$$

A (13), (14) és (16) egyenletek segítségével a (22) és (23) egyenlet a következő alakra rendezhető:

$$\frac{Z}{Z_0} = 1 + \frac{\left(\frac{1}{k_1} + \frac{1}{k_2} \right) \left(1 - \frac{\Theta_0}{\operatorname{tg} \Theta_0} \right) \frac{\Theta_0}{\sin \Theta_0 \cos \Theta_0} + \frac{1}{k_1 k_2} + \frac{3 - 2 \sin^2 \Theta_0}{\sin^2 \Theta_0 \cos^2 \Theta_0} \Theta_0^2}{2 \left(\frac{1}{k_1} + \frac{1}{k_2} - \frac{1}{k_1 k_2} - 1 \right)} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right)^2 \quad (25)$$

$$k_2 = \frac{2 - k_1 \left(1 - \frac{\Theta_0}{\sin \Theta_0 \cos \Theta_0} \right)}{1 + \frac{\Theta_0}{\sin \Theta_0 \cos \Theta_0} (2k_1 - 1)} \quad (26)$$

A (26) egyenlet tulajdonképpen csak azt fejezi ki, hogy a Z/Z_0 görbéje ω_0 -ra a frekvencia függvényében aritmetikusan szimmetrikus. A (23) és (26) egyenletekből kiszámítható a (18)–(19) egyenletrendszer.

2. függelék

A 8. ábrán látható alapkapsolás három négypólusra bontható fel:

Egy-egy négypólus egy shunt-kapacitásból áll, egy pedig a második ábrán látható négypólus. (Ennek impedanciamatrixát kiszámítottuk.) Az eredő négypólus transzmissziós matrixa:

$$\mathbf{T} = -\frac{1}{\sqrt{1-s^2}} \begin{bmatrix} \frac{A}{B} + \frac{A^2-B^2}{B} Y(s)s & \frac{A^2-B^2}{B} s \\ 2\frac{A}{B} Y(s) + \frac{1}{Bs} + \frac{B}{A^2-B^2} s + \frac{A^2-B^2}{B} s Y^2(s) & \frac{A}{B} + \frac{A^2-B^2}{B} Y(s)s \end{bmatrix} \quad (27)$$

Ebből:

$$Z = \sqrt{\frac{T_{12}}{T_{21}}} = \sqrt{\frac{A^2 - B^2}{2A\omega C \frac{1}{\operatorname{tg} \Theta} + \frac{B^2}{A^2 - B^2} - (A^2 - B^2)\omega^2 C^2 - \frac{1}{\operatorname{tg}^2 \Theta}}} \quad (28)$$

$$q = \sqrt{\frac{T_{22}-1}{T_{22}+1}} = \sqrt{\frac{A - (A^2 - B^2)\omega C \operatorname{tg} \Theta + B/\cos \Theta}{A - (A^2 - B^2)\omega C \operatorname{tg} \Theta - B/\cos \Theta}} \quad (29)$$

Ezekből:

$$A - (A^2 - B^2)\omega C \operatorname{tg} \Theta - \frac{B}{\cos \Theta} > 0 \text{ zárósáv}$$

$$A - (A^2 - B^2)\omega C \operatorname{tg} \Theta - \frac{B}{\cos \Theta} < 0 \text{ áteresztőség}$$

$$A - (A^2 - B^2)\omega C \operatorname{tg} \Theta + \frac{B}{\cos \Theta} > 0$$

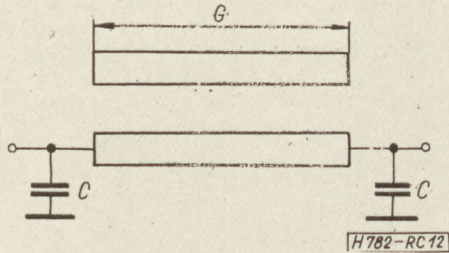
$$A - (A^2 - B^2)\omega C \operatorname{tg} \Theta - \frac{B}{\cos \Theta} < 0 \text{ zárósáv}$$

$$A - (A^2 - B^2)\omega C \operatorname{tg} \Theta + \frac{B}{\cos \Theta} < 0$$

Végül bemutatunk egy aluláteresztő szűrőnek alkalmas kapcsolást. A kapcsolás hullámellenállása és a hullámátvitelre jellemző tényezője:

$$Z = \sqrt{\frac{A^2}{1 + 2A\omega C \frac{1}{\operatorname{tg} \Theta} - A^2\omega^2 C^2}} \quad (30)$$

$$q = \sqrt{\frac{1 - A\omega C \operatorname{tg} \Theta - \frac{1}{\cos \Theta}}{1 - A\omega C \operatorname{tg} \Theta + \frac{1}{\cos \Theta}}} \quad (31)$$



12. ábra. Aluláteresztő URH-szűrő

Az áteresztőtartomány határa a következő egyenlettel fejezhető ki:

$$1 + \cos \Theta_h = A \omega_h C \sin \Theta_h \quad (32)$$

1. Dr. Géher Károly: Lineáris hálózatok II. Tankönyvkiadó, Budapest, 1964.
2. P. I. Richards: Resistor Transmission Line Circuits Proc. IRE 36/2 February 1948. p. 217–220.
3. S. B. Cohn: Shielded coupled-strip transmission line, IRE Trans on MTT, MTT 3/4 October, 1955. p. 29–38.
4. E. M. T. Jones, J. T. Bolljahn: Coupled strip transmission line filters and directional couplers. IRE Trans on MTT, MTT 4/2 April 1956. p. 75–81.
5. H. Ozaki, I. Ishii: Synthesis of a class of strip-line filters. IRE Trans. on CT; C) 5/2 June 1958. p. 104–109.
6. R. J. Wenzel: Exact design of TEM microwave networks using quarter-wave transmission lines. IRE Trans. on MTT, MTT-12/1. Jan. 1964. p. 94.
7. W. I. Getsinger: Coupled rectangular bars between parallel plates. IRE Trans on MTT; MTT Jan. 1962. p. 65–72.
8. S. B. Cohn: New thoughts on strip line. The Microwave Journal, July 1962. p. 13–18.
9. E. G. Cristal: Coupled transmission line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedances. IEEE Trans on MTT; MTT July 1966. p. 337.

A HTE 1967. június havi rendezvényei

Összeállította: VALKÓ PÉTERNÉ

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

Félvez.:	Félvezető Szakosztály	Elnök: DR. GIBER JÁNOS
R.-TV.:	Rádió és TV. Szakosztály	Titkár: KOCSIS MIKLÓS
Táv.:	Távbeszélő Szakosztály	Elnök: MAKÓ ZOLTÁN
Át.:	Átviteltechnikai Szakosztály	Elnök: BUDAI LAJOS
		Elnök: LAJKÓ SÁNDOR
		Titkár: MAZGON SÁNDOR
Alk.:	Alkatrész Szakosztály	Elnök: DR. KATONA JÁNOS
Klíma:	Klimatizációs Szakosztály	Elnök: SCHMIDT JÁNOS

1967 június	Szakosztály	ELŐADÁS
6. kedd, 17 óra	Félvez.	Dr. Tarnay Kálmán (MKKL) TÉRVEZÉRLÉSES TRANZISZTOROK Működési elv. Technológia. A FET kapcsolástechnikájának alapjai.
7. szerda,	R. TV.	Bárdos Sándor (HTV) KÖZPONTI VEVŐANTENNA RENDSZEREK NAGYFREKVEN- CIÁS HÁLÓZATÁNAK MÉRTEZÉSE
8. csütörtök, 17 óra	Táv.	Seres Péter (TKI) ELEKTRONIKUSAN VEZÉRELT ÉS TELJESEN ELEKTRONI- KUS TELEFONKÖZPONTOK ANGLIÁBAN (Útibeszámoló) Az angliai telefonipar és az angol posta erőfeszítései a telefonhálózat nagy arányú korszerűsítésére. Az eddig lefolytatott kísérletek és azok eredményei. A TXE2 és TXE3 elektronikusan vezérelt központ- típusok. Az angol Posta PCM-telefonközpont kísérletei.
13. kedd, 17 óra	Félvez.	Dr. Tarnay Kálmán (MKKL) MOS-tranzisztor Működési elv. Különböző típusok. Technológiai kérdések. Kapcsolás- technikájának alapjai. Alkalmazása integrált körökben.
14. szerda, 17 óra	R.TV.	Dr. Kodolányi Gyula (Elektroimpex) MŰHOLDOK FELHASZNÁLÁSA RÁDIÓMŰSOR-SZÓRÁSRA ÉS A LÉGIFORGALOM IRÁNYÍTÁSÁRA
15–16. csütörtök–péntek, reggel 8 óra	Alk.	ANKÉT PASSZÍV HÍRADÁSTECHNIKAI ALKATRÉSZEK Technika Háza I. em. vetítőterem
21. szerda, 16.30 óra	Klíma	Rádai Sándorné (BHG) SZIGETELŐANYAGOK OKOZTA ELEKTROLITIKUS KORRÓ- ZIÓ ÚJ VIZSGÁLATI MÓDSZEREI
22. csütörtök, 16.30 óra	Át.	Lajkó Sándor (TRT) PCM TÉMA (vitadélután)

Központi vevőantennarendszerek nagyfrekvenciás elosztóhálózatának méretezése

ETO 621.396.67:621.317.721.1

Központi vevőantennarendszerek egyetlen antennáról több, esetleg több száz vevőkészüléket is ellátnak megfelelő nagyságú antenna jellel.

Az esetek többségében az antenna után erősítő is alkalmazásra kerül. A nagyfrekvenciás jel elosztóhálózaton keresztül jut a vevőkészülékhez.

A hálózatot terhelő fogyasztók elhelyezkedése és száma, az illesztetlenség következtében keletkező állóhullámok és a vezetékszakaszok transzformációs tulajdonságai miatt az elosztóhálózaton kialakuló feszültség-viszonyok egyszerű matematikai vagy hálózatelméleti módszerrel nem követhetők.

Jelen tanulmány célkitűzése, hogy a központi vevőantennarendszerek elosztóhálózatának méretezésére adjon, valamennyi tényező együttes hatásának figyelembevételével, könnyen kezelhető formulákat, számítási grafikonokat.

A tanulmányban felhasznált konkrét adatok a Híradótechnikai Vállalat gyártmányainak műszaki adatai vagy fejlesztési laboratóriumának mérési eredményei.

1. Központi vevőantennarendszerek

1.1 Központi vevőantennarendszer tagozódása

Egy központi vevőantennarendszer három fő részre tagolható:

1. vevőantennák,
2. erősítő berendezések,
3. elosztó hálózatok.

A vevőantennák rendszerint egyetlen árbócszerkezetre vannak felszerelve. Bot-, körsugárzó és irányított antennák a hosszú-, közép-, rövidhullámú és URH rádió, valamint TV vételét szolgálják. Az antennák megfelelő impedanciaváltó-aszimmetrizáló egységekkel vannak ellátva az alkalmazott levezetőkábelhez való illesztésre.

Az erősítő berendezések általában közös hálózati tápegységgel különböző frekvenciákra, csatornákra hangolt sávokat tartalmaznak, a hosszú-, közép-, rövidhullámú, URH- és TV-jelek erősítésére. Az utóbbi években a magasabb frekvenciás (470–960 MHz) TV-csatornáknak egy alacsonyabb (50–230 MHz), a helyi adó által nem lefoglalt, csatornára való transzponálását végző egységek is beépítésre kerülnek. Ugyanitt alkalmazzák a különböző frekvenciájú jelek egy közös kábelben való továbbításához szükséges közösítő szűrőket.

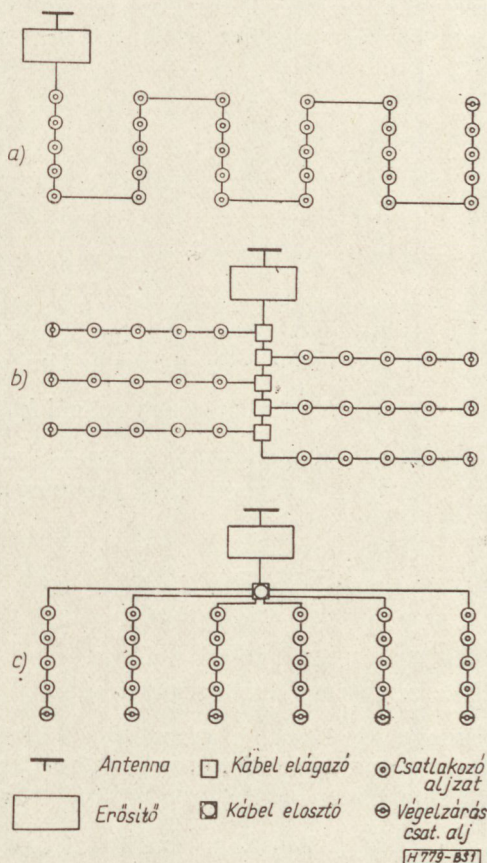
Az elosztóhálózat felépítése rendszerint koaxiális kábelrel történik. A hálózat szerelvényei a tényleges elosztást, elágazást biztosító egységek, valamint a

csatlakozó aljzatok. A csatlakozó aljzatok és a vevőkészülékek összekapcsolását csatlakozó kábelek biztosítják. Az elosztóhálózat feladata, hogy az erősítőberendezések kimenetén megjelenő nagyfrekvenciás jelet — az előírt paraméterek betartása mellett — a csatlakozó aljzatokhoz eljuttassa.

1.2 Központi vevőantennarendszer általános felépítése

A központi vevőantennarendszerek felépítése alapvetően az 1. ábrán jelzett módokon lehetséges. Adott megoldáshoz a háromféle felépítés vagy ezek kombinációja alkalmazható. A kiválasztást vagy a szükséges kombinációt a felépítendő rendszer helyi körülményei, a csatlakozók elhelyezkedése, a minimális csillapítás elérése, a minél rövidebb kábelhálózat megvalósítása és gazdasági szempontok döntenek el.

A kötelező paramétereket a KGMSZ 641.387–65 számú „Központi antennaberendezések” tárgyú szabvány rögzíti. A csatlakozó helyek térbeli elhelyezkedése és a minimális vezetékhoossz a hálózat felépítésénél meghatározó fontosságú.



1. ábra. Központi vevőantennarendszerek lehetséges felépítése

a) *Soros*. Viszonylag kis számú (5–15) fogyasztó esetén alkalmazható. A vezetékben elhelyezkedő csatlakozók darabszámának a kialakuló állóhullám szab határt.

b) *Leágazásos*. Alkalmazása közepes számú (10–20), viszonylag kis távolságokban elhelyezkedő fogyasztók esetén ajánlatos. A későbbiekben leírtak szerint legfeljebb egy leágazás ajánlható. A leágazáson, illetve törzsvezetéken elhelyezhető fogyasztók száma az a. pontban leírtak alapján számítható. A leágazás fogyasztói a kábelelágazó csillapításának megfelelő csökkentett feszültséget kapnak.

c) *Csillag elosztású*. Előnyösen alkalmazható nagy számú (30–50) és csoportonként elszórtan elhelyezkedő fogyasztók esetén. Alkalmazása azonban kis számú fogyasztóknál sem kedvezőtlen. Az elrendezés egyetlen hátránya, hogy az egyes ágak a kábelelosztó csillapítása miatt csökkentett feszültséget kapnak.

Természetesen lehetséges egyetlen elosztóhálózaton belül a három elrendezés kombinációja is.

Egyszerű és összetett hálózatoknál a számításokat célszerű mindig a legkedvezőtlenebb helyen fekvő, legtávolabbi, legtöbb csillapításon át táplált fogyasztótól elkezdni.

2. Számítási alapok

A központi vevőantennarendszerek aktív tagjai az antennák és az erősítő berendezések, passzív tagjai az elosztóhálózat, valamint a terhelést képviselő vevőkészülékek.

2.1 Antenna feszültség

Az antennák a jelenlevő térerősség és saját feszültségnyereségük függvényében az alábbi feszültséget szolgáltatják:

$$U_A = \frac{1}{2} E_{eff} h G_f \quad [\text{mV}], \quad (1a)$$

ahol U_A = az antenna által szolgáltatott feszültség mV-ban

E = a villamos térerősség $\frac{\text{mV}}{\text{m}}$ -ben

h_{eff} = az antenna hatásos hossza méterben, mely érték 240–300 ohm csatlakozási impedanciájú és λ_0 méteres hullámhosszon üzemelő félhullámú antennánál $h_{eff} = \frac{2\lambda_0}{\pi}$

és a hullámhosszhoz általában rövidnek tekinthető l hosszúságú botantennák esetében

$$h_{eff} = \frac{1 - \cos \beta l}{\beta \sin \beta l} \approx 0,5l$$

ahol $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0}$

G_f = az antenna feszültségnyeresége.

Az antennafeszültség a térerősség ismeretében (1a) képlet szerint számítható, vagy közvetlenül az antenna kapcsokon, megfelelően illesztett műszerrel mérhető.

A méretezéshez azonban az a feszültség szükséges, mely az erősítő bemenetén jelentkezik. Az antennák

és az erősítő között alkalmazott kábelek csillapítása és a felhasznált szimmetrizáló-impedanciaváltó elemek csillapítása az antenna talpponti feszültségét módosítja.

Megengedhető elhanyagolásokkal

$$U_{A1} = 0,5 U_A \quad \text{mV} \quad (1b)$$

ahol U_{A1} = az erősítő bemenetén levő feszültség mV-ban

U_A = az antenna talpponti feszültsége mV-ban.

2.2 A szükséges erősítés

A szükséges erősítés mértékét akkor lehet meghatározni, ha ismertek az elosztóhálózat csillapításai és a hálózaton uralkodó feszültség viszonyok.

Ekkor:

$$A_e = \frac{U_v}{U_{Aa}} \quad (2a)$$

ahol A_e = a szükséges feszültség erősítés számértéke,
 U_v = a vevőkészülék antenabemenetére jutó feszültség mV-ban

U_A = az antenna feszültség mV-ban,

a_θ = a hálózat összes csillapításának számértéke.

Vagy decibelben kifejezett értéke:

$$A_e^{dB} = a_{fes} + a_{\theta ssz} \quad \text{dB} \quad (2b)$$

ahol A_e a szükséges erősítés dB-ben

$a_{fes} = \frac{U_v}{U_{A1}}$ viszony értéke dB-ben

$a_{\theta ssz}$ = a teljes hálózat csillapítása dB-ben.

2.3 Az elosztóhálózat csillapítása

Az elosztóhálózat csillapítását, illetve a hálózaton kialakuló feszültségviszonyokat a nagyfrekvenciás kábel tulajdonságai, az alkalmazott szerelvények csillapítása és a fogyasztók terhelése határozza meg. A csillapításokat, illetve a kialakuló feszültségeket a kábelben kialakuló állóhullámok befolyásolják.

Az erősítő kimenetétől egy vevőkészülék bemenetéig terjedő hálózat csillapítása dB-ben kifejezve az alábbiakból tevődik össze:

$$a_{\theta ssz} = a_v + a_e + a_k + a_{cs} + a_{sz} + a_{dt} \quad (3)$$

ahol a_v = a terheletlen kábelszakaszok csillapítása dB-ben

a_e = az elosztószerelvények kicsatolási csillapítása dB-ben,

a_k = a fogyasztókkal terhelt vezeték szakasz csillapítása dB-ben,

a_{cs} = a csatlakozó aljzat csatolási csillapítása dB-ben,

a_{sz} = a csatlakozó zsinórban alkalmazott szimmetrizáló egység feszültség transzformációja dB-ben,

a_{dt} = az átmenő csillapítás. Valamennyi szerelvény, amelyen a kábel megszakításokkal halad keresztül a csatlakozási inhomogénitások miatt elkerülhetetlenül csillapítást visz be a vezetékbe. A gyakorlati szokásos értéke megszakításonként 0,2 dB.

3. Elosztóhálózat építő elemei

3.1 Csatlakozó aljzatok

A csatlakozó aljzatok a fogyasztóknak a kábelhez való bekötését valósítják meg. A megfelelő laza csatolást biztosító ellenállások az aljzatba vannak beszerelve.

Csatoló elemként ohmos ellenállás alkalmazása az átvinni kívánt széles frekvenciasávra való tekintettel szükséges. A laza csatolás egyrészt azért kell, hogy a hálózatot a vevőkészülék terhelések minél kevésbé befolyásolják illesztés szempontjából, másrészt, hogy lehetőleg egyenletes feszültségeloszlás maradjon a vezeték mentén.

A csatoló ellenállások további szerepe, hogy két szomszédos és távolabbi készülékek között (a vevőkészülékek saját oszcillátoraikból származó) káros visszasugárzásokat az előírt minimális értékre csökkentsék. Ez a minimális érték a hivatkozott szabvány szerint 22 dB (1:13).

A legkedvezőtlenebb esetben a kábel csillapítása $\alpha=0$. Ennek figyelembevételével kapjuk a 2. ábra szerinti helyettesítő képet két szomszédos csatlakozóra.

$$\frac{U_{ki}}{U_z} = \frac{1}{13} = \frac{R_{b1}}{2(R_s + R_{b1})}$$

Ebből

$$R_s = 412 \text{ ohm}$$

A legközelebbi szabvány értéket figyelembe véve

$$R_s = 470 \text{ ohm} \pm 10\%$$

Evvel két szomszédos csatlakozó közötti feszültség csillapítás:

$$a_z = \frac{75}{2(470 + 75)} = 0,069 = 23,2 \text{ dB}$$

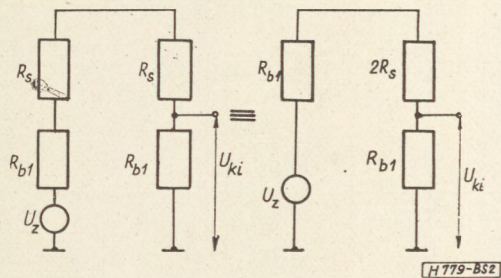
Egyetlen csatlakozó feszültség csillapítása, a csatolási csillapítás:

$$a_{cs} = \frac{75}{470 + 75} = 0,138 = 17,2 \text{ dB.}$$

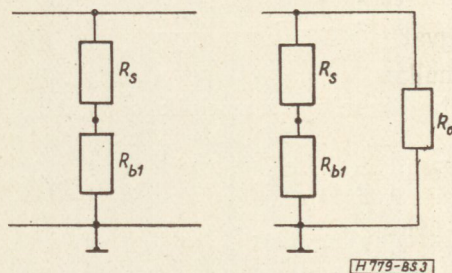
A csatoló ellenállás speciális választásával lehetőség kínálkozik olyan különleges rendszer megvalósítására, ahol valamennyi vevőkészülék közel azonos nagyságú nagyfrekvenciás jelet kap. Ilyen ellenállások meghatározására a 4.3.2 fejezetben térünk vissza.

A csatoló ellenállás megválasztása mindenképpen kompromisszum kérdése. Nagy ellenálláshoz kis illesztetlenség és nagy káros visszasugárzási csillapítás tartozik, de a készülékre jutó feszültség is kevés. A hálózati ág utolsó aljzatának a kábel hullámmellenállással való lezárásáról is gondoskodnia kell.

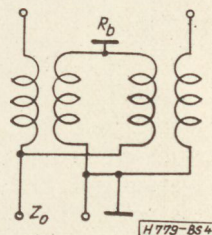
A 3. ábrán a csatlakozó aljzatok elvi kapcsolási rajza látható. A csatlakozók kialakításánál figyelembe kell venni, hogy az árnyékolástól megtisztított koaxiális kábel, mint soros induktivitás szerepel. A csatlakozó szórt kapacitását úgy kell megválasztani, hogy az árnyékolás hiányából adódó kapacitást minél jobban pótolja.



2. ábra. Két szomszédos csatlakozó helyettesítő képe
 R_s = a csatoló ellenállás,
 R_{b1} = a vevőkészülékből származó terhelő ellenállás,
 U_z = a visszasugárzásból származó zavarfeszültség,
 U_{ki} = a fogyasztóra jutó zavarfeszültség



3. ábra. Vonali és végelzárós csatlakozó aljzatok elvi kapcsolása, $R_s = 470 \text{ ohm}$, $R_0 = 82 \text{ ohm}$, $R_{b1} = 75 \text{ ohm}$



4. ábra. Impedanciaváltó-szimmetrizáló elvi kapcsolása
 $R_0 = 240 - 300 \text{ ohm}$ szimmetrikus,
 $Z_0 = 75 \text{ ohm}$ aszimmetrikus,
impedanciaváltás $i = 4$
feszültségtranszformáció $a_{sz} = \sqrt{i} = 2$

3.2 Csatlakozó zsinórok

A csatlakozó zsinórok feladata, hogy a csatlakozó aljzatról a nagyfrekvenciás jelet a vevőkészülék antennabemenetére továbbítsa, illetve a szükséges impedanciaváltást és szimmetrizálást elvégezze. Elvi kapcsolása a 4. ábrán látható. Az impedancia váltó egyúttal hasznos feszültségtranszformálást is végez. Ugyanezen szerelvényben helyezhetők el, több frekvenciát közös vezetéken továbbító rendszereknél, a szükséges szétválasztó szűrők és elektromos váltók.

3.3 Elosztó szerelvények

A 4.1 fejezetben részletezett okok miatt csatoló elemként az elosztószerelvényeknél is ohmos ellenállásokat alkalmazunk.

3.3.1 Kábel elosztók

Az 1. ábra c. kapcsolási elrendezésénél a „mellékágak” csillagszerűen ágaznak el. Az elosztó szerelvény

elvi kapcsolási rajzát a meghajtó generátorral együtt az 5. ábra mutatja.

Valamennyi értéket normalizált impedanciával számolva a meghajtó generátor belső ellenállása

$$R_g = 1$$

és a terhelés változás $r = 2$ megengedett állóhullám-arányt feltételezve

$$0,5 \leq Z_t \leq 2.$$

Feltételezzük, hogy

$$\operatorname{Re} Z_t \gg \operatorname{Im} Z_t,$$

ami a gyakorlatban jól teljesül.

Állóhullám-arány a generátor felől

$$r_g = R_1 + \frac{R_2 + Z_t}{n}$$

Az állóhullám-arány valamelyik fogyasztó felől:

$$r_f = R_2 + \left(\frac{R_2 + Z_t}{n-1} \right) \times (R_1 + 1), \quad n = 2, 3, \dots$$

A feszültség csillapítás:

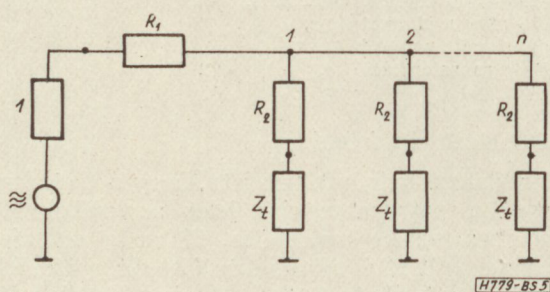
$$a_e = \frac{Z_t}{Z_t + R_2 + nR_1 + n},$$

illetve dB-re átszámítva:

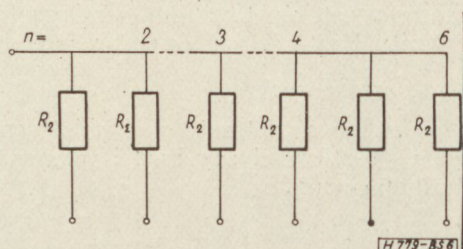
$$a_e = 20 \lg \frac{1}{a}.$$

A gyakorlatban — az ismétlődő anyagok szem előtt tartásával — n -nek előforduló eseteire az ellenállás értékeket külön számítjuk ki és megengedjük a szabványban rögzített $r \leq 3$ értéket.

A kapcsolások a 6. ábra szerintiek.



5. ábra. Kábelezó elvi kapcsolása



6. ábra. A gyakorlatban megvalósított kábelezók elvi kapcsolása

$n=2$ esetén; $R_1=0$; $R_2=0,5$;

$$Z_t=0,5 \rightarrow \frac{1}{a}=6; \quad r_g=2; \quad r_f=1;$$

$$Z_t=1 \rightarrow \frac{1}{a}=3,5; \quad r_g=1,33; \quad r_f=1,1;$$

$$Z_t=2 \rightarrow \frac{1}{a}=2,25; \quad r_g=1,5; \quad r_f=1,22.$$

Gyakorlatilag megvalósítható határértékek:

$$r_{g \max} = 2$$

$$r_{f \max} = 1,22$$

$$a_{e \max} = 15,6 \text{ dB}$$

$$R = 39 \Omega \pm 5\%.$$

$n=3$ esetén $R_1=0$; $R_2=0,5$;

$$Z_t=0,5 \rightarrow \frac{1}{a}=8; \quad r_g=3; \quad r_f=1,25;$$

$$Z_t=1 \rightarrow \frac{1}{a}=4,5; \quad r_g=2; \quad r_f=1,08$$

$$Z_t=2 \rightarrow \frac{1}{a}=2,75; \quad r_g=1,2; \quad r_f=1,06.$$

Gyakorlatilag megvalósítható határértékek:

$$r_{g \max} = 3,$$

$$r_{f \max} = 1,25,$$

$$a_{e \max} = 18,1 \text{ dB},$$

$$R = 39 \Omega \pm 5\%.$$

$n=4$ esetén $R_1=0$; $R_2=1$;

$$Z_t=0,5 \rightarrow \frac{1}{a}=11; \quad r_g=2,77; \quad r_f=1,33;$$

$$Z_t=1 \rightarrow \frac{1}{a}=6; \quad r_g=2; \quad r_f=1,4;$$

$$Z_t=2 \rightarrow \frac{1}{a}=3,5; \quad r_g=1,34; \quad r_f=1,5.$$

Gyakorlatilag megvalósítható határértékek:

$$r_{g \max} = 2,7,$$

$$r_{f \max} = 1,5,$$

$$a_{e \max} = 20,8 \text{ dB},$$

$$R = 75 \Omega \pm 5\%.$$

$n=6$ esetén $R_1=0$; $R_2=1$

$$Z_t=0,5 \rightarrow \frac{1}{a}=17; \quad r_g=2,4; \quad r_f=2,33,$$

$$Z_t=1 \rightarrow \frac{1}{a}=9; \quad r_g=2; \quad r_f=2,38,$$

$$Z_t=2 \rightarrow \frac{1}{a}=5; \quad r_g=1,5; \quad r_f=2,45.$$

Gyakorlatilag megvalósítható határértékek:

$$r_{g \max} = 2,4,$$

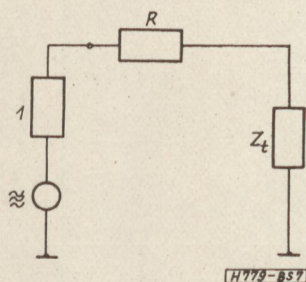
$$r_{f \max} = 2,45,$$

$$a_{e \max} = 24,6 \text{ dB},$$

$$R = 75 \Omega \pm 5\%.$$

3.3.2 Kábel elágazók

Az 1. ábra b. elrendezésében a „törzs” vezetékről „mellékágak” ágaznak le. Az elágazó elvi kapcsolási rajzát a 4.3.1 fejezetben leírtakhoz hasonlóan a 7. ábra tünteti fel.



7. ábra. Kábel-elágazó elvi kapcsolása

Az előzőekhez hasonlóan

$$\begin{aligned} r_g &= R + Z_t \\ r_f &= R + 1 \\ a &= \frac{Z_t}{Z_t + R + 1} \end{aligned}$$

Optimális esetben $R = 0$ adódna. Ekkor:

$$Z_t = 0,5 \rightarrow \frac{1}{a} = 3; \quad r_g = 2; \quad r_f = 1,$$

$$Z_t = 1 \rightarrow \frac{1}{a} = 2; \quad r_g = 1; \quad r_f = 1,$$

$$Z_t = 2 \rightarrow \frac{1}{a} = 1,5; \quad r_g = 2; \quad r_f = 1.$$

Az eset igen kedvező lenne, azonban meggondolandó, hogy a „törzs”-vezeték, a „mellékág” leágazás helyére – a megengedett $r = 2$ érték miatt – a terhelésekből Z_t -nek megfelelő értékeket transzformálhat. Ebben az esetben két Z_t kerülne párhuzamos kapcsolásba, ami már meg nem engedhető állóhullám értékeket eredményezne.

A gyakorlatban $R = 1$ választással adódik:

$$Z_t = 0,5 \rightarrow \frac{1}{a} = 5; \quad r_g = 1,5; \quad r_f = 2,$$

$$Z_t = 1 \rightarrow \frac{1}{a} = 3; \quad r_g = 2; \quad r_f = 2,$$

$$Z_t = 2 \rightarrow \frac{1}{a} = 2; \quad r_g = 3; \quad r_f = 2.$$

A gyakorlati határértékek:

$$\begin{aligned} r_{g \max} &= 3, \\ r_{f \max} &= 2, \\ a_{e \max} &= 14 \text{ dB}, \\ R &= 75 \text{ ohm} \pm 5\%. \end{aligned}$$

Ez utóbbi esetben még kedvezőtlen transzformáció esetén is

$$\begin{aligned} r_{g \max} &= 2,67, \\ r_{f \max} &= 2,5. \end{aligned}$$

Az előbbiek alapján azonban belátható, hogy legfeljebb egy leágazás engedhető meg.

4. Az elosztóhálózat feszültség viszonyai

4.1 A vezeték szakasz transzformációs tulajdonságai

Az elosztóhálózaton uralkodó feszültségviszonyok áttekintése érdekében behatóbban megvizsgáljuk egy veszteséggel terhelt vezeték transzformációs magatartását.

A vezeték elején levő feszültség (U_1) és áram (I_1) kapcsolata a vezeték végén mérhető feszültséggel (U_2) és árammal (I_2)

$$U_1 = U_2 \operatorname{ch} \gamma l + I_2 Z_0 \operatorname{sh} \gamma l,$$

$$I_1 = U_2 \frac{1}{Z_0} \operatorname{sh} \gamma l + I_2 \operatorname{ch} \gamma l, \quad (4)$$

ahol

Z_0 = a kábel hullámellenállása,
 γ = a komplex terjedési együttható,
 l = a vizsgált szakasz hossza.

A 8. ábra egy csatlakozókkal terhelt vezeték szakaszt ábrázol.

A vezeték szakasz két szomszédos csatlakozójának feszültsége közötti összefüggés (4) képlet szerint:

$$U_{n+1} = U_n \operatorname{ch} \gamma \Delta l_n + I_n Z_0 \operatorname{sh} \gamma \Delta l_n$$

és behelyettesítve $I_n = \frac{U_n}{Z'_n}$,

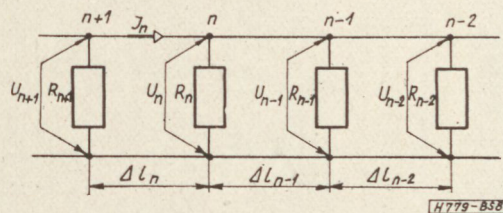
ahol Z'_n az n helyre transzformált impedancia:

$$\frac{U_{n+1}}{U_n} = \operatorname{ch} \gamma \Delta l_n + \frac{Z_0}{Z'_n} \operatorname{sh} \gamma \Delta l_n. \quad (5)$$

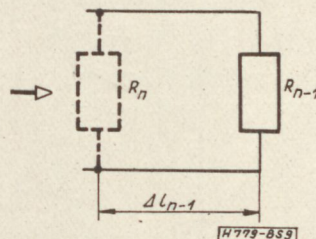
Külön megvizsgáljuk a 9. ábra alapján a transzformált impedanciát.

Az ismert transzformációs forma szerint

$$Z'_n = Z_0 \frac{R_{n-1} \operatorname{ch} \gamma \Delta l_{n-1} + Z_0 \operatorname{sh} \gamma \Delta l_{n-1}}{Z_0 \operatorname{ch} \gamma \Delta l_{n-1} + R_{n-1} \operatorname{sh} \gamma \Delta l_{n-1}}.$$



8. ábra. Fogyasztókkal terhelt vezeték szakasz



9. ábra. Egyetlen fogyasztó impedanciáttranszformációja

Ezután $\text{ch } \gamma \Delta l_{n-1}$ -el végigosztva és áttérve normalizált konduktanciára kapjuk:

$$\frac{Z_0}{Z'_n} = \frac{\frac{Z_0}{R_{n-1}} + \text{th } \gamma \Delta l_{n-1}}{1 + \frac{Z_0}{R_{n-1}} \text{th } \gamma \Delta l_{n-1}}$$

és mivel n helyen van egy $\frac{Z_0}{R_n}$ normalizált konduktancia is, ezt még a transzformált konduktanciához hozzá kell adni, vagyis:

$$\frac{Z_0}{Z'_n} = \frac{\frac{Z_0}{R_{n-1}} + \text{th } \gamma \Delta l_{n-1}}{1 + \frac{Z_0}{R_{n-1}} \text{th } \gamma \Delta l_{n-1}} + \frac{Z_0}{R_n}$$

Mivel a jelenleg vizsgált kábelszakasz lezáró konduktanciájára is transzformálódik a jobbra eső szakaszból konduktancia, $\frac{Z_0}{R_{n-1}}$ helyett az előző jelölés alkalmazásával $\frac{Z_0}{Z'_{n-1}}$ alkalmazandó.

Tehát:

$$\frac{Z_0}{Z'_n} = \frac{\frac{Z_0}{Z'_{n-1}} + \text{th } \gamma \Delta l_{n-1}}{1 + \frac{Z_0}{Z'_{n-1}} \text{th } \gamma \Delta l_{n-1}} + \frac{Z_0}{Z_n} \quad (6)$$

A következőkben a hálózat feszültségviszonyainak általános felírását végezzük el. A kiindulási (4) egyenletek, a távvezeték szakaszt négy-pólusnak tekintve, mint a távvezeték lánckarakterisztikái kezelhetők.

Több szakaszra általánosítva az (5) feszültségviszonyt, az egyes szakaszok viszonyismertéi, mint láncba kapcsolt négy-pólusok esetén egymással össze-szorozandók.

$$\frac{U_{n+1}}{U_n} \cdot \frac{U_n}{U_{n-1}} \cdot \frac{U_{n-1}}{U_{n-2}} \dots \frac{U_{n-m}}{U_0} = \frac{U_{n+1}}{U_0}$$

$$\frac{U_{n+1}}{U_0} = \prod_{i=0}^n \text{ch } (\alpha + j\beta) \Delta l_i + \frac{Z_0}{Z_i} \text{sh } (\alpha + j\beta) \Delta l_i \quad (7)$$

Egyszerűsítve a feltételeket két extrém esetet vizsgálunk. Nevezetesen ha a csatlakozók egymástól egyenlő távolságra vannak, még pedig $\frac{\lambda}{4}$ páros vagy páratlan többszörösére.

Először vizsgáljuk a $\Delta l_i = (2p-1)\frac{\lambda}{4}$ esetet, ahol $p = 0, 1, 2, \dots$. Két csatlakozó közötti feszültségviszony (5) szerint, bevezetve $\gamma = (\alpha + j\beta)$ -t

$$\frac{U_{n+1}}{U_n} = \text{ch } (\alpha + j\beta) \Delta l_1 + \frac{Z_0}{Z'_n} \text{sh } (\alpha + j\beta) \Delta l_1,$$

felhasználva, hogy $\text{sh } (x + jy) = \text{sh } x \cos y + j \text{ch } x \sin y$,
 $\text{ch } (x + jy) = \text{ch } x \cos y + j \text{sh } x \sin y$

és

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

kapjuk:

$$\frac{U_{n+1}}{U_n} = \pm j \left[\text{sh } \alpha \Delta l_1 + \frac{Z_0}{Z'_n} \text{ch } \alpha \Delta l_1 \right],$$

illetve:

$$\left| \frac{U_{n+1}}{U_n} \right| = \text{sh } \alpha \Delta l_1 + \frac{Z_0}{Z'_n} \text{ch } \alpha \Delta l_1 \quad (8)$$

Ugyanezen esetben a normalizált konduktancia (6) szerint:

$$\frac{Z_0}{Z'_n} = \frac{\frac{Z_0}{Z'_{n-1}} + \text{th } (\alpha + j\beta) \Delta l_1}{1 + \frac{Z_0}{Z'_{n-1}} \text{th } (\alpha + j\beta) \Delta l_1} + \frac{Z_0}{Z_n}$$

felhasználva, hogy $\text{th } (x + jy) = \frac{\text{sh } 2x + j \sin 2y}{\text{ch } 2x + \cos y}$

és $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ kapjuk:

$$\frac{Z_0}{Z'_n} = \frac{Z_0}{Z_n} + \frac{1 + \frac{Z_0}{Z'_{n-1}} \text{th } \alpha \Delta l_1}{\text{th } \alpha \Delta l_1 + \frac{Z_0}{Z'_{n-1}}}$$

Feltételezzük, hogy $\alpha \Delta l_1 = \alpha(2p-1)\frac{\lambda}{4} \ll 1$ és így a th az argumentumával helyettesíthető:

$$\frac{Z_0}{Z'_n} \approx \frac{Z_0}{Z_n} + \frac{1 + \frac{Z_0}{Z'_{n-1}} \alpha \Delta l_1}{\alpha \Delta l_1 + \frac{Z_0}{Z'_{n-1}}} \quad (9)$$

A helyettesítés az előzőekben alkalmazott sh és ch -val szemben is megengedhető, mivel a th a teljes argumentumban a sh és a ch alatt marad.

A $(2p-1)\frac{\lambda}{4}$ formuláit azon különleges esetre, ha a vezeték az utolsó csatlakozó által saját hullámellen-állásával van lezárva, az összes csatlakozók ellen-állása egyforma nagyságú (R_d) és a kábel veszteség-mentes ($\alpha=0$) kapjuk a (8) képletből:

$$\frac{U_{n+1}}{U_n} = \frac{Z_0}{Z'_n} \quad (10)$$

és (9) képletből:

$$\frac{Z_0}{Z'_n} = \frac{Z_0}{R_d} + \frac{1}{\frac{Z_0}{Z'_{n-1}}} \quad (11)$$

Ez utóbbi tételiesen kifejtve egy lánc-törtet ad.

A továbbiakban vizsgáljuk a $\Delta l_2 = (2p)\frac{\lambda}{4}$ esetet, ahol $p = 1, 2, 3, \dots$

Két szomszédos csatlakozó közötti feszültségviszony (5)-ből számítva:

$$\frac{U_{n+1}}{U_n} = \text{ch } (\alpha + j\beta) \Delta l_2 + \frac{Z_0}{Z'_n} \text{sh } (\alpha + j\beta) \Delta l_2,$$

felhasználva, hogy $\text{sh}(x+jy) = \text{sh}x \cos y + j \text{ch}x \sin y$,

$$\text{ch}(x+jy) = \text{ch}x \cos y + j \text{sh}x \sin y$$

és $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ kapjuk:

$$\frac{U_{n+1}}{U_n} = \pm \left[\text{ch } \alpha \Delta l_2 + \frac{Z_0}{Z'_n} \text{sh } \alpha \Delta l_2 \right],$$

illetve

$$\left| \frac{U_{n+1}}{U_n} \right| = \text{ch } \alpha \Delta l_2 + \frac{Z_0}{Z'_n} \text{sh } \alpha \Delta l_2. \quad (12)$$

A bemeneti normalizált konduktancia (6) szerint:

$$\frac{Z_0}{Z'_n} = \frac{\frac{Z_0}{Z'_{n-1}} + \text{th } (\alpha + j\beta) \Delta l_2}{1 + \frac{Z_0}{Z'_{n-1}} \text{th } (\alpha + j\beta) \Delta l_2} + \frac{Z_0}{Z'_n},$$

felhasználva, hogy $\text{th}(x+jy) = \frac{\text{sh } 2x + j \sin 2y}{\text{ch } 2x + \cos 2y}$

és $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ kapjuk:

$$\frac{Z_0}{Z'_n} = \frac{Z_0}{Z'_n} + \frac{\frac{Z_0}{Z'_{n-1}} + \text{th } \alpha \Delta l_2}{1 + \frac{Z_0}{Z'_{n-1}} \text{th } \alpha \Delta l_2}$$

és ha $\alpha(2p) \frac{\lambda}{4} \ll 1$, a th argumentumával helyettesít-
hető:

$$\frac{Z_0}{Z'_n} \approx \frac{\frac{Z_0}{Z'_{n-1}} + \alpha \Delta l_2}{1 + \frac{Z_0}{Z'_{n-1}} \alpha \Delta l_2} + \frac{Z_0}{Z'_n}. \quad (13)$$

Az előzőekhez hasonlóan abban a különleges eset-
ben, ha a vezeték saját hullámellenállásával van
lezárva és az összes csatlakozó ellenállása azonos
(R_d), valamint a kábel ideális ($\alpha=0$), akkor (12)-ből
kapjuk:

$$\left| \frac{U_{n+1}}{U_n} \right| = 1 \quad (14)$$

A normalizált konduktanciát a másod- és magasabb-
rendűen kicsiny mennyiségek elhanyagolásával (13)-
ból erre az esetre kapjuk:

$$\frac{Z_0}{Z'_n} \approx 1 + \sum_{k=0}^{n-1} \frac{\frac{Z_0}{R_d}}{(1 + \alpha \Delta l_2)^k}, \quad (15)$$

És veszteségmentes ($\alpha=0$) vezetékre adódik:

$$\frac{Z_0}{Z'_n} \approx 1 + n \frac{Z_0}{R_d}. \quad (16)$$

4.2 A hullámosság és feszültség alakulása

A hálózaton kialakuló állóhullámarányt általános
esetben a (9) és (13), illetve a tárgyalt speciális eset-
ben (11) és (14) egyenletek szolgáltatják.

A reflexiós tényező értéke:

$$\Gamma = \frac{\frac{Z_0}{R} - 1}{\frac{Z_0}{R} + 1}$$

és az álló hullámarány: $r = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} =$

$$= \frac{Z_0}{R} \quad \text{ha } Z_0 > R \quad \text{és} \quad (17)$$

$$= \frac{R}{Z_0} \quad \text{ha } Z_0 < R$$

A 10. ábra egy csatlakozókkal terhelt vezeték elvi
kapcsolását adja. Az ábra teljes egészében megfelel
eddig vizsgálataink alapját képező 8. ábra elrende-
zésének.

A csillapítatlan vezetékre vonatkozó összefüggé-
seket vizsgálva látjuk, hogy a (11) egyenlet szerint:

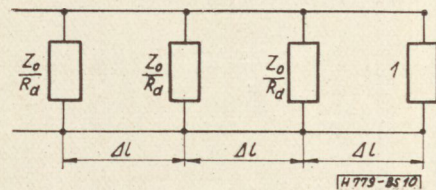
$$r_1 = \frac{Z_0}{Z'_n} = \frac{Z_0}{R_d} + \frac{Z'_{n-1}}{Z_0}$$

lánctört növekvő n mellett nem egy monoton növekvő
értéket, hanem egy változásában csökkenő (fluktu-
áló) értéksort ad. Ez a $(2p-1) \frac{\lambda}{4}$ hosszúságú kábel
transzformációs tulajdonságainak eredménye.

A (16) egyenlet szerint:

$$r_2 = \frac{Z_0}{Z'_n} = 1 + n \frac{Z_0}{R_d}$$

vagyis az egyes csatlakozók konduktanciái össze-
adódnak. Ez természetes, ha meggondoljuk, hogy a
kábel saját hullámellenállásával van lezárva és a
 $(2p) \frac{\lambda}{4}$ hosszú kábelszakaszok nem transzformálnak.

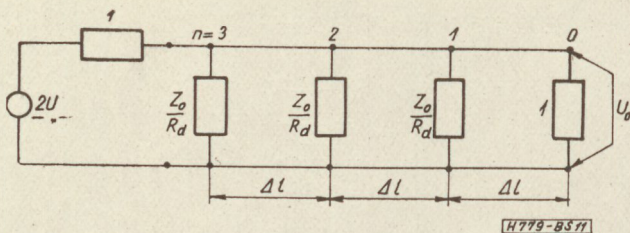


10. ábra. Csatlakozókkal terhelt vezeték elvi kapcsolása

Hasonló megfontolásokból látható be, hogy a való-
ságos, csillapított vezeték esetében is azonos a hely-
zet [(9) és (12) egyenletek.] A transzformációs tulaj-
donságok változatlanul megmaradnak, csupán a csil-
lapítási együttható jelentkezik, mint koncentrált
soros tag.

A feszültség alakulását vizsgálva a 10. ábra kap-
csolási rajzát egy nagyfrekvenciás feszültséget szol-
gáltató Z_0 belsőellenállású generátorral egészítjük
ki a 11. ábra szerint.

Vizsgálatainkat ismét csillapításmentes ($\alpha=0$) ve-
zetéken végezzük. A $\Delta l = (2p) \frac{\lambda}{4}$ esetet véve a (14)



11. ábra. Generátorról táplált vezetékszakas

egyenlet szerint két szomszédos konduktancia feszültség viszonya:

$$\left| \frac{U_{n+1}}{U_n} \right| = 1,$$

vagyis valamennyi konduktancián azonos a feszültség.

A 11. ábra kapcsolását szemlélve azonban megállapíthatjuk, hogy a tápláló generátor belső ellenállása miatt a csatlakozók növekvő darabszáma esetén a csatlakozókra jutó feszültség amplitúdója, abszolút értéke csökken.

Ha csak az $n=0$ csatlakozó létezik:

$$\frac{U}{U_0} = 1.$$

És n darab csatlakozó esetén kapjuk

$$\frac{U}{U_0} = \frac{2+n \frac{Z_0}{R_d}}{2} = \frac{1 + \left(1+n \frac{Z_0}{R_d}\right)}{2} = \frac{1 + \frac{Z_0}{Z'_n}}{2} = \frac{1+r_n}{2},$$

ahol r_n a fejezet elején tárgyaltakkal megegyezően az n darab csatlakozó esetén fellépő állóhullámarány.

A csatlakozók számának — vagy ami ugyanaz — r növekedésével az $\frac{U}{U_0}$ feszültségviszony is növekszik.

Azaz U -hoz képest U_0 csökken. Ez pedig teljes egészében megfelel feltételezésünknek.

A $\Delta l = (2p-1)\frac{\lambda}{4}$ esetet vizsgálva a feszültségviszony (10) képletből:

$$\left| \frac{U_{n+1}}{U_n} \right| = \frac{Z_0}{Z'_n}.$$

A 11. ábra szerinti generátor belső ellenállását is figyelembe véve kapjuk:

$$\left| \frac{U}{U_0} \right| = \frac{1+r_n}{2} \left| \frac{U_n}{U_0} \right|. \quad (18)$$

Ez azonos előző esetünk végeredményével, ha ott $\left| \frac{U_n}{U_0} \right| = 1$ -et helyettesítünk.

Megvizsgálva az $\alpha \neq 0$ eseteket ugyancsak a (18) képlet szerinti végeredményre jutunk. A csillapítás hatása a csillapított esetnek megfelelő r_n , illetve $\frac{U_n}{U_0}$ kifejezésekben jut érvényre.

A (18) egyenlet valamennyi esetre általános érvényű.

Végeredményben megállapíthatjuk, hogy a kábelben az illesztetlenség következtében kialakuló álló-

hullámok a $(2p)\frac{\lambda}{4}$ esetben lényegesen nagyobbak.

A csatlakozó darabszámának növelésével a feszültségviszonyok a két különböző Δl távolságelrendezésnél és a valóságos $\alpha \neq 0$ esetben közel azonosak.

Nagyobb darabszámú csatlakozónál itt is a $\Delta l = (2p)\frac{\lambda}{4}$ eset a kedvezőtlenebb.

4.3 Általános számítási formulák

További számításainkban az általános formulák kialakításánál már csak a kedvezőtlenebb $\Delta l = (2p)\frac{\lambda}{4}$

formuláira támaszkodunk. Ez a feltételezés a gyakorlat követelményeit is jól kielégíti, mivel az egyes csatlakozók az épületben egymáshoz közel azonos távolságra kerülnek. A legkedvezőtlenebb esetekkel számolva a szabványban is rögzített minimális értékek valamennyi csatlakozóra biztosíthatók.

4.3.1 Általános feszültség elosztás

A feszültségviszony a (12) és (15) egyenletek felhasználásával adódik:

$$\left| \frac{U_{n+1}}{U_n} \right| = \text{ch } \alpha \Delta l + \left[1 + \sum_{i=0}^{n-1} \frac{\frac{Z_0}{R_d}}{(1+\alpha \Delta l)^i} \right] \text{sh } \alpha \Delta l,$$

felhasználva, hogy $\text{ch } x + \text{sh } x = e^x$ kapjuk:

$$\left| \frac{U_{n+1}}{U_n} \right| = e^{\alpha \Delta l} + \left[\sum_{i=0}^{n-1} \frac{\frac{Z_0}{R_d}}{(1+\alpha \Delta l)^i} \right] \text{sh } \alpha \Delta l. \quad (19)$$

Ismét a legkedvezőtlenebb esetet keresve a (19) egyenletet a (7) egyenlet megfontolásai alapján oly módon alakítjuk át, hogy a feszültségviszony mindig a legkisebb feszültségű, 0-ik (utolsó) csatlakozó feszültségére vonatkozzék.

$$\left| \frac{U_m}{U_0} \right| \approx e^{m\alpha \Delta l} \prod_{v=0}^{m-1} \left(1 + v \frac{Z_0}{R_d} \alpha \Delta l \right), \quad (20)$$

$$|U_m| \approx |U_0| e^{m\alpha \Delta l} \prod_{v=0}^{m-1} \left(1 + v \frac{Z_0}{R_d} \alpha \Delta l \right). \quad (21)$$

A kábelszakasz bemenetén a szükséges feszültség értéket valamennyi tényező figyelembevételével a (18) és (21) egyenletekből kapjuk:

$$|U| = \frac{1+r_m}{2} |U_0| e^{m\alpha \Delta l} \prod_{v=0}^{m-1} \left(1 + v \frac{Z_0}{R_d} \alpha \Delta l \right) \quad (22)$$

4.3.2 Egyenletes feszültség elosztás

Az egyenletes feszültség elosztás oly módon valósítható meg, hogy a csatlakozó ellenállások értékét a feszültség növekedésének megfelelően egyre nagyobbra választjuk. Vagyis a csatlakozást nagyobb feszültségeknél lazítjuk. A lazább csatlakozás további előnyei, hogy az állóhullámviszony jelentősen csökken, a káros visszasugárzások csillapítása nő és a kábelre jutó feszültség abszolút értéke is növekszik. Egyetlen hátránya a megoldásnak, hogy az ismétlődő alkatrészek számát erősen csökkenti és így gazdaságtalabb.

Az egyenletes feszültségelosztáshoz szükséges ellenállások értékeit a (20) egyenlet átalakításából számítjuk.

A követelmény, hogy a fogyasztókra jutó U_f feszültség valamennyi fogyasztónál azonos legyen.

Az osztót a 12. ábra mutatja.

$$|U_f| = |U_m| \frac{Z_0}{R_{sm} + Z_0} = \dots = |U_0| \frac{Z_0}{R_{s0} + Z_0},$$

$$R_{sm} + Z_0 = R_m \quad \text{és}$$

$$R_{s0} + Z_0 = R_0, \quad \text{amelynek minimális értéke } R_d \text{ lehet.}$$

Továbbá:

$$\left| \frac{U_m}{U_0} \right| = \frac{R_m}{R_d}$$

és így (20)-ból:

$$\frac{R_m}{R_d} \approx e^{m\alpha\Delta l} \prod_{v=0}^{m-1} \left(1 + v \frac{Z_0}{R_d} \alpha \Delta l \right)$$

és ebből:

$$R_m \approx R_d e^{m\alpha\Delta l} \prod_{v=0}^{m-1} \left(1 + v \frac{Z_0}{R_d} \alpha \Delta l \right),$$

és végül, mivel

$$R_m = R_{ms} + Z_0$$

következik:

$$R_{ms} = \left[R_d e^{m\alpha\Delta l} \prod_{v=0}^{m-1} \left(1 + v \frac{Z_0}{R_d} \alpha \Delta l \right) \right] - Z_0 \quad (23)$$

A változó ellenállásokkal számítható feszültség (22) felhasználásával:

$$|U_1| = \frac{1+r_m}{2} |U_0| e^{m\alpha\Delta l} \prod_{v=0}^{m-1} \left(1 + v \frac{Z_0}{R_d} \alpha \Delta l \right).$$

Belátható, hogy $R_v > R_d$ következtében

$$|U_1| < |U|,$$

vagyis a (23) egyenlet csak megközelítőleg igaz. $|U_1|$ -hez ismét számítható, (23)-hoz hasonlóan, de a megváltozott értékek figyelembevételével, egy újabb ellenállás sor (R_{ms1}).

Mivel

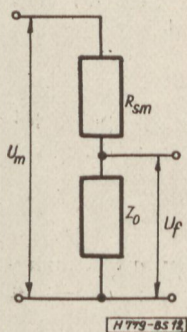
$$|U_1| < |U| \text{ következik, hogy}$$

$$R_{ms1} < R_{ms}$$

Ha R_{ms1} eredményeivel ismét U -t számítjuk, fennáll, hogy

$$|U_2| > |U_1|, \text{ továbbá}$$

$$|U_1| < |U_2| < |U|.$$



12. ábra. Feszültségelosztó
 U_m = a kábelben levő feszültség m sorszámú csatlakozónál,
 R_{sm} = a csatlakozó soros csatoló ellenállása,
 Z_0 = a terhelés ellenállása,
 U_f = a fogyasztóra jutó feszültség

A számítást tovább folytatva kapjuk:

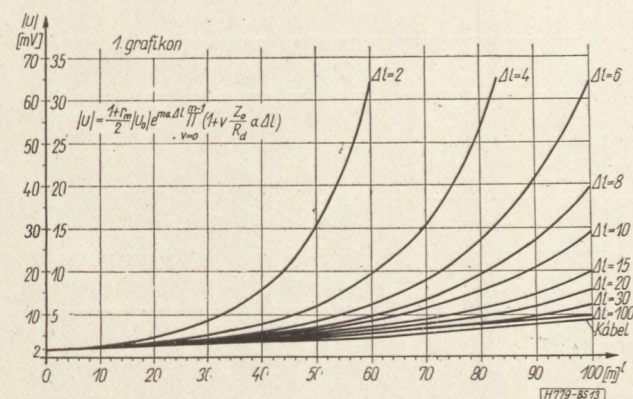
$$R_{ms1} < R_{ms2} < R_{ms}$$

Az optimális érték tetszőleges pontossággal számítható, azonban már az első közelítéssel számított ellenállás-sor is a gyakorlat számára elfogadható egyenletes feszültséget szolgáltat.

5. Összefoglalás

5.1 Alapképletek és grafikonok

Bemenő feszültség (1. grafikon; 13. ábra):



13. ábra. Fogyasztókkal terhelt hálózat feszültségeloszlása

A fogyasztókkal terhelt hálózat bemenetén a feszültség (22) szerint:

$$|U| = \frac{1+r_m}{2} |U_0| e^{m\alpha\Delta l} \prod_{v=0}^{m-1} \left(1 + v \frac{Z_0}{R_d} \alpha \Delta l \right) \quad \text{mV,}$$

ahol r_m = az állóhullámviszony (15) szerint és így

$$r_m = 1 + \sum_{k=0}^{m-1} \frac{\frac{Z_0}{R_d}}{(1 + \alpha \Delta l)^k} \quad m=1,2,\dots$$

és $m=0$ esetén $r_0=1$.

$|U_0|$ = a hálózat végpontján levő feszültség, mely általános számításnál

$|U_0| = 1$ mV (függőleges koordináta belső skála) és szabvány szerinti, amikor is a vevőkészülék bemenetén minimum $500 \mu\text{V}$. A szimmetrizáló transzformálását és a szabványos csatoló ellenállás csillapítását is figyelembe véve $+6 \text{ dB} - 17,2 \text{ dB} = 0,276$

$$|U_0| = \frac{500}{0,276} = 1,81 \cdot 10^{-3} \approx 2 \cdot 10^{-3} \text{ V} \quad (\text{külső skála})$$

m = a csatlakozók sorszáma, vagyis $m = 0,1,2,\dots$

α = a kábel csillapítása, mely RK-1 típusú kábelnél 200 MHz-re számítva $\alpha = 14,8 \text{ N/km} = 14,8 \cdot 10^{-3} \text{ N/m}$.

Δl = a csatlakozók egymástól való távolsága, mely l hosszúságú vezeték és n darab csatlakozó esetén

$$\Delta l = \frac{l}{n-1} \quad \text{méter.}$$

Z_0 = a hullámellenállás, $RK-1$ típusú kábel alkalmazásánál

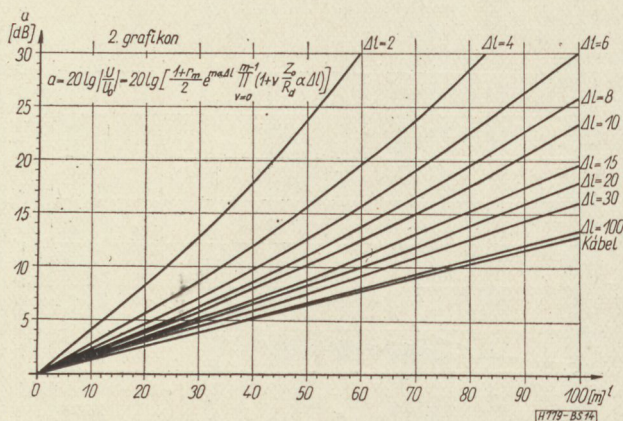
$$Z_0 = 75 \text{ } \Omega,$$

R_d = a terhelő ellenállás, mely a csatoló ellenállásból és a fogyasztó bemeneti ellenállásából tevődik össze

$$R_d = R_s + Z_0 = 470 + 75 = 545 \text{ } \Omega.$$

A számított értékek ΔI szerint vannak paraméterezve. A grafikon tartalmazza a terheetlen, lezárt kábel feszültségeseését is.

Hálózat csillapítás (2. grafikon; 14. ábra)



14. ábra. Fogyasztókkal terhelt hálózat csillapítása

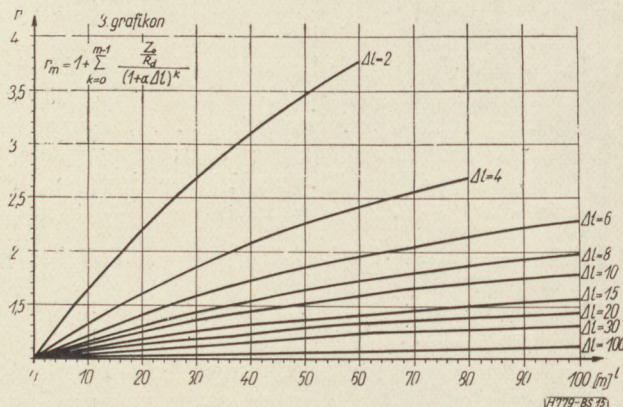
A fogyasztókkal terhelt hálózat csillapítása dB-ben.
A hálózat általános bemenő feszültségéből számítható

$$a_k = 20 \lg \left| \frac{U}{U_0} \right| \quad \text{dB}$$

A grafikon paramétere szintén Δl .

A grafikonon szerepel a terheletlen, lezárt kábel csillapítása is (a_n), a hosszúság függvényében.

Állóhullámarány (3. grafikon; 15. ábra):

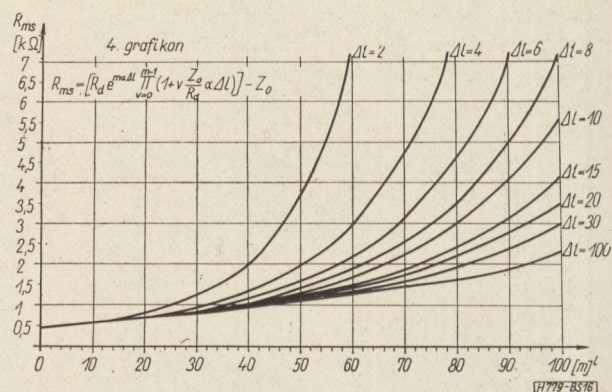


15. ábra. Állóhullámviszony fogyasztókkal terhelt hálózaton

Az n darabszámú fogyasztókkal terhelte vezetéken kialakuló állóhullámok Δl -el paraméterezve.

Különleges csatoló ellenállás (4. grafikon; 16. ábra):

Egyenletes feszültségelosztás esetére az m sor-



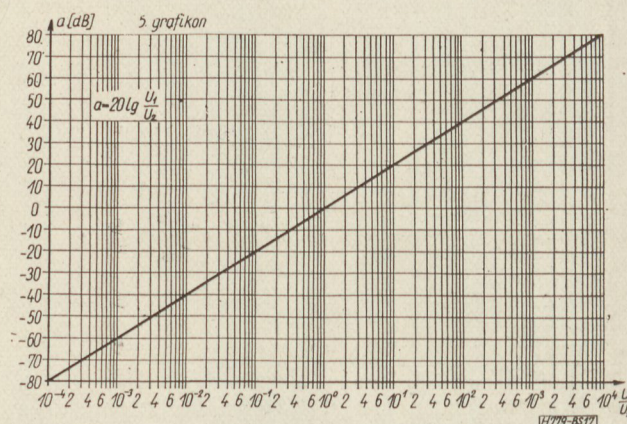
16. ábra. Egyenletes feszültségelosztás csatoló ellenállása

számú csatlakozó soros csatoló ellenállásának értéke (23) szerint, mint a megoldás első közelítése:

$$R_{ms} = \left[R_d e^{m\alpha \angle l} \prod_{v=0}^{m-1} \left(1 + v \frac{Z_0}{R_d} \alpha \angle l \right) \right] - Z_0 \quad \text{k} \Omega$$

A paraméter itt is Δl .

Feszültség viszony (5. grafikon; 17. ábra)



17. ábra. dB-feszültségviszony

Két feszültség viszonyának dB-ben kifejezett értéke:

$$a_{fes2} = 20 \lg \left| \frac{U_1}{U_2} \right| \quad \text{dB.}$$

Az értéksort a méretezésnél számításba jöhető feszültségekre készítettük.

A grafikonokkal kapcsolatos nagy manuális munkát igénylő numerikus számítások SOEMTRON típusú villamos számológépen készültek.

5.2 Kidolgozott mintapélda

Az elosztóhálózat méretezését bemutató példa feltételezett épületének sematikus vázlata a 18. ábrán látható.

Adatok:

1. Antenna feszültség az antenna talppontján szimmetrikus, illetett műszerrel mérve: $U_A=2,86$ mV.

2. Csatlakozó helyek száma: $n=30$ db.
3. A csatlakozók elhelyezkedése: ábra szerint.
4. Alkalmazott kábeltípus: RK-1 (75 ohm aszimmetrikus).
5. Káros visszasugárzás elleni csillapítás két szomszédos csatlakozó között: min. 22 dB.
6. A vevőkészülékre jutó nagyfrekvenciás feszültség: $U_v = \text{min. } 500 \mu\text{V} = \text{min. } 0,5 \text{ mV}$.
7. Megengedett állóhullámarány: $r=2$.

Az 1., 2., 3., 4. adatok feltételezettek, az 5., 6. adatok szabvány szerintiek és a 7. adat a szabványnál szigorúbb.

Meghatározandó:

Az elosztóhálózat elrendezése és a szükséges erősítés.

Megoldás:

Az elosztóhálózat felépítésénél a minimális kábelhosszúság — a csatlakozók adott elhelyezése miatt — szektoronként, függőleges összekötéssel hozható létre. A lehetséges elosztások közül a tiszta soros elrendezés esetén 30 db csatlakozó kerülne sorbakapcsolásra $\Delta l=6$ méter távolsággal (a szektorok hosszabb összekötéseit elhanyagolva). A fellepő állóhullámot a 3. grafikon $\Delta l=6$ görbéről olvashatnánk le $l=(n-1)\Delta l=29\cdot 6=174$ méternél. Ez az érték azonban a grafikonon már fel sincs tüntetve, mivel $r \gg 2$.

Tisztán leágazásos megoldás nem jöhet számításba, mivel a megengedhető egy leágazásnál is legalább 15 db csatlakozó kerülne sorba, ahol $r \gg 2$.

Csillagelosztással az elrendezés megvalósítható. Azonban a D, E, F, G szektoroknak az A szektorhoz viszonyítva az erősítőtől való távolsága lényegesen nagyobb. Az elosztás így egyenlőtlen, és az összes kábelhosszúság nem minimális.

Megfontolások alapján célszerű vegyeskapcsolást alkalmazni. A minimális összkábelhosszúsággal elképzelt elrendezést a 18. ábrán előre berajzoltuk.

Közvetlenül az erősítő után elágazással van táplálva az A szektor és alkalmasan elhelyezett csillagelosztással a többi szektor.

A szükséges erősítés meghatározásához a számításokat a legkedvezőtlenebb elhelyezkedésű csatlakozótól kezdjük. Ilyen az E szektor földszinti csatlakozója. Az elosztó utáni ágon $n=7$ db csatlakozó foglal helyet egymástól $\Delta l=6$ méter távolságra. Ekkor $l=(n-1)\Delta l=6\cdot 6=36$ m. A 3. grafikon $\Delta l=6$ görbében haladva a $\Delta l=36$ értéknél az állóhullámarány $r=1,68$ vagyis $r<2$, tehát megfelel.

A teljes hálózat csillapítása a kiválasztott csatlakozóra vonatkozólag (3) képlet szerint:

$$a_{\text{össz}} = a_v + a_e + a_k + a_{cs} - a_{sz} + a_{dt}$$

A fogyasztókkal nem rendelkező kábelszakasz hossza a mellékágelágazástól az elosztóig 50 m, az elosztótól az első csatlakozóig 8 m: $l=50+8=58$ m. A 2. grafikon kábel görbében haladva az $l=58$ m-ig kapjuk: $a_v=7$ dB.

A 4.3.1 fejezet szerint $n=4$ elosztó esetén $a_e=20,8$ dB. A fogyasztókkal terhelt vezeték csillapítása 2. grafikon $\Delta l=6$ görbében $l=(n-1)\Delta l=6\cdot 6=36$ m-nél $a_k=8,5$ dB.

Az előírt csatolási csillapítás 4.1 fejezet szerint: $a_{cs}=17,2$ dB. A szimmetrizáló transzformálása 4.2 fejezet szerint: $a_{sz}=6$ dB. A kábel folyamatossága megszűnik egy mellékág leágazónál, egy kábelelosztónál és 6 db csatlakozónál. Az átmenő csillapítás:

$$a_{dt}=8\cdot 0,2=1,6 \text{ dB.}$$

Az összes csillapítás tehát:

$$a_{\text{össz}}=7+20,8+8,5+17,2-6+1,6=49,1 \text{ dB.}$$

Az antenna feszültség (1b) képlet szerint a mért érték felhasználásával:

$$U_1=0,5 U_a=0,5\cdot 2,86=1,43 \text{ mV.}$$

A szükséges erősítés (2b) képlete, a megadott és számított adatok szerint:

$$A_e = a_{fes} + a_{\text{össz}}$$

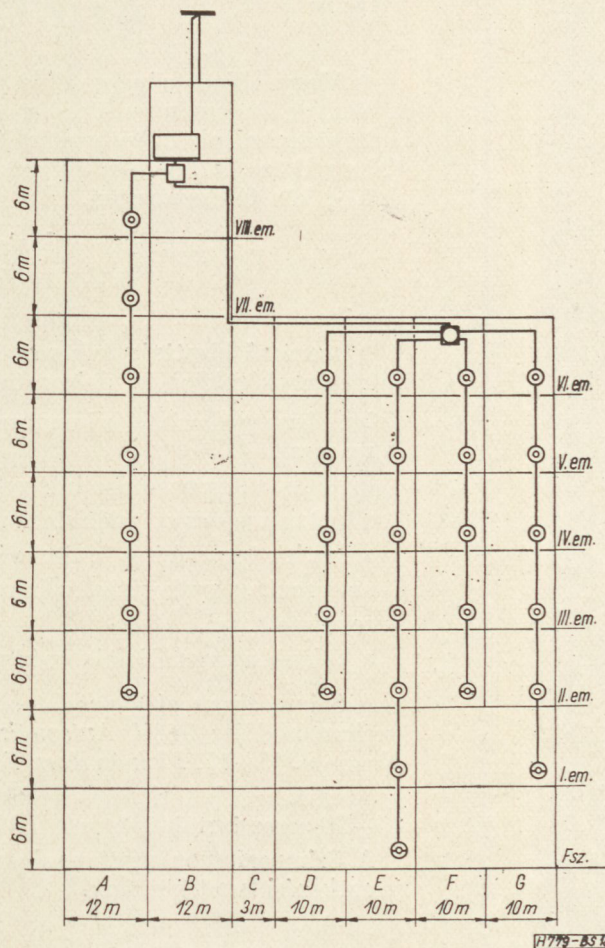
a_{fes} az 5. grafikonból leolvastva $\frac{U_v}{U_{A1}} = \frac{0,5}{1,43} = 0,35$

viszonyból $= -9,14$ dB.

Végülis:

$$A_e = -9,14 + 49,1 = 39,96 \approx 40 \text{ dB.}$$

Mivel számításokat a legkedvezőtlenebb helyen fekvő csatlakozóra végeztük és számítási formuláinknál is mindig a legkedvezőtlenebb eseteket vettük figyelembe, a számított erősítés az előírt követelményeket a hálózat bármely csatlakozójára biztosítja.



18. ábra. A kidolgozott példa feltételezett épületének vázlata a nagyfrekvenciás hálózat sémájával

Ellenőrző mérések vagy várható arányok meghatározására a hálózaton kialakuló feszültségek az 1. grafikonból számíthatók.

Például: ha az E szektor földszinti csatlakozóján, közvetlen a kábelén az előírt feszültség betartásához min. 2 mV szükséges, mennyi lesz a feszültség ugyanezen szektor VI. emeletén, ugyancsak a kábelén?

$\Delta l = 6$ görbén az $l = (n-1)\Delta l = 6 \cdot 6 = 36$ értéknél kapjuk az 1. grafikon külső skáláján $|U| \approx 6$ mV.

Vagy például: ha az A szektor VIII. emeleti fogyasztóján 6 mV-ot mértünk, mennyi lesz ugyanezen szektor III. emeleti fogyasztóján a feszültség?

$\Delta l = 6$ és a két fogyasztó között $n = 6$, vagyis

$$l = (n-1)\Delta l = 5 \cdot 6 = 30 \text{ m.}$$

Az 1. grafikon belső skálájáról $\Delta l = 6$ és $l = 30$ -nál $|U| = 2,5$. Vagyis a VIII. emeleti és a III. emeleti csatlakozók között a feszültség 2,5-szeresre változik. Eszerint:

$$U_{\text{III. emelet}} = \frac{U_{\text{VIII. emelet}}}{2,5} = \frac{6}{2,5} = 2,4 \text{ mV.}$$

A bemutatott példán illetve a kiszámított grafikonokon adott alkatrészek villamos paramétereit vetjük figyelembe. Más típusú építőelemek alkalmazása esetén az általános számítási formulákból a grafikonok megszerkeszthetők, vagy a kívánt értékek közvetlenül számíthatók. A számítási formulák központi vevőantennarendszereken túlmenően bármilyen nagyfrekvenciás fogyasztókkal terhelt hálózaton alkalmazhatók.

IRODALOM

1. Dr. Istvánffy Edvin: Tápvonalak, antennák és hullámterjedés. Tankönyvkiadó 1966.
2. Dr. August Fiebranz: Antennenanlagen für Rundfunk-und Fernsehempfang, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GMBH. 1961.
3. K. Müller-G. Martin: Gemeinschafts-Antennen. Nachrichtentechnik 1959-60.
4. Antenna és antennaerősítő kutatás. Zárójelentés. Híradótechnikai Vállalat. Bp. 1963.

KÖZLEMÉNY

A Magyar Tudományos Akadémia Műszaki Tudományok Osztálya, a Magyar Tudományos Akadémia Automatizálási Kutató Intézete és a Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesület az IFAC (Nemzetközi Automatika Szövetség) védnöksége alatt, 1968. április 9. és 11-e között Budapesten,

„Az impulzus-gyakoriság és impulzus-számosság jelek az automatizálásban”

témában nemzetközi szimpóziumot rendez.

A szervező bizottság felhívást intéz a terület művelőihez a következő tárgykörökben írt dolgozatok benyújtására:

impulzus-gyakoriság és impulzus-számosság jel automatizálási alkalmazásai,

digitális differenciál analizátorok,

növekményes és számlálástechnikai számítási módszerek,

a fentiek tervezési és kivitelezési módjai,

az impulzus-gyakoriság és impulzus-számosság jel alkalmazásának relatív előnyei,

a különféle megvalósítási módszerek relatív előnyei.

A Szimpóziummal kapcsolatos mindennemű felvilágosítást a Szimpózium irodája: *MTA Automatizálási Kutató Intézete*, Budapest XI., Kende u. 13-17, *Molnár Kornélia*, tel.: 267-828, ad.

Jelentkezési határidő a szerzők részére 1967. május 31, a dolgozat 15-20 soros tartalmi összefoglalójával.

A Szimpóziumon résztvenni szándékozóknek, kívánságra előzetes jelentkezési lapot küldünk.

Teljesítmény tranzisztorok

ETO 621.382.3.026(085)

A világpiacon jelenleg beszerezhető tranzisztorok elektromos jellemzőit, ill. alkalmazhatóságát tekintve igen nagy választékban állnak a konstruktőrök rendelkezésére. A félvezetőket előállító gyárak a legkülönbözőbb alkalmazási területek követelményeinek kielégítésére a gyártási technológiáikat, mérési és vizsgálati módszereiket állandóan továbbfejlesztik. Vonatkoznak ezek a megállapítások a teljesítmény tranzisztorok kategóriájára is.

Az első teljesítmény tranzisztor típusok germánium alapanyagból ötvöztetéses technológiával készültek. Ezek elektromos adataira jellemző volt az alacsony 20–50 V kollektor-bázis letörési feszültség, az áramerősítési tényező erős áramfüggése és az alacsony 100 kHz-es nagyságrendű levágási frekvencia. A felhasználási területeket tekintve ezeket a típusokat feszültségátalakítóknak, lassú kapcsoló áramkörökben, szabályzó körökben és kisebb igényeket kielégítő hangfrekvenciás végerősítő fokozatokban alkalmazták.

A félvezető gyárak a nagyobb követelmények elérése érdekében az első germánium ötvöztetett teljesítmény tranzisztor alaptípusaikat továbbfejlesztették és tökéletesítették. Hangfrekvenciás végerősítő fokozat számára egységes típusokat (pl. AD 149, AD 162) gyártanak, egyéb alkalmazásokra közel azonos feszültség és áramlépcső szerinti típusokat hoznak forgalomba.

Nagyfrekvenciás alkalmazásokra (néhány MHz-es működési frekvencián teljesítmény erősítésre és oszcillátorként), minőségi hangfrekvenciás végerősítő fokozatok számára és közepes sebességű kapcsoló célokra egyes cégek germániumból drift technológia alkalmazásával gyártanak teljesítmény tranzisztorokat. Jelenleg a TV vevőkészülékek (fekete-fehér) egy részénél az eltérő fokozatokba is Ge drift teljesítmény tranzisztorokat alkalmaznak.

Ismeretes, hogy a cégek egy része tömegben gyárt szilícium alapanyagokból kedvező elektromos és hőmérsékleti tulajdonságokkal rendelkező teljesítmény tranzisztorokat főként mesa és planár eljárással. Ezeket a típusokat elsősorban nagyfrekvenciás (néhány-száz MHz) teljesítményerősítő és oszcillátor kapcsolásoknál, valamint gyors kapcsoló célokra használják.

Feltehető a kérdés, hogy az újabb korszerű planár technológiával készülő szilícium teljesítmény tranzisztorok mellett indokolt-e továbbra is a germánium ötvöztetett teljesítmény tranzisztor típusok fejlesztése és gyártása. A Ge teljesítmény tranzisztorok létjogosultsága mellett szól egyrészt az a tény, hogy még 1965-ben is jelennek meg jelentős cégek új Ge teljesítmény tranzisztor típussal, másrészt indokoltá teszi gyártásukat a ténylegesen létező felhasználási területük. Elsősorban a közszükségleti szórakoztató készülékek (rádió, TV-vevő, magnetofon) használ-

ják ezeket a típusokat nagy mennyiségben. Beépítik ezeket a típusokat ipari berendezésekbe is abban az esetben, ha a működési frekvencia és környezeti hőmérsékleti követelményeket kielégítik. A szilícium alapanyagból készült teljesítmény tranzisztorok felhasználása a jelenlegi magas árakat tekintve elsősorban az ipari berendezéseknél indokolt, azoknál is főként a nagyfrekvenciás fokozatokban és gyors kapcsoló áramkörökben.

A teljesítmény tranzisztorok kiviteli formája, ill. tokozása tekintetében megjelenésükkor nagy eltérések mutatkoztak a közel azonos jellemzőkkel rendelkező, különböző cégek gyártmányai között. Néhány éve egyöntetűen használják a félvezető gyárak a kisebb teljesítményű típusoknál a SOT-9, a 3 A-es és annál nagyobb áramú típusok esetén a TO-3 és a TO-36, a nagyfrekvenciás típusok esetén a TO-60 jelzésű szabványos tokokat.

OC 1016, AD 1201, AD 1202 germánium pnp hangfrekvenciás teljesítmény tranzisztorok

Az EIVRT-ben 1957–59 között került kifejlesztésre és gyártásra az első OC 1016 típus jelzésű germánium teljesítmény tranzisztor. Az OC 1016 típus kiegészítve az AD 1202 és AD 1203 tranzisztorokkal, képezi az első germánium teljesítmény tranzisztor típuscsaládot.

A típusok fontosabb maximális és jellemző adatai:

Kollektor áram	$I_{CM} \max$	3 A
Kollektor-bázis feszültség		
OC 1016 típusnál	$U_{CB} \max$	32 V
AD 1202 típusnál	$U_{CB} \max$	45 V
AD 1203 típusnál	$U_{BC} \max$	60 V
Nagyjelű áramerősítési tényező		
$(U_{CE}=1 \text{ V}, I_E=3 \text{ A})$	h_{21E}	16
Levágási frekvencia	f_x	200 kHz
Veszteségi teljesítmény		
25°C tokhőmérsékleten	$P \max$	13,5 W

Részletes adatok az egyes típusokra vonatkozóan a TUNGSRAM katalóguslapokon találhatók.

Az adatok figyelembevételével mellett ezek a típusok alkalmazhatók hangfrekvenciás A osztályú végerősítőknél, feszültség átalakítóknál, stabilizátorokban és különböző kapcsoló és szabályozó áramkörökben. A fenti típusokból válogatott párok előnyösen használhatók B osztályban működő hangfrekvenciás erősítőknél.

Az elsőnek kihozott OC 1016, AD 1202, AD 1201 típuscsalád elektromos jellemzőinek (letörési feszültség és áramerősítési tényező áramfüggése) továbbfejlesztése terén elért eredményeket röviden a következőkben foglalhatók össze.

Az átszűrési feszültség (V_{pt}) növelése terén elért eredmények

Mint ismeretes a kollektor-bázis átmenet letörése az n típusú bázis réteg fajlagos ellenállásától és felületi hatásoktól függ. Ebből következik, hogy a kollektor-bázis letörési feszültség növelésének egyik módja az n típusú bázisréteg fajlagos ellenállásának a növelése, másik módja a felület gondos mosása és szárítása lehet. A fentiek figyelembevételével mellett kezdetben jó kollektor-bázis letörési feszültséggel rendelkező germánium teljesítménytranszisztorok impulzus üzemből működtetve gyakran kollektor-emitter zárlatosakká váltak. Megoldást az átszűrési feszültség V_{pt} vizsgálata és ennek kapcsán módosított ötvözési technológia jelentett. Az átszűrési feszültség (V_{pt}) alatt azt a kollektor-bázis kivezetők közé kapcsolt zárófeszültséget értjük, amelynél a kollektor kiürített rétege eléri az emittert.

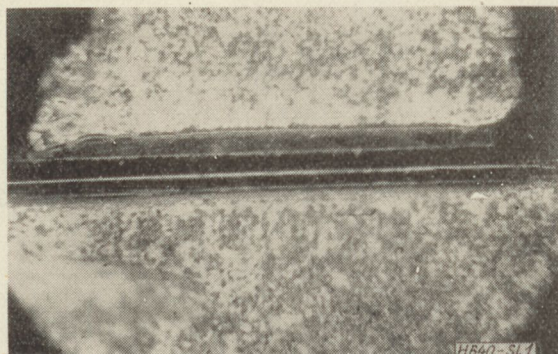
Az átszűrési feszültség a tényleges bázisvastagság négyzetével arányos. Abban az esetben, ha a teljesítmény transzisztor beötvözése egyenletlen, a csúcsok hatására a tényleges bázis vastagság lecsökken, és így ezeknél a transzisztoroknál az átszűrési feszültség (V_{pt}) értéke alacsony. Az ötvözési technológia fejlesztésével, sík párhuzamos $P-N$ átmenetek előállításával lehetett magas átszűrési feszültség értéket biztosítani.

A továbbfejlesztett ötvözési technológiával készült germánium teljesítmény transzisztor metszetet ábrázol az 1. ábra. A metszetről készült felvételen jól megfigyelhető a közel párhuzamosnak tekinthető $P-N$ átmenet.

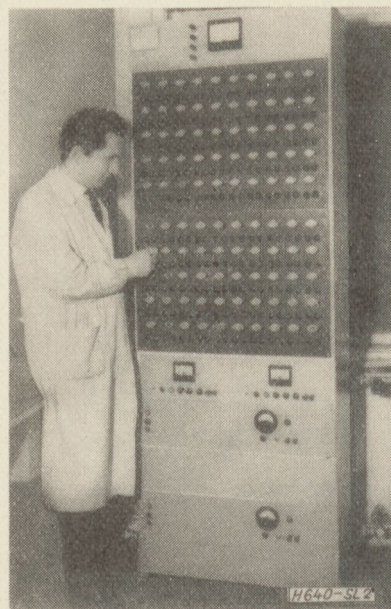
A transzisztorok gyári vizsgálatánál az ötvözés minőségének ellenőrzésére, a magas átszűrési feszültség biztosítására az átszűrési feszültség (V_{pt}) mérését rendszeresen végzik, a megengedett érték a katalógusi $U_{CB\ max}$ feszültség közel kétszerese. Tömegesen ellenőrzik még a transzisztorok $U_{(BR)CBO}$ kollektor lavina letörési feszültséget.

A megjavított ötvözési technológia és a bevezetett elektromos tömegvizsgálatok biztosítják a teljesítmény transzisztorok biztonságos működését különösen impulzus üzemi alkalmazások esetén.

Ezt igazolják a lefolytatott tartós üzemi terhelési vizsgálatok eredményei. A tartós üzemi terhelési (élettartam) vizsgálatokat kétféle üzemmódban végzik:



1. ábra. Germánium-ötvözött teljesítmény transzisztor metszete



2. ábra. Teljesítmény transzisztorok statikus üzemi tartós terhelő kerete

1. Sztatikus üzemmódban olyan munkaponti beállításban, hogy az adott környezeti hőmérsékleten a diszipált elektromos teljesítmény hatására a réteg-hőmérséklet a megengedett maximális értéken ($T_{j\ max-on}$) legyen.

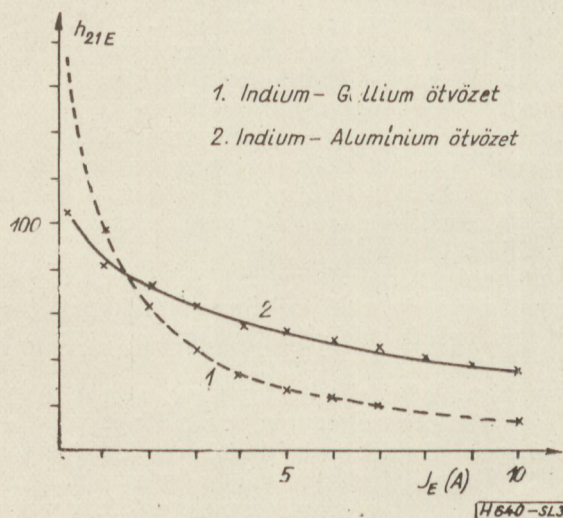
2. Impulzus üzemből, a megengedett maximális kollektor áram ($I_{C\ max}$) igénybevétele mellett.

A tartós üzemi terhelés vizsgáló keretét a 2. ábra mutatja be.

Az áramerősítési tényező (h_{21E}) emitteráram függésének csökkentése

Az ötvözött transzisztorok áramerősítési tényezője függ a felületi és térfogati rekombinációtól és az emitter hatásfoktól, mely az emitteren átfolyó áram és a hasznos lyukáram viszonya.

Nagyáramú vezérlésnél az áramerősítési tényező növelhető az emitterhatásfok megjavításával. A kísér-

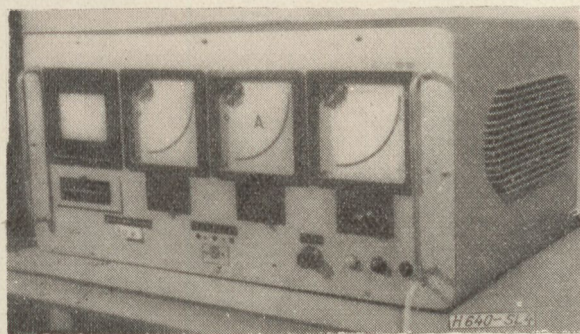


3. ábra. Teljesítmény transzisztorok áramerősítésének (h_{21E}) változása az emitteráram (I_E) függvényében

letek folyamán beigazolódott, hogy az emitterként használt különböző ötvözetek közül a legjobb eredményt a hatásfok megjavítására indium-alumínium ötvözzel érhető el.

A 3. ábrán egy indium-gallium és egy indium-alumínium emitterötvözetű tranzisztor áram erősítési tényezőjének (h_{21E}) emitteráram függése látható $U_{CE}=1$ V és $I_E=0-10$ A-es tartományban.

Ezen görbék felvétele az átmenet káros felmelegedésének elkerülésére impulzus üzemben történik. A mérendő tranzisztor bázisára növekvő amplitúdójú impulzus sorozatot kapcsolva, egy hányados képző fokozat után az erősítés emitteráram-függése mutatós műszeren leolvasható vagy oszcilloszkop kalibrált ernyőjén az áramfüggés közvetlenül felrajzolható. A berendezés (4. ábra) 25 mA – 10 A-ig terjedő emitteráram tartományban működtethető.



4. ábra. Áramerősítési tényező vizsgáló berendezés

OC 26 hangfrekvenciás erősítő és ASZ 1015, ASZ 1016, ASZ 1017, ASZ 1018 germánium pnp teljesítmény kapcsoló tranzisztorok

A felsorolt gyártásba került teljesítmény tranzisztor típusoknál az előzőekben röviden összefoglalt technológia és vizsgálati eredmények bevezetésére kerültek. Sikertől elérni a magasabb zárófeszültséget, nagyobb kollektoráramot és jobb erősítési tulajdonságokat.

A típusok fontosabb maximális és jellemző adatai:

Kollektor áram	I_{Cmax}
OC 26	3,5 A
ASZ 1015–1018	6 A
Kollektor-bázis feszültség	U_{CBmax}
OC 26	40 V
ASZ 1015 és ASZ 1018	80 V
ASZ 1016 és ASZ 1017	60 V
Nagyjelű erősítési tényező ($U_{CE}=1$ V, $-I_C=1$ A)	h_{21E}
OC 26	20... 55
ASZ 1015	20... 55
ASZ 1016	45... 130
ASZ 1017	27... 75
ASZ 1018	30... 110

Részletesebb adatok (kapcsolási jellemzők) a TUNGSRAM katalóguslapokon találhatók.

A fenti tulajdonságok következtében ezek a teljesítmény tranzisztorok jól alkalmazhatók kapcsoló üzemben, feszültség átalakítóknál és szabályzó áram-

körökben. Alkalmassak hangfrekvenciás A és B osztályú végerősítőkben abban az esetben ha nincs különösebb igény magashang átvitelben (pl. használhatók járművek és hangosbemondók erősítőiben).

Fejlesztés alatt levő teljesítmény tranzisztorok

Napjainkban a tranzisztorizált (vagy legalábbis résztranzisztorizált) szórakoztató készülékeket és ipari nagyberendezéseket tekintik korszerűnek. Ezen irányzat hatására megjelenő újabb felhasználási területek igénye szükségessé teszi a jelenlegi gyártásban levő típusok továbbfejlesztését és új típusok gyártását.

Elkerülhetetlenné válik a hálózatról működő szórakoztató készülékek (HI–FI erősítők, rádiók, TV-vevőkészülékek és magnetofonok) hangfrekvenciás végerősítő fokozatainak tranzisztorizálása. Ezen készülékek tranzisztoros hangfrekvenciás végerősítő fokozataitól megkövetelik a hagyományos (elektroncsöves) végerősítőknél elért elektromos jellemzőket (teljesítmény, frekvenciamenet és torzítási tényező). A tranzisztoros hangfrekvenciás végerősítőknél a magashangok megfelelő szintű és torzításmentes átvitele okoz nehézséget. Ennek kiküszöbölésére szükséges a jelenlegi teljesítménytranzisztorok emitter kapcsolásban mért f_β határfrekvenciájának 5 KHz-es átlagértékét 12 KHz-re felemelni. Ezt a frekvencia követelményt kielégítő A osztályban 2–4 W hasznos kimenőteljesítményt szolgáltató hangfrekvenciás teljesítmény tranzisztorok AD 149 és AD 150 típusjelzéssel kerülnek kifejlesztésre. A sztereó hangvisszaadás elterjedése is igényli a néhány watt hasznos teljesítményt szolgáltatató jó hangminőségű végerősítő fokozatokat, rádió, lemezjátszó és magnetofon készülékek vonatkozásában. Erre a célra kerül kifejlesztésre SOT–9 tokban 2,5 A max kollektorárammal és 32 V max kollektor feszültséggel az AD 162 típus, mellyel B osztályban 4–6 W hasznos kimenőteljesítmény nyerhető. Ez a típus helyettesíti az OC 30, AD 139, AD 148 és AD 152 típusjelzésű régebbi kiadású külföldi tranzisztorokat. HI–FI erősítők végerősítő fokozataiban használható teljesítmény tranzisztorok AL 100, AL 101, AL 102, AL 103 típusjelzéssel, drift technológiával kerülnek kifejlesztésre.

A TV vevőkészülékek tranzisztorizálása folyamán a kép és soreltérítés feladata új követelményeket támaszt az erre a célra felhasználásra kerülő teljesítmény tranzisztorokkal szemben. A képeltérítés fekete-fehér készülékeknél az eddigi tapasztalatok alapján 6–8 A kollektorárammal és 80–100 V-os maximális kollektorfeszültséggel rendelkező teljesítmény tranzisztort igényel. Erre a célra alkalmazhatók az ASZ 1016 és ASZ 1018 típusok. A soreltérítés lényegesen nagyobb követelményeket támaszt a végerősítő fokozatban felhasználásra kerülő teljesítmény tranzisztorokkal szemben a feszültségigénybevétel és gyors kapcsolási idő tekintetében. Ezen feladat megoldására germánium drift vagy szilícium teljesítmény tranzisztorokat, esetleg vezérelt egyenirányítókat alkalmaznak. Erre a célra az AU 106, AU 107 és AU 108 típusjelzésű germánium drift teljesítmény tranzisztor típusok kerülnek kifejlesztésre.

Ipari nagyberendezésekben való felhasználásra került kifejlesztésre és gyártásra az ASZ 1015–1018 típuscsalád ipari megbízható változata, ASZ 15, ASZ 16, ASZ 17 és ASZ 18 típusjelzéssel. Ezen típusok maximális elektromos adatai nagyobb követelmények kielégítését teszik lehetővé. A jellemző adatok nagy része megegyezik az előző ASZ 1015–1018 típusok adataival. Az elektromos jellemzők kiegészültek mechanikai, klíma és megbízhatósági, valamint élettartam követelményekkel.

Nagyobb árammal ($I_{C\max} = 15$ A) és teljesítménnyel ($P_{\max} = 50$ W) igénybevehető ipari teljesítmény tranzisztorok ADZ 11 és ADZ 12 típusjelzéssel kerülnek kifejlesztésre.

A fejlesztési tervek ipari célokra szilíciumból planár technológiával gyors kapcsoló áramkörökbe a BUY 12, BUY 13 és BUY 14 típusok, nagyfrekvenciás alkalmazásokra a BYL 16 és BLY 22 típusok kifejlesztését irányozzák elő.

IRODALOM

1. TUNGSRAM: Gyártásban levő kereskedelmi tranzisztorok 1966/7 II. kötet.
2. Dr. Szép Iván – Dr. Giber János: Félvezető eszközök konstrukciója és technológiája. Mérnöki Továbbképző Intézet Kiadványa.
3. M. Kocsis: Zusammenhang zwischen inhomogener Basisdicke und Zerstörung des legierten Transistors.
4. TUNGSRAM TECHNISCHE MITTEILUNGEN 1963. 8.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372.821:621.372.832.8

Bársony P.:

Szalagtápvonalas Y eirkulátor

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) 5. sz.

A szalagtápvonalas cirkulátorok a mikrohullámú technika nélkülözhetetlen eszközei. A Maxwell-egyenleteket az adott cirkulátor elrendezésre megoldva (bizonyos egyszerűsítésekkel) azt kapjuk, hogy a szalagtápvonalas cirkulátorokban a nagyfrekvenciás térrezonáns módusokban van jelen. A cirkulátort, mint mágneses fallal határolt rezonáns üreget foghatjuk fel. A rezonáns módusok jelenléte kísérletileg is kimutatható. Cirkulátorként való beállításnál a munkapontot a legalacsonyabb rezonáns frekvenciájú móduspár közé állítjuk be, az egyenmágneses térrel úgy, hogy a két rezonáns módus admittanciájának fázisszöge 30° legyen, különböző előjellel. A ferrittárcsa átmérője az adott frekvenciákra a rezonancia feltétel teljesítéséből meghatározható. A referencia síkban mutatott hullámadmittanciát a szalagtápvonal hullámadmittanciájához különböző eljárásokkal illesztjük. Szalagtápvonalas cirkulátorokat a 380–6500 MHz-es sávban készítettünk. A 390–470 MHz-es URH sávot egy geometriával fogtuk át.

ETO 621.372.54.029.62.001.24:621.372.852.1

Ruszhthy Cs.:

URH-szűrők tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) 5. sz.

A cikk az URH-szűrők elméleti méretezésének lehetőségeivel kíván foglalkozni. Olyan csatolt tápvonal-szakaszokból és kapacitásokból álló szűrőt tárgyal, amelynek csillapításgörbéje az áteresztő sáv közelében pólusmentes. A mindössze kétféle kapcsolási elem használatának előnye, hogy az eredményül kapott összefüggések egyszerűek, áttekinthetők. A szerző bevezette az URH-szűrő-alaptag kapcsolást. A szűrő alaptag jellemző paramétereit (geometriai méretek, kapacitás érték) az áteresztő sáv előírásokból számolható. A kaszkádba kapcsolt szűrőtagok száma a zárósávi előírt csillapítástól függ.

Elosztott paraméterű hálózatok csillapításgörbéje aritmetikusan szimmetrikus. A cikk törekszik, hogy koncentrált paraméterű elemek beiktatásával legalább elsőrendűen szimmetrikus csillapítás görbét kapjon.

A közlemény a csatolt tápvonalszakasszal foglalkozó irodalomra épül.

ETO 621.396.67:621.317.727.1

Bárdos S.:

Központi vevőantenna rendszerek nagyfrekvenciás elosztóhálózatának méretezése

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) 5. sz.

A cikk röviden ismerteti a központi vevőantennarendszereket és azok építő elemeit. Részletesen tárgyalja a nagyfrekvenciás elosztóhálózatok transzformációs tulajdonságait, a fogyasztók darabszámától és elhelyezkedésétől függő csillapításokat, a kialakuló állóhullámokat. Az elosztóhálózat méretezésére valamennyi tényező együttes hatásának figyelembevételével számítási formulákat vezet le. A formulákat ismert paraméterű építőelemek és szabvány követelmények figyelembevételével grafikusán is feldolgozza. A gyakorlati alkalmazást mintapéldán mutatja be.

Обобщения

ДК 621.372.821:621.372.832.8

П. Баршоны:

У-циркулятор из ленточного фидера

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII. (1967) № 5.

Циркулятора из ленточного фидера являются необходимыми средствами микроволновой техники. Решение уравнений Максвелла для данного типа циркулятора даёт результат, что поле в ч. в циркуляторе ленточного типа имеет вид резонансных колебаний. Циркулятор понимается как объёмный резонатор в резонансе ограниченный магнитной стеной. Присутствие видов резонансных колебаний можно показывать экспериментом. Регулировка циркулятора следующая: рабочая точка должна находиться между двумя видами резонансных колебаний, имеющих низкие частоты, с помощью изменения магнитного поля постоянного тока, фазовый угол между полными проводимостями двух видов резонансных колебаний должен быть 30° , и знаки противоположные. Диаметр ферритового диска определяется по условию резонанса для данных частот. Согласование волнового сопротивления ленточного фидера осуществляется различными методами. Ленточные фидеры изготовлены в диапазоне 380–6500 МГц. Диапазон УКВ 390–470 МГц осуществлен в виде одного блока.

ДК 621.372.54.029.62.001.24:621.372.852.1

Ч. Русти:

Проектирование фильтров УКВ

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII. (1967) № 5.

Испытываются возможности теоретического расчета фильтров УКВ. Излагается фильтр содержащий связанные секции фидеров и ёмкости, не имеющих полюсов на кривой затухания вблизи полюсы пропускания. Выгодой применения только двух элементов схемы является, что соотношения, полученные как результаты, простые, ясные. Введена схема основного звена фильтра. Характерные параметры основного звена фильтра (геометрические размеры, величина ёмкости) могут быть вычислены из данных спецификации полюсы пропускания. Число звеньев фильтров, включенных ступенями зависит от затухания в полосе пропускания.

Кривая затухания сетей с распределенными параметрами является арифметически симметричной. Включением элементов с концентрированными параметрами стараются получить кривые затухания с симметрией первого порядка.

Основой статьи является литература по связанным секциям фидеров.

ДК 621.396.67:621.317.727.1

Ш. Бардош:

Проектирование сети распределения в ч. коллективных приемных антенн

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII. (1967) № 5.

Дан краткий отчет о коллективных приемных антеннах и их деталях. Подробно изложены трансформационные параметры сетей распределения в ч. затухания в зависимости числа и мест жительства потребителей, а произведение стоячих волн. Даны расчётные формулы по проектированию сети распределения с учётом влияний всех факторов. Разработан график с учётом элементов с известными параметрами и требований стандартов. Применение в практике показано на некоторых примерах.

ETO 621.382.3.026(085)

Schronk L.:

Teljesítmény tranzisztorok

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) 5. sz.

A gyártmányismertető első részében összefoglalja a különböző alapanyagból és gyártástechnológiával készülő teljesítmény tranzisztorokat és azok alkalmazási területeit. Ismerteti a hazai gyártású típusokat, a technológia és vizsgálati módszerek terén elért néhány eredményt. Tájékoztató a fejlesztés alatt levő és fejlesztésre előirányzott típusokról.

Zusammenfassungen

DK 621.372.821:621.372.832.8

P. Bársony:

Y – Zirkulator mit Bandspeiseleitung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 5.

Die Bandspeiseleitungszirkulatoren sind unentbehrliche Geräte der Mikrowellentechnik. Die Maxwell-Gleichungen gelöst für die gegebenen Zirkulatoranordnungen (mit gewisser Vereinfachung) bekommen wir das Ergebnis, dass das Hochfrequenzfeld in den Bandspeiseleitungszirkulatoren als Resonanzmod gegenwärtig ist. Den Zirkulator können wir als einen mit magnetischer Wand umgehüllten Hohlraum auffassen. Die Gegenwart des Resonanzmodos ist empirisch auch nachweisbar. Bei der Einstellung als Zirkulator stellt man den Arbeitspunkt zwischen das Modenpaar von niedrigster Frequenz mit dem Gleichstrommagnetfeld so ein, dass der Phasenwinkel der Admittanz der zwei Resonanzmode 30° sein soll mit verschiedenen Vorzeichen. Der Durchmesser der Ferritscheibe kann für die gegebenen Frequenzen durch die Erfüllung der Resonanzbedingungen bestimmt werden. Die in der Referenzebene vorhandene Wellenadmittanz wird mit verschiedenen Verfahren zu der Wellenadmittanz der Bandspeiseleitung angepasst. Wir haben Bandspeiseleitungszirkulatoren in dem 380 – 6500 MHz Band hergestellt. Den UKW – Band von 390 – 470 MHz hat man mit einer einzigen Ausführung durchgestimmt.

DK 621.372.54.029.62.001.24:621.372.852.1

Cs. Ruszthy:

Entwurf der UKW-Filter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 5.

In dem Artikel wird mit den theoretischen Entwurfsmöglichkeiten der UKW-Filter beschäftigt. Es werden solche, aus gekoppelten Speiseleitungstücken und Kapazitäten bestehende Filter beschrieben, deren Dämpfungskurve in der Nähe des Durchlassbandes polfrei ist. Der Vorteil der Anwendung von nicht mehr als zweierlei Schaltelementen ist, dass die als Ergebnis erhaltenen Zusammenhänge einfach und leicht übersichtlich sind. Der Verfasser hat die UKW-Filtergrundgliederschaltung eingeführt. Die charakterisierende Parameter der Filtergrundglieder (geometrische Abmessungen, Kapazitätswerte) können aus den Vorschriften für den Durchlassband ausgerechnet werden. Die Zahl der in Kaskad geschalteten Filterglieder hängt von der für den Sperrband vorgeschriebenen Dämpfung ab. Die Dämpfungskurve der Netzwerke mit verteilten Parametern ist arithmetisch symmetrisch. Der Verfasser bemüht sich mit dem Einsatz von Elementen mit konzentrierten Parametern eine symmetrische Dämpfungskurve mindestens erster Ordnung zu erhalten. Der Aufsatz beruht auf der Literatur, die sich mit der gekoppelten Speiseleitungstücken beschäftigt.

DK 621.396.67:621.317.727.1

S. Bárdos:

Bemessung des Hochfrequenzleitungsnetzes eines Gemeinschaftsempfangsantennensystems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 5.

In dem Artikel werden kurz die Gemeinschaftsempfangsantennensysteme und deren Bauelemente erörtert. Es werden die Transformationseigenschaften der Hochfrequenzleitungsnetze, die Dämpfungen, welche von der Nummer und Anordnung der Verbraucher abhängig sind und die erzeugten stehenden Wellen eingehend beschrieben. Es werden Berechnungsformeln bezüglich der Bemessung des Leitungsnetzes, den Gesamteinfluss aller Faktoren in Betracht nehmend, abgeleitet. Die Formeln werden auch graphisch verarbeitet mit Verwendung von Bauelementen mit bekannten Parametern und mit Rücksicht auf die Forderungen der Normen. Die praktische Anwendung wird durch Modellbeispiele dargestellt.

DK 621.382.3.026(085)

L. Schronk:

Leistungstransistoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 5.

In dem ersten Teil des Produktenprospektes werden die aus verschiedenen Grundstoffen und mit verschiedener Produktionstechnologie erzeugten Leistungstransistoren und deren Anwendungsgebiete zusammengefasst. Es werden die ungarischen Produktionstypen und die Ergebnisse auf dem Gebiet der Technologie und Prüfmethode erörtert. Es wird eine Information bezüglich der sich in Entwicklung befindlichen und zur Entwicklung vorgesehenen Typen gegeben.

DK 621.382.3.026 (085)

Л. Шронк:

Транзистора мощности

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVIII. (1967) № 5.

Первая часть статьи обобщает транзистора мощности изготовленные из разных сырьей и разными технологиями производства, а также их области применения. Описаны типа венгерского производства и некоторые результаты в области технологии и методов испытания о типах в стадии разработки и предложенные на разработку.

Summaries

UDC 621.372.821:621.372.832.8

P. Bársony:

Strip Transmission Line Type Y Circulator

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 5.

The circulators with strip transmission line are essential means of the microwave technique. Solving the Maxwell equations (with certain simplification) for the set-up of the given circulator we obtain the result that the high frequency field is in resonant mode present in strip transmission line type circulators. The circulator may be computed as a resonant cavity surrounded by a magnetic wall. The presence of the resonant modes can be proved also empirically. By tuning as a circulator the working point shall be adjusted between the pair of modes of the lowest frequency by the D.C. magnetic field in such a way, that the phase angle of the admittance of the resonant modes shall be 30° with different signs. The diameter of the ferrit disc can be determined for the given frequencies by meeting the requirements of resonance. The wave admittance in the reference plane is adjusted to that of the strip transmission line by different procedures. Strip line circulators for the 380 – 6500 MHz band were prepared. The 390 – 470 MHz USW band is tuned by one device.

UDC 621.372.54.029.62.001.24:621.372.852.1

Cs. Ruszthy:

Design of UHF Filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 5.

The paper deals with the possibilities of the theoretical design of UHF filters. It discusses a filter consisting of coupled transmission line sections. The advantage of the use of only two kinds of circuit elements is, that the resulting relations are simple and clear. The author introduced the circuit elements of the UHF basic filter section. The characterising parameters of the basic filter section (geometrical dimensions, capacity values) can be calculated from the specification of the pass-band. The number of the cascaded filters is dependent of the attenuation specified for the stop-band. The attenuation curve of the network with distributed parameters is arithmetically balanced. The author by inserting elements with concentrated parameters makes an effort to get a first-order balanced attenuation curve. The publication is based on the literature dealing with coupled transmission line sections.

UDC 621.396.67:621.317.727.1

S. Bárdos:

Design of the High Frequency Distribution Network of Central Receiving Aerial Systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 5.

In the paper the central receiving aerial systems and their components are described. The transforming properties, the attenuations depending on the number and location of the users and the developing standing waves of the high-frequency distributing networks are described in detail. Calculation formulae are deduced from the design of the distributing network taking into account the summarized effect of all factors. The formulae are presented also graphically taking into consideration the components with known parameters and the requirements of the standards. The practical application is presented by some specific examples.

UDC 621.382.3.026(085)

L. Schronk:

Power Transistors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 5.

In the first part of this prospect of products the power transistors made of different basic materials and by different technology and their field of application are summarized. The home-made types are presented and certain results obtained in the field of technology and test methods are described. Information is given concerning the types under development and envisaged for development.

Résumés

CDU 621.372.821:621.372.832.3

P. Bársony:

Circulateur Y à ligne de transmission de ruban

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 5.

Les circulateurs Y à ligne de transmission de ruban sont moyens indispensables de la technique de microondes. Les résultats des solutions des équations de Maxwell (avec certaines simplifications) présentent que le champ H. F. dans les circulateurs de ruban est présent en forme des oscillations à modes résonants. Le circulateur peut être représenté comme une cavité résonante ayant des murs magnétiques. La présence des oscillations à mode résonant peut être démontré par un essai. En ajustant le circulateur le point de travail doit se trouver entre les deux oscillations à mode résonant ayant les fréquences les plus basses, avec la variation du champ c.c. L'angle de phase des admittances des oscillations à mode résonant doit être 30° , avec signes opposés. Le diamètre du disque de ferrite peut être déterminé par la satisfaction de la condition de résonance, pour les fréquences données. L'adaptation de l'admittance caractéristique dans le plan de référence et de l'admittance de la ligne de transmission est faite par méthodes différents. Circulateurs ont été faits pour la gamme de fréquence 380 – 6500 Mc/s. La gamme UHF 390 – 470 Mc/s est réalisée par une seule unité.

CDU 621.372.54.029.62.001.24:621.372.852.1

Tch. Rusthy:

Projet des filtres UHF

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 5.

L'article traite les possibilités du projet théorique des filtres UHF. Un type de filtre comprenant des sections de ligne de transmission couplées et des capacités, dont la courbe d'affaiblissement n'a pas des pôles dans le voisinage de la bande passante, est exposé. L'avantage de l'utilisation de seulement deux éléments de circuit est la simplicité et clarté des relations. Le concept de la section fondamentale UHF est introduit. Les paramètres caractérisant la section fondamentale (dimensions géométriques, la valeur de la capacité) peuvent être calculés des exigences de la bande passante. Le nombre des sections connectées en cascade dépend de l'affaiblissement spécifié pour la bande d'atténuation.

La courbe d'affaiblissement des réseaux à paramètres distribués est arithmétiquement symétrique. Par insertion des éléments à paramètres concentrés on a essayé d'obtenir une courbe d'affaiblissement ayant une symétrie de premier ordre. L'article est basé sur la littérature des sections de ligne de transmission couplées.

CDU 621.396.67:621.317.727.1

S. Bárdos:

Projet du réseau de distribution des systèmes d'antennes de réception collectives H.F.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 5.

L'article expose les systèmes de réception collectives et leur composants. Les caractéristiques de transformation des réseaux de distribution H.F., les affaiblissements en fonction du nombre et de la location des usagers, les ondes stationnaires développées sont discutés en détail. Des formules de calcul sont déduites pour le projet des réseaux de distribution, considérant l'influence de tous les facteurs. Les formules sont illustrées aussi en diagrammes à la base des éléments ayant des paramètres connus et des exigences standardisées. Un exemple est présenté pour mise en application pratique.

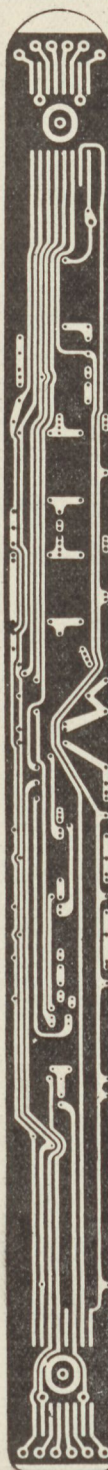
CDU 621.382.3.026(085)

L. Schronk:

Transistors de puissance

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVIII. (1967) N° 5.

Dans la première partie de l'article les transistors de puissance fabriqués des matières de base différentes et leur domaines d'application sont résumés. Les types de fabrication hongroises, quelques résultats obtenus technologiques et des méthodes d'essai sont discutés. Une information des types existants et prévus est donnée.



VÖRÖSRÉZZEL

BEVONT

LAMINÁLT

BAKELIT LEMEZEK

NYOMTATOTT

ÁRAMKÖRÖK

SZÁMÁRA

31. PAVILON 15. SZ. STAND

BUDAPESTI NEMZETKÖZI VÁSÁR

A vörösrézzel bevont laminált bakelit lemez tv-készülékek, tv-felvevőgépek, rádiók, telefonok, áramkörök, navigációs segédeszközök, távvezérelt rakéták, elektronikus számológépek készítésénél és egyéb más felhasználási területen kerül alkalmazásra.

Ezek az anyagok, beleértve a hajlítható, rézzel bevont poliészter fóliát, az új hidegen sajtolt rézzel bevont lemezeket, amelyek különösen a többfázisú áramkörök céljaira készülnek — mind bemutatásra kerülnek a Budapesti Nemzetközi Vásáron.

BXL

PLASTICS MATERIALS
GROUP LTD.

12—18 Grosvenor Gardens, London, England,

Telex: 23379

Előzetes megrendelés nélkül *azonnal*

beszerezheti

HÍRADÁSTECHNIKAI

elektromos és elektromechanikai

ALKATRÉSZ

szükségletét a



1. SZ. KÖZÜLETI BOLTJÁBAN

Budapest, VII., Hernád utca 9. Telefon: 225-810

GYORS KISZOLGÁLÁS!

Az áruátvétel bélyegzővel, készpénz-, csekkfizetéssel történik!

**A Lapkiadó Vállalat hirdetéseket felvesz
az alábbi díjszabás szerint:**

Egészoldalas hirdetés ára 1440,— Ft

Féloldalas hirdetés ára 720,— Ft

Negyedoldalas hirdetés ára 360,— Ft

H I R D E S S E N A

HÍRADÁSTECHNIKÁBAN

A hirdetések az alábbi címre küldendőek:

LAPKIADÓ VÁLLALAT, BUDAPEST, VII., LENIN KÖRÚT 9-11

Telefon: 221-285

Befizetéseket az MNB 46. egyszámlára kérjük

Zenekedvelők figyelem!

Erősítőberendezések, mikrofonok és tartozékai, zenegépek, stereo lemezjátszók

1000 Ft feletti vásárlás esetén

OTP HITELAKCIÓBAN IS!

Szaktanácsokkal rendelkezésére állunk!

E C H O

ELEKTROAKUSZTIKAI SZAKÜZLET

Budapest., VI., Bajcsy-Zsilinszky u. 19.



TRANSZFORMÁTOR KTSZ

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

Nagyfeszültségű készülékek:

anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyors szabályozók:

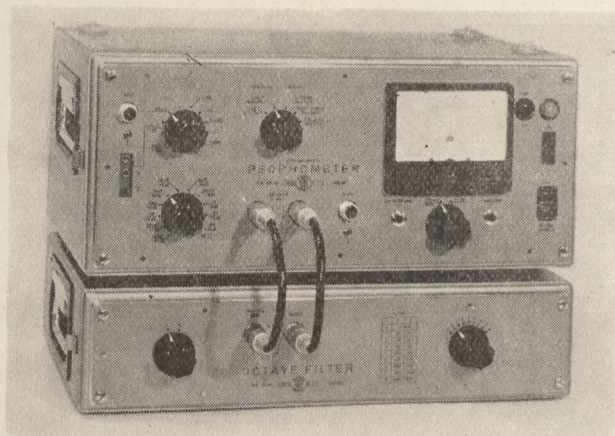
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyors szabályozók

Feszültség szabályozók:

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekercses
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

Transzformátorok:

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



MŰSZAKI ADATOK:

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

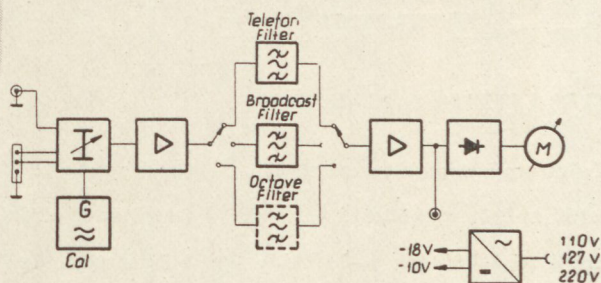
BEMENŐ IMPEDANCIÁK:

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

Tranzistoros

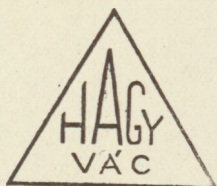
PSOPHOMETER

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



Gyártja: ELEKTRONIKA

Budapest, VII., Klauzál u. 30.
Telefon: telefonkönyv 31. oldal



HÍRADÁSTECHNIKAI ANYAGOK GYÁRA

VÁC, ZRÍNYI UTCA 1

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

Transzformátor alkatrészek, lemezmaglapok, köpeny transzformátorokhoz és fojtótekercsekhez: tekercselt vágott vasmagok, csévetestek, hálózati, valamint hangfrekvenciás transzformátorok és fojtótekercsek.

Fénycsőfojtók.

Nyomtatott áramköri huzalozású lemezek.

Töltött és töltet nélküli forrasztóórnok.



MAGYAR KÁBEL MŰVEK

IGAZGATÓSÁG ÉS KÖZPONTI GYÁR

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

ZOMÁNCBUZALGYÁR | SZEGEDI KÁBELGYÁR

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

GYÁRTMÁNYOK:

Erősáramú szigetelt vezetékek

Jelző, mérő, működtető kábelek

Erősáramú kábelek 1—35 kV-ig

Alumínium és acél-alumínium
szabadvezetékek

Tekercselő huzalok

Switch-kábelek

Gumitömlő-kábelek

Híradástechnikai vezetékek

Távkábelek

Távbeszélő kábelek

Hajókábelek

Szigetelt zománcbuzalok

Mikroszeparátor lemezek

Zárt-acélkötevek

Hullámosított lemezek

Kábeldobok



VÁKUUM

Torr.

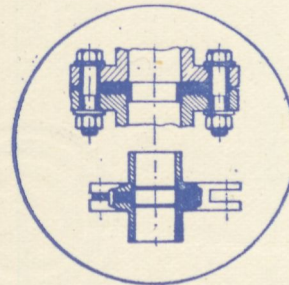
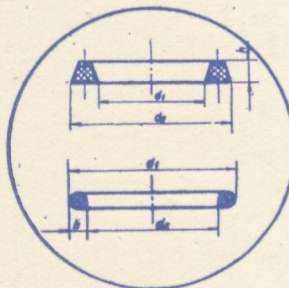
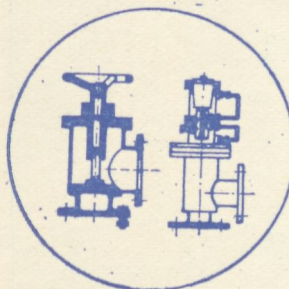
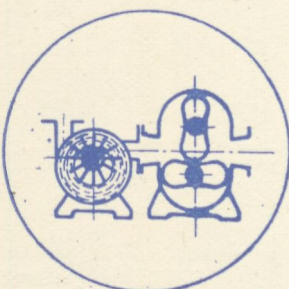
10^1

10^0

10^{-1}

10^{-2}

10^{-3}



Root-szivattyúk

Finomvákuum
szivattyúrendszerek 6000 m³/óra
szívósebességig

Vákuumszelepek

Mechanikus; elektromos; elektropneumatikus;
membrán; légbeeresztő; átmenő és sarokszelepek
NÁ 10—NÁ 250-ig

Tömítések

Gumiból és szilikongumiból
Trapéz és O gyűrűk minden méretben
Végtelenített szilikon gumizsinórok

Ezenkívül:

Csatlakozó szerelvények, elektromos vákuumkapcsolók, automatika elemek és egyéb vákuumtechnikai szerelvények

Figyelem

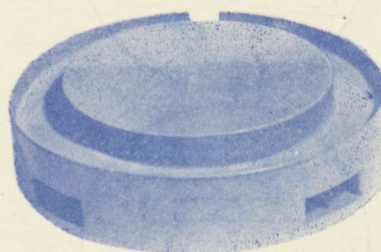
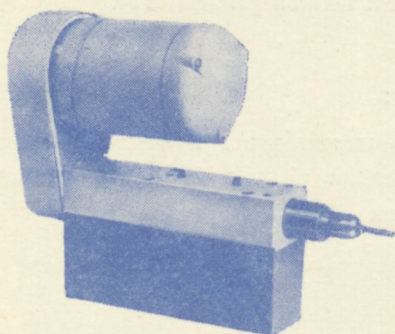
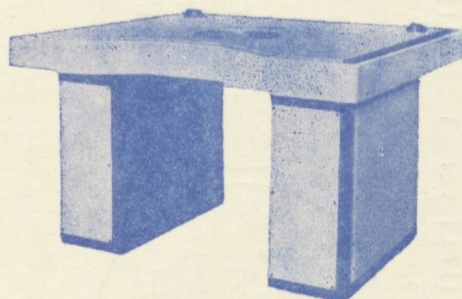
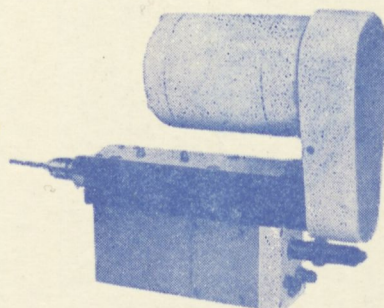
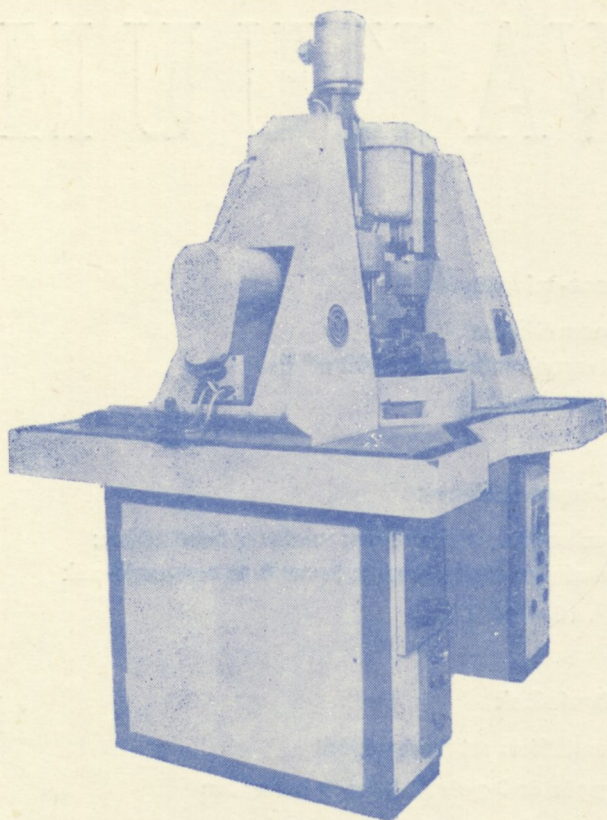
Nagyobb megrendelés esetén komplett vákuumtechnikai berendezések tervezését, gyártását és helyszíni szerelését vállaljuk

Pestvidéki Gépgyár
SZIGETHALOM

Vákuumtechnikai Osztály

Telefon: 140-432/108 mellék

TÖRPE AGGREGÁT EGYSÉGEK



A Szerszámgépipari Művek Győri Célgépgyára gyártja a híradástechnikai és finommechanikai ipar gyártásfejlesztését szolgáló törpe aggregátegységeket. Az egységek belföldi értékesítését a KOGELLÁTÓ (Bp., V., Vadász u. 31.) végzi.

Kérjen részletes műszaki katalógust.

A gyár vállalkozik különféle törpe- és egyéb célgépek és aggregátgépek tervezésére és gyártására.

Érdeklődés és műszaki szaktanácsadás a gyártóműnél

Szerszámgépipari Művek Győri Célgépgyára

Győr, Csipkegyár u. 6.

Telefon 43-42.

Telex 0459.

