

## A híradástechnikai ipar sajátosságai

RÉTI JÓZSEF, a Híradástechnikai Igazgatóság vezetője\*

Nincsen olyan iparág, amelynek ne volna sajátossága. Minden iparág a maga nemében különleges és az általánosan érvényes műszaki és szervezeti elvek mellett minden iparágban vannak olyan műszaki, technológiai, szervezési problémák, amelyek azokat megkülönböztetik egymástól. Ezen a tényen alapszik az iparszervezés szovjet rendszere, amelyet mi is átvettünk és amely az egész ipar területét különböző minisztériumokra és azon belül különböző iparági igazgatóságokra osztja fel. Ez a tény teszi szükségessé, hogy mi a híradástechnikai iparág sajátos szervezési kérdéseivel behatóan foglalkozzunk.

Melyek ezek a sajátosságok?

1. A híradástechnikai iparágban átlagon felül sok fajta gyártmányt állítunk elő, rendkívül sok alkatrészrel.

2. Ezeket rendkívül sok fajta technológiai eljárással állítjuk elő. Ezek között van másutt is alkalmazott gépipari, vegyipari és más technológia, de van olyan is, amelyet más iparágban rendszeresen nem alkalmaznak, pl. a vákuumtechnikai technológia.

3. Rendkívül sokféle, aránylag kismennyiségű, de különleges minőségű anyag kerül felhasználásra. Átlagon felüli mértékben merül fel a pótanyagok használatának szükségessége.

4. Fennáll a gyártás valamennyi formája: az egyedi, a kissorozat, nagysorozat és tömeggyártás.

5. Sok és különleges tervezőmunka szükséges. Nyugati függőségünk és az abból keletkező lemaradásunk gyorsított felszámolása nagy és sokrétű kutató és fejlesztő munkát igényel.

6. A műszaki adottságoknál fogva különleges és a többi iparágától eltérő kikészítési, bemérési és minőségi ellenőrzési munka szükséges.

Ez a felsorolás csak a leglényesebb különbségeket tartalmazza. Az ismert szovjet irodalom viszont majdnem teljes egészében gépipari vonatkozású. Így a szovjet tapasztalatok elterjedése iparágunkban lassú és nehézkes. Megnehezíti a helyes szervezési elvek bevezetését az is, hogy a szervezésre vonatkozó legtöbb rendelet elsősorban a gépgyártás szempontjait tartja szem előtt.

Joggal felmerül az a kérdés, hogy a Híradástechnikai Igazgatóság miért nem tud egyértelmű, az iparágára jellemző szervezési irányelveket kiadni?

Megállapíthatjuk ugyan, hogy iparágunk a legtöbb területen erősen javuló irányzatot mutat és vállalataink komoly eredményeket értek el, de azt is meg kell állapítani, hogy ezek az eredmények rendkívüli erőfeszítések árán, sokszor a munka hőstetteinek eredményeképpen jöttek létre.

Vállalataink igazgatói, de Igazgatóságunk is, elsősorban a termelés biztosításával, a tervteljesítéssel foglalkoznak, és így a szervezési problémák megoldása a háttérbe szorult. Pedig ha megteremtettük volna a helyes szervezetet, mennyivel kisebb energiával tudtuk volna elérni ezeket az eredményeket, illetve mennyivel jobb eredményeket tudunk volna elérni!

Mint minden problémát, a szervezési feladatokat is csak úgy tudjuk megoldani, ha a dolgozók gazdag tapasztalataira támaszkodunk. És éppen ennek a problémának a sokoldalúsága, a híradástechnika sokrétűsége teszi szükségessé, hogy az Egyesületben tömörült dolgozók támogassák, segítsék a rendelkezésükre álló elég kisméretű apparátusunkat.

Szervezési munkánk egyik alapvető hiányossága, hogy megoldását főleg adminisztratív feladatnak tekintik. Pedig az adminisztráció csak a formát adja meg, amelyet műszaki, termelési tartalommal kell megtölteni. Az igazság kedvéért meg kell mondani, hogy a adminisztrációs dolgozók nem kápsziságuknál fogva ragadták magukhoz ezt az ügyet, hanem sajnos a tény az, hogy a műszaki dolgozók nem szívesen foglalkoznak a szervezés kérdéseivel. Ezért az Egyesület most megalakult Tervgazdasági és Szervezési Szakosztályának, amellyel, hogy a szervezés konkrét kérdéseivel foglalkozik, mérnökeink és technikusaink között komoly nevelő és felvilágosító munkát kell végeznie.

A szervezés terén sok egyéb hiányosság is van. Elmaradtunk a fejlettebb gyártási rendszerek bevezetésével, diszpécser szolgálatunk — tisztelet a kivételnek — még mindig inkább sürgető intézmény, hiányos a rajzdokumentáció és a művelettervezés. Itt meg kell említeni azt a szép munkát, amit a Beloiannisz Gyár egyik munkaközössége a legfontosabb műveletek ismertetésével végzett. Azon leszünk, hogy ezt a művet a többi vállalat számára is hozzáférhetővé tegyük. A programmozás és a tervezés gyengesége közismert. Gyáraink szervezete általában magán hordja a kapitalista szervezés jellegét. Egyes helyeken a mai körülményekhez viszonyítva a szervezet túl lassú, nem teszi lehetővé a tervgazdálkodás követelményeinek következetes alkalmazását. Másutt túl merev, nem veszi figyelembe a növekedés nehézségeit és bürokratikus béklyója a termelésnek, Egyszóval ki lehet tűzni minden szervezés céljaul az egyenletes ütemes termelés biztosítását. Klasszikus idézetet variálva mondhatjuk, hogy problémáinknak kilenc tizedét megoldjuk azzal, ha megvalósítjuk az egyenletes ütemű termelést. Ha ezt elérjük, akkor nem csak többet, hanem gazdaságosabban is fogunk termelni, többet, jobbat és olcsóbban a szocialista gazdaság alaptörvényének megfelelően, amely szerint az egész társadalom állandóan növekvő anyagi és kulturális szükségletei biztosításának eszköze a szocialista termelésnek a legfejlettebb technika alapján történő szakadatlan növekedése és tökéletesedése.

\*A Tervgazdasági és Szervezési Szakosztály alakuló ülésének megnyitó előadásából



## Nikkelhelyettesítés galvánbevonatoknál

NOSZTI ENDRE

A világ nikkeltermelése a rohamosan növekvő nikkelfogyasztással már hosszabb idő óta nem bír lépést tartani és az ily módon előálló relatív nikkelhiány már évek óta komoly gondokat okoz világszerte a nikkelfeldolgozó iparágaknak.

### A nikkel tulajdonságai

Tekintettel arra, hogy a nikkelnek különleges fémötöző és mágneses tulajdonságai vannak, felhasználása ezen a téren alig korlátozható és behelyettesítése más fémekkel aligha jöhet szóba. Minden egyéb területen, többek között a galvánipar területén is önkéntes vagy kormányrendeletek által kényszerített korlátozásokat léptettek világszerte életbe. A galvánipar tehát ilyen körülmények között már a múlt háború alatt, de azóta is állandóan keresi a megfelelő és minden szempontból kielégítő megoldást, mellyel a nikkelt pótolni vagy legalábbis felhasználását csökkenteni lehet.

A nikkel, mint galvanikus beborító fém háromféle igénynek kell, hogy megfeleljen.

1. Dekoratív cél, miután kellemes színű, egyenletes bevonat érhető el általa, mechanikailag kitűnően fényesíthető és fényét aránylag hosszú ideig megtartja, kopásálló, vegyi ellenállóképessége többféle agresszív anyaggal és atmoszferikus behatásokkal szemben elég jó.

2. Korrozióvédelem, melyet acéltárgyakon, főleg alárezéssel kombinálva alkalmaznak, különösképpen azért, mert az alapfém védelmén kívül fentemlített dekoratív tulajdonsággal is rendelkezik.

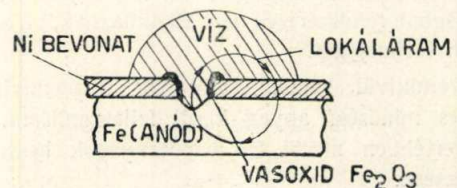
3. Különleges műszaki megoldásoknál, ahol a nikkelfémnek aránylagosan nagy keménységét, vegyi ellenállóképességét és egyéb fizikai tulajdonságait használják ki. Így pl. a nyomdaiiparban nyomóhengerek kopásálló bevonása, vagy kopott alkatrészek feltöltése kemény nikkellel, vegyipari berendezések bevonása vagy más különleges célok, melyeknek azonban együttvéve is az első két pontban említett fémfelhasználáshoz képest csekély a jelentőségük és a galvániparág által fogyasztott nikkelmennyiségben elhanyagolhatók.

### A helyettesítés feltételei

Marad tehát a galvánipar részére a feladat olyan eljárást találni, amely — végső dekoratív krómréteggel vagy anélkül — korrozióvédő és dekoratív célokra lehetőleg egyidejűleg éppen úgy vagy hasonlóan megfelel, mint a nikkel, illetve réz-nikkel technológia. A feladat még bonyolultabb azáltal, hogy nemcsak a bevonó fémnek kell az említett igényeknek megfelelnie, hanem lehetőleg a helyettesítő technológiához szükséges berendezés, illetve eljárás olyan legyen, hogy az átállítás nagyobb investícióval ne járjon és a sokszor költséges meglévő nikkelbevonat berendezéseket fel lehessen hasz-

nálni, illetve a meglévő termelési kapacitást a helyettesítés ne befolyásolja hátrányosan.

Ahhoz, hogy a nikkelnek, mint korrozióvédő rétegnek a helyettesítési problémáját a továbbiakban megértsük, szükséges néhány elektrokémiai fogalom megemlézése. A nikkel, ugyanúgy mint a réz, a védendő vas anyagánál elektropozitívabb tulajdonságú, azaz a fémek potenciálsorában a vasnál pozitívabb tartomány felé van eltolódva. A normál potenciálok:  $Fe = -0,44$ ,  $Ni = -0,22$ ,  $Cu = +0,34V$ . Tudnunk kell továbbá, hogy a galvánrétegek keletkezésük mechanizmusánál fogva mindig pórusos jellegűek, mert a rétegeképződés a védendő felület egyes pontjaiból, mint kristályosodási központokból kiindulva terjed el a fémfelületen és így óhatatlan, hogy az egyes kristályképződmények között csupasz helyek, pórusok ne maradjanak. Ez a tény azonban a továbbiakban azt jelenti, hogy ezeknek a pórusoknak mentén az atmoszferikus pára képződés lecsapódhat és mint elektrolit az elektronegatívabb vas és a pozitívabb réz vagy nikkel felület között szabályos galvánelemet, ú. n. mikrogalvánpárt képez (1. ábra).



1. ábra. Mikrogalvánpár kialakulása elektronegatív alapon, elektropozitív bevonófém pórusai mentén

A galvánelem (lokáláram) létrejötte viszont azt jelenti, hogy az anódként viselkedő elektronegatívabb fém, ezáltal a vas alapfém, oldatba megy, az anódon kiváló oxigén hatására oxidálódik, előáll a vörös vas rozsda ( $Fe_2O_3$ ), mely nagyobb térfogatánál fogva a pórus külső széléin kráterképződmény formájában kirakódik. Mint láthatjuk tehát, mindaddig, amíg a nikkelrétegen pórusok találhatók, az alapfém védelme korrozió ellen nem 100%-os, illetve a legkedvezőbb külső körülmények között is csak a pórusmentes nikkelbevonat biztosítja a rozsdamentességet.

Ezek után felvetődik a kérdés, mikor tekinthetünk egy nikkelréteget pórusmentesnek? Minél vastagabb egy galvánréteg, annál kisebb a megmaradó pórusok száma. Gyakorlatilag pórusmentesnek tekinthetünk egy réteget, ha 45—50 mikron minimális rétegvastagságú. Az ilyen réteg bármely közegben, amely magát a bevonóréteget nem támadja meg, a vas korroziója tekintetében hatásosnak tekinthető. Ez természetesen nem jelenti, hogy minden körülmények között 45—50 mikron rétegvastagságot kell a vasra felvinnünk,

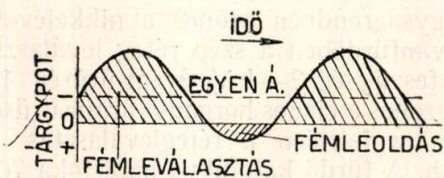


mert hiszen a változó külső körülményeknek és mechanikai igénybevételeknek megfelelően olyan vékonyabb galvánréteggel is megelégedhetünk, amely az enyhébb igénybevételnél még kielégítőnek bizonyul. Ezeknek a különböző külső körülményeknek figyelembevételével születtek meg külföldön és a közelmúltban hazánkban is a galvánrétegvastagsági szabványok, melyeket tervezésnél és gyártásnál ugyanúgy figyelembe kell venni, mint bármely más szabványt.<sup>1</sup>

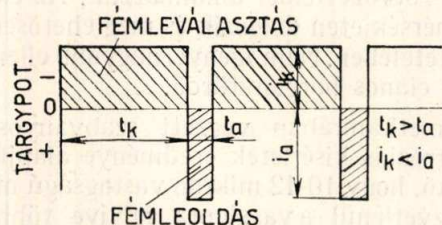
E közbevetett magyarázat után nézzük meg most már miképpen lehet a nikkelt helyettesíteni, vagy akár csak felhasználását oly módon csökkenteni, hogy amellet a kívánt védőhatás megmaradjon. Ez nyilvánvalóan csak kétféle úton lehetséges. a) Olyan módszerrel, amelynél csökkentjük a pórusok számát, vagyis a vas reakcióképességét a levegő oxigénjével, b) olyan bevonatok felvitelével, melyek elektronegatívabbak a védendő vasnál.

### Galvanizálás különleges áramnemekkel

Nézzük meg azonban közelebbről a kétféle módszert és a lehetőségek jelenlegi állását.



2/a ábra. Szuperponált váltóáram



2/b ábra. Periódikusan fordított egyenáram

Az a törekvés, hogy a pórusok számát a rétegvastagság növelése nélkül csökkentjük, a klasszikus és mindezeideig általánosságban alkalmazott egyenáramú galvanikus eljárásnál alapjában véve elérhetetlen. A már vázolt rétegeképződési mechanizmus elvileg ellentmond ennek a törekvésnek. Azonban ismerünk ma már olyan módszereket, amelyekről remélhetjük, hogy tömör, pórusmentes és amellet vékony réteget ad, és így talán 10—15 mikronos réteggel is az eddigi 45—50 mikronos réteggel azonos értékű védelmet tudunk elérni. Itt a különleges áramnemekkel való galvanikus eljárásokra gondolunk, mint amilyen a váltóárammal szuperponált lüktető egyenáram (2/a ábra), a periódikusan fordított pólusú egyenáram (2/b ábra) és az ultrahanggal szuperponált egyenáram. Az előbbi két áramfajtának az a tulajdonsága, hogy a periódus egy szakaszában a tárgy anódikusan viselkedik, a katódikus szakaszban felvitt fémréteg egy része ekkor

visszaoldódik az elektrolitba, és így az egész folyamat pórusmentes, tömör és sima felületű réteget eredményez. Az ultrahang-behatásnál viszont annak intenzív kavitációs szerepe segíti elő a kristályosodási központok számának növekedésével a tömör levedést.

Mindezek az eljárások külföldön is csak néhány év előtt kerültek ki a laboratóriumból az üzemi gyakorlatba, sőt részben még most is csak kísérleti stádiumban vannak, nálunk pedig most vannak a kísérleti fázis elején. Ezekre nem óhajtunk részletesebben kitérni, inkább csak mint perspektívát említettük.

### Foszfát-nikkel kombináció

Ugyanez mondható el lényegileg a különböző nikkel-takarékossági eljárásokról, melyek a vastárgyat először foszforsavat tartalmazó vegyi kezeléssel passziválják, azaz a levegő és vízpára oxigénjével való reakciókészségét nagy mértékben csökkentik, azonban csak oly mértékig, hogy azért még a tárgy galvanikus fémfelvitelre alkalmas maradjon. A passziváló foszfátréteg maga is erősen pórusos jellegű és a rákövetkező elektrolízisben a fém kristályosodási centrumai a passzív réteg pórusaiban lesznek, melyből kiindulva a fémkristályok a foszfátréteg kristályai fölött szokásos módon összenőnek. A keletkezett fémréteg nyilvánvalóan ebben az esetben is pórusos lesz, azonban most a pórusok alatt korroziógátló foszfátkristályokat találunk és így a mikrogalvánpár nem tud létrejönni. Egy ilyen rétegszerkezet elvi vázlatát mutatja a 3. ábra.



3. ábra. Foszfát-nikkel rétegekombináció

Az elmúlt évben két ilyen hazai eljárás is látott napvilágot és meggyőződésünk, hogy ezekről a kombinált réteggé eljárásokról nemsokára kedvező fél- és nagyüzemi eredményeket fogunk hallani. A kombinált módszerrel kilátásunk van a 45—50 mikron réz + nikkel réteg helyett már 15—25 mikronnal, az eljárás tökéletesítése után esetleg még vékonyabb réteggel, egyenértékű bevonatot nyerni.

### Kadmium és horgany

Mint említettük, a vas védelmére szolgáló másik alapvető módszer, ha az alapfémeket egy nála elektronegatívabb tulajdonságú fémréteggel vonjuk be. Ezt az elvet a fémvédelemben már eddig is alkalmaztuk a horgany és kadmium bevonatoknál. Ilyen esetben ugyanis, ellentétben a réz-nikkel bevonatokkal, az elektronegatívabb fém mindaddig védi korrozó ellen az alapfémeket, amíg önmaga el nem pusztult. Erre a rétegfelépítésre jellemző mikro-

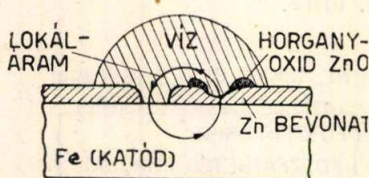
<sup>1</sup>Részletesebben lásd: Noszti: Galvániparunk forduló-pont előtt (Magyar Technika, 1953. február).



galvánpár mechanizmusát mutatja a 4. ábra. Sajnos azonban a horganynak és kadmiumnak egyaránt hátrányos tulajdonsága, hogy lágyak, nem eléggé kopásállóak, ennek folytán mechanikai csiszolásra, fényezésre kevésbé alkalmasak, illetve a dekoratív kikészítésnél gyakran szükséges tökéletes tükörfény egyáltalában nem kivitelezhető rajtuk. Ezek a bevonatok tehát elsősorban csak korrozív-védelemre, továbbá csak matt, vagy legfeljebb törtyű felületeket kívánó dekoratív igényeknek tudnak megfelelni.

A kadmium alkalmazása egyebekben is kizárt, egyrészt a fém magas ára miatt, másrészt, mert amióta az atomfizikusok rájöttek, hogy az atommáglyában, mint kiváló neutronelnyelő alkalmazható, beszerzése még nehezebbé vált.

A horgany alkalmazásánál még meg kell említeni az ú. n. fényes horgany bevonatot, melyet már az elmúlt háborúban is nikkel pótlására használtak és most újból kísért. Az ilyen bevonat fényét nem mechanikai csiszolással, hanem a galvánfürdő összetétele és egy utána alkalmazott vegyi kezelés eredményeként kapja. Az eljárás hátránya a fürdő üzemeltetésének kényessége és még így is csak  $10\ \mu$  alatti rétegnél érhető el a fényes bevonat, a  $10\ \mu$  feletti rétegeknél ez már nem lehetséges. Azonban még ezekkel a megszorításokkal készült fényes réteg is (mely sohasem egyenértékű a mechanikailag polírozott tükörfénnyel!) szabad levegőn viszonylag gyorsan megmattul, és a tengeri atmoszféra különösen hamar megtámadja. Belső használatra viszont elég jó, különösen, ha



4. ábra. Mikrogalvánpár kialakulása elektropozitív alapon, elektronegatív bevonófém pórusai mentén

színtelen lakkal védjük. Mindez természetesen mit sem változtat a horgany eredendő hátrányán, hogy lágy, és mechanikai behatásra könnyen megsérül.

### Metalbó ötvözet

E két, vassal szemben elektronegatív bevonófém hátrányait célozza kiküszöbölni a *metalbo*-nak elnevezett galvanikusan előállított horgany-réz ötvözet, amelyet a Beloiannisz Híradástechnikai Gyárban másfél év óta üzemszerűen alkalmazunk, és azóta több más vállalat is bevezetett. Tekintettel arra, hogy a híradástechnikai iparban gyakori az olyan fémbevonási szükségszerűség, ahol korrozív-állóság mellett dekoratív és mechanikai kopásnak ellenálló bevonórétegre van szükség, célszerűnek tartjuk, hogy a még távolról sem közismert metalbo technológiáról részletesebben beszéljünk.

A metalbo-ötvözet 80% körüli horganyt és 20% körüli rézet tartalmaz és a két fém egymás közötti szemcseelosztása a galvanikus leválasztás

következtében annyira egyenletes, szinte molekuláris megoszlású, hogy az ötvözetet kifelé mintegy homogén fémnek tekinthetjük (5. ábra). Tekintve, hogy a Zn-Cu ötvözetekből mindazok, melyeknek Zn tartalma legalább 60% vagy ennél több, a vassal szemben elektronegatívan viselkednek, így a metalbó is a tiszta Zn-hez hasonlóan saját feláldozása árán védi az alapfémét. A metalbo ötvözetnek a fontosabb fizikai és kémiai tulajdonságai a következők:

fajsúlya: 7,5—7,6;

keménysége: 320—370 Vickers (tájékoztatásul közöljük, hogy a galvanikus nikkel átlagkeménysége 220—230, horganyé 40—50, kadmiumé 20—30 Vickers);

kopásállósága: mechanikai csiszolhatósága és fényezhetősége kiváló, jobb, mint a galvanikus nikkelé;

színe: krómszerűen kékes-fehér.

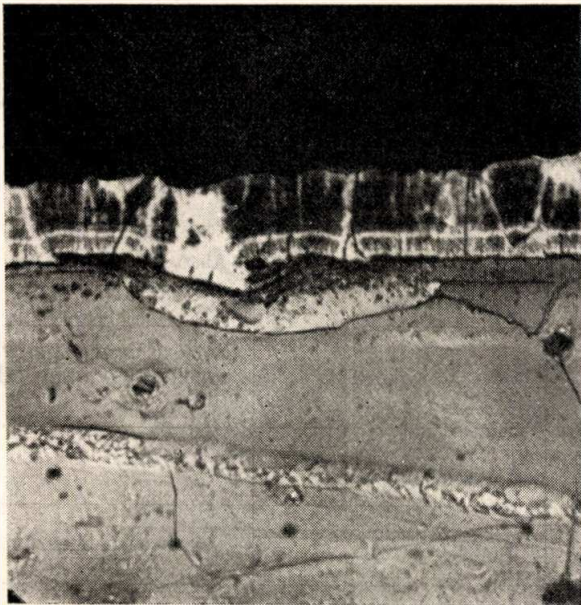
Elektromos vezetőképessége kb. a gyengén ötvözött vassal és platinával egyezik. Érzékenysége a hazai klímában előforduló szélsőséges hőingadozásra nem kimutatható. A felület átmeneti ellenállása nagyságrendben azonos a nikkelével.

A galvánfürdőben a szép réteg leválasztásához szükséges feszültség 2—4 V, áramsűrűség 1,5—2,5 A/dm<sup>2</sup> (azonos a cianos horgany áramsűrűségével), és ennek megfelelően a rétegleválasztás kb. 13 mikron/Ah. A fürdő katodikus hatásfoka 70—85% között mozog, és  $\frac{1}{2}$  órás galvanizálással 10—12 mikron rétegvastagságot lehet elérni. Anódként magát az ötvözetfémét alkalmazzuk. Az elektrolit szobahőmérsékleten dolgozik és meglehetősen stabil fémösszetételében. Nem igényel nagyobb ellenőrzést, mint egy cianos horganyfürdő.

Sópermetkamrában végzett szabványos gyorsított korróziós kísérletek eredménye alapján megállapítható, hogy 10-12 mikron vastagságú metalbó-réteg közvetlenül a vasalpra felvéve több, mint 96 órán keresztül megvédi az alapfémét korróziótól, amely időt pedig a külföldi szabványok a legnehezebb trópusi igénybevételnél is kielégítőnek jeleznek. Valóban, eddigi gyakorlati tapasztalataink is azt mutatják, hogy a  $\frac{1}{2}$  órás metalbo bevonattal ellátott fémtárgyak az alapfémét bármely atmoszférikus igénybevételnél a rozsdásodástól feltétlenül megóvták.

A metalbonak azonban hátránya is van, és ez fő-ötvöző anyagának, a horganynak reakcióképessége. Bár kimutatható, hogy vízben hígított sósavban és kénsavban vegyi ellenállóképessége az ötvözés folytán a tiszta horgannyal szemben javul, mégis egy láthatatlan oxidréteg néhány nap alatt kifejlődik a felületen. Ez a réteg még előnyös, mert a felületet némileg passzíválja vegyi behatásokkal szemben anélkül, hogy az eredeti fényt rontaná. Ha azonban erősen párás atmoszférába kerül a tárgy, az oxidálódás folyamata folytatódik és idővel a felület megmattul. Ugyanígy, ha a frissen készült felületre kézfogás útján az izzadság szerves savait visszük, ez elszíneződést, foltokat okozhat, míg ha csak néhány nappal elkészülte után fogdossuk a tárgyat, azon semmiféle foltosodást





5. ábra. Metalbo bevonat vasalapon.  $15\mu$  réteg. (550-szeres nagyítás). A bevonat követi az alap mikroprofilját

előidézni nem tudunk. Mindezek a dekoratív hátrányok nem befolyásolják a felület korrózióvédő képességét vassal szemben, mely javult vegyi ellenálló képességének megfelelően hatásosabb, mint a tiszta horganyé.

Ezekután felmerül még a kérdés, mi a teendő, hogy a dekoratív hatás erősen párás térben (szabadtérsi használatnál) fellépő csökkenését kiküszöböljük? Ezt a célt több úton is elérhetjük:

1. Színtelen lakkozással, ha nincs szükségünk fémes érintkezést biztosító felületre.

2. Ránikkelezéssel, vagy réz + nikkel réteggel, melyek biztosítják a fémes érintkezést a tárggyal. Ilyen esetekben is elegendő  $6-8\mu$  réz + nikkel együttes felvitele, szemben a szabványban előírt  $30\mu$  réteggel, sőt trópusi szállításoknál  $45-50\mu$  rétegvastagsággal szemben. Hangsúlyozzuk, hogy belső normál térben, közép-európai klímában még tükörfényes kivitelnél sincs ilyen utóbevonási biztosítórétegre szükség.

### Egyéb eljárások

A nikkel pótlására, illetőleg felhasználásának csökkentésére még a következő fontosabb eljárások ismereteseek.

Vastag (legalább  $20-30\mu$ ) rézrétegre, melyet előzetesen tükörfényesre políroznak, rákrómozás lakkbevonással vagy anélkül. Előnye: a réz könnyen fényezhető. Hátrányai: a króm nehezen fogja be a hátrább ülő részeket, a króm porusai mentén könnyen rézoxid keletkezik, mitől az egész felület megbarnul. Kültéri felhasználásra csak lakkozott kivitelben alkalmazható, az alapfém mérsékelt korrózióvédelmével.

Ennél lényegesen előnyösebb a már korábban említett periódikusan fordított egyenárammal felvitt rézréteg, ahol már  $10-12\mu$  vastagsággal + rákrómozással jó korrózióálló bevonatot kaphatunk.

Említettük, hogy a króm a rézfelületet csak tökéletlenül borítja, ezért célszerű krómozás előtt vékony,  $2-3\mu$  nikkelréteget a rézre felvinni.

Ugyancsak itt említendő meg, hogy egy  $4\mu$  nikkel +  $12\mu$  réz +  $4\mu$  nikkel réteggel kombináció, tehát összesen  $20\mu$  réteg ebben a felépítésben sokkal jobban védi a vasat korrózióval szemben, mint egy szokásos módon felépített  $20\mu$  réz + nikkel, illetve megfelel kb.  $30\mu$  réz + nikkel védőképességének.

Végül a teljesség kedvéért megemlítjük, hogy azokban az országokban, ahol bőven áll ón rendelkezésre, szívesen foglalkoznak az ón galvanikus ötvözeteinek nikkel helyetti alkalmazásával. Különösen a  $65\%$  réz +  $35\%$  ón, valamint a  $65\%$  ón +  $35\%$  nikkel ötvözeteket alkalmazzák szívesen króm alá fényes kivitelben.

### Színtelen lakk

Az előzőekben többször említettük a lakkozás szükségességét, mellyel a korrózióvédelmet és a fényes felület tartósságát lényegesen emelni lehet. Ilyen esetekben természetesen a fokozni kívánt hatás addig tart, amíg a lakkfilm, nem mindegy tehát, milyen színtelen lakkot alkalmazunk. A széles körben ismert nitrolakk alkalmazása kétségtelenül kényelmes, mert nem kell külön szárításról gondoskodni, de nem is ér sokat. A nitrolakkok vízállóképessége közismerten rossz, víz behatására tejszerűen mattulnak. Tapadóképeségük is nagyon mérsékelt.

Jó minőségű, tartós, aránylag kemény, és mechanikai behatásnak elég jól ellenálló színtelen lakkot csak a kályhában száradó különböző műgyanta lakkok szolgáltatnak. Ezek közül is a legelőnyösebbek a modifikált alkyd és karbamid gyanták kombinációjából előállított színtelen lakkok. Ezek  $130^\circ\text{C}$  körül lesznek beégetve, jól ellenállnak az atmoszférikus behatásnak, víznek, meglehetősen kemények. Tekintve, hogy a hazai ipar ezt a típusú színtelen lakkot akadálytalanul szállítani tudja, nincs is ok arra, hogy üzemünk ne ezt a lakkot alkalmazzák fémfelületeik védelmének.

### Összefoglalás

Befejezésül, a mellékelt táblázatban közöljük azokat az eljárásokat, melyek hazai viszonylatban már most megvalósíthatók, vagy amelyek kísérletei folyamatban vannak és így okunk van feltelezni, hogy belátható időn belül üzemileg is bevezethetők lesznek. A közölt eljárások legtöbbje olyan, hogy különösebb investíció nélkül, a meglévő galvánberendezés módosításával alkalmazható.

A táblázatban közölt sópermetkamra ellenállási és fénytartóssági értékek részben irodalmi adatok. A metalbora vonatkozó értékeket a Fémipari Kutató Intézettel karöltve állapítottuk meg és ezúton köszönjük meg Dr. Holló Mária kartárs-nőnek az e téren végzett odaadó és lelkiismeretes együttműködését. A fénytartósságra vonatkozólag még megjegyezzük, hogy másfajta réteggel kombinációk-



## Nikkelfelhasználást csökkentő és kiküszöbölő galvanikus eljárások

| Sorszám | Rétegfelépítés   | Fe alapfém-védélme sópermetkamra óra | Fénytartósság   | Üzemi feltételek   | Megjegyzés   |
|---------|--|--------------------------------------|---|--|--|
| 1       | Cu 25 $\mu$ + Ni 4 $\mu$ +<br>+ Cr 0,5 $\mu$                   | max. 72                              | Tűrhető, 6—7 hónap<br>után fény csökken                     | Finomszemcsés, meleg<br>rézfürdő kívánatos                     | Csak belső felhasználásra                                    |
| 2       | Ni 4 $\mu$ + Cu 12 $\mu$ +<br>+ Ni 4 $\mu$ + Cr 0,5 $\mu$      | 100                                  | Kifogástalan  | Nehézség nélkül alkal-<br>mazható, meleg réz-<br>fürdő előnyös | Külső felhasználásra<br>alkalmas                             |
| 3       | Metalbo 6 $\mu$ + Cu 4 $\mu$ +<br>+ Ni 4 $\mu$ (Cr 0,5 $\mu$ ) | 100                                  | Belső felhaszn. jó,<br>külső felhaszn. lak-<br>kozva kitűnő | Hideg fürdőekben   | Befejező Cr réteggel, vagy<br>anélkül egyaránt alkal-<br>mas |
| 4       | Foszfát 1—3 $\mu$ +<br>+ Ni 3—4 $\mu$                          | Kísérlet alatt áll                   |   | Igen egyszerűnek<br>mutatkozik                                 |  |
| 5       | Cu 25 $\mu$ + Cr 0,5 $\mu$<br>(színtelen lakk)                 | 48<br>72                             | Gyenge<br>Elég jó   | Meleg rézfürdő<br>kívánatos                                    | Csak belső felhasználásra                                    |
| 6       | Cu 12 $\mu$ + Cr 0,5 $\mu$<br>(színtelen lakk)                 | Kísérlet alatt áll                   |   | Periódikusan fordított<br>egyenáram                            |  |
| 7       | Metalbo 10 $\mu$<br>(színtelen lakk)                           | 100                                  | Mérsékelt,<br>jó  | Hideg fürdő  | Mérsékelt égővben külső<br>használatra                       |
| 8       | Metalbo 10 $\mu$ + Cr 0,5 $\mu$                                | 100                                  | Belső használatra jó  | Hideg fürdő  | Mechanikai kopás ellen<br>kiváló                             |
| 9       | Zn 10 $\mu$<br>(színtelen lakk)                                | 100                                  | Gyenge,<br>elég jó  | Fényes fürdő, fenntar-<br>tása kényes                          | Belső használatra, mech.<br>igénybevétel nélkül              |

kal, melyeket a sokféle lehetőség miatt itt nem soroltunk fel, további eredményjavítások nyilván elérhetőek.

Hangsúlyozni óhajtjuk, hogy téves volna a fentiekben említett eljárások összességét a jelenleg világszerte mutatkozó relatív nikkelihiány miatt kidolgozott szükségmegoldásoknak tekinteni. Itt olyan műszakilag újfajta megoldásokról is van szó, melyek létjogosultságukat akkor is meg fogják tartani, ha nikkelt korlátlanul rendelkezésre fog

állni. Meggyőződésünk, hogy a különleges áram-nemek alkalmazása, a foszfát—nikkel réteg-kombináció és a metalbo eljárások a galvántechnikának nem átmeneti, tovatűnő jelenségei, hanem olyan eljárások, melyek még hosszú ideig gazdagítani fogják eme iparág lehetőségeinek színskáláját.

## IRODALOM

Electroplating, 1952. November, 361—366. old.

## Könyvszemle

Dr. Dr. Friedrich Fröhlich

**Ferromagnetische Werkstoffe der Elektrotechnik insbesondere der Fernmeldetechnik, Verlag Technik, Berlin 1952.**

100 old. + 43 diagramm.

(Az elektrotechnika, különösképpen a híradástechnika ferrómágneses anyagai.)

A szerző a könyv célját az előszóban a következőben jelöli meg: áttekintés, értelmezés, felhasználhatóság. A könyv első része az elméleti alapfogalmakat foglalja össze. Elemezi a mágnesezés lefolyását, a légrés hatását és a vasmagos tekercek veszteségeit. A mágneses anyagok ismertetését tartalmazó rész a mágnesesen lágy, kemény és a poranyagokat tárgyalja, ez utóbbi fejezet foglalkozik a ferritanyagokkal is. A rész eleje ismerteti a mágneses anyagok hőkezelésének módját és egyéb kikészítési eljárásokat. Majd részletes táblázatos felsorolása következik az

összes használatos mágneses anyagok tulajdonságainak. Ezt a részt támasztja alá a kötethez mellékelt diagramm-gyűjtemény. Néhány diagramm: permeabilitás függése a télerősségtől; különböző anyagok permeabilitásának amplitúdó- és frekvenciafüggőségei, komplex permeabilitások. A könyv harmadik részében a mágneses anyagok mérésének módszereit ismerteti. Tárgyalja a hiszterézisgörbe felvételének módjait, a veszteségek és mágnesezhetőség mérési eljárásait, ismerteti a magnetometert, permeabilitásmérőt, ferrographot, ferrometert, vektormérőt.

A könyv végén 150 e tárgyú munkát felsoroló irodalomáttekintést ad.

A könyvet világos tárgyalásmódja alkalmassá teszi arra, hogy mágneses anyagokkal foglalkozók szaktudásukat vele fejlesszék, a bentfoglalt sok adat pedig a mindennapi mérnöki munkában is jól használható.

Boglár Gyula



## Az árnyékolás alapelveiről

FÖLDES PÉTER

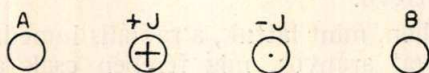
A híradástechnikai áramkörök növekvő száma és érzékenysége ezen áramkörök külső hatások elleni fokozott védelmét teszi szükségessé. E külső hatások részben szórt elektromágneses mezők alakjában jelentkeznek. Ilyen elektromágneses mezőket létesíthetnek erősáramú berendezések (nagyfeszültségű távvezetékek, motorok, járművek gyújtógyertyái), nagyfrekvenciás fűtőeszközök, vagy szomszédos híradástechnikai áramkörök. A szórt mezők zajokat, modulációs zavarokat, gerjedéseket, hamis indikációkat okoznak áramköreinkben. Kiküszöbölésük egyik módjával az árnyékolási technika foglalkozik. E technika feladata az, hogy a szórt mezők *előírt* csillapítását minimális súlyú és értékű árnyékoló anyag felhasználásával, tehát *gazdaságosan* végezze el. Mivel egy korszerű berendezésben jelentős mennyiségű árnyékoló elem található, az árnyékolás alapelveinek hiányos ismerete végeredményben a berendezés fölösleges méretnövekedését eredményezheti.

Következőkben először a nagy-, majd a kisfrekvenciás árnyékolást tekintjük át, ennek keretében néhány jellemző példán mutatjuk be az itt szokásos számításokat, végül egyes mérési módokkal foglalkozunk.

### Nagyfrekvenciás árnyékolás fémhengerrel

Ismeretes, hogy két áramkör közti csatolást megszüntethetjük, ha közéjük végtelen kiterjedésű és végtelen elektromos vezetőképességű síklemezt helyezünk el. Ez esetben a jelenséget könnyen értelmezhetjük azzal, hogy az elektromágneses mező a lemeztől visszaverődik. Ha a lemez vezetőképessége véges, akkor az elválasztó hatás már nem teljes, és a lemezen áthaladó mező csillapítása végessé válik.

A jelenségről fizikai képet alkothatunk, ha azt mondjuk, hogy a beeső elektromágneses mező a falban áramokat indukált, melyeknek mezeje oly módon járult hozzá az eredő mezőhöz, hogy az végülis kisebb, mint a fal eltávolításakor. Ezzel a szemlélettel azonban csak igen egyszerű geometriai elrendezéseknél boldogulunk, amikor az indukált áramokat könnyen ki tudjuk számítani. Így pl.

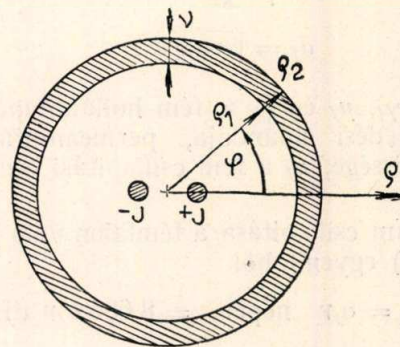


1. ábra

az 1. ábra szerinti esetben, amikor a  $-I$  és  $+I$  áramokat hordozó párhuzamos vezetékpárt egy  $A$  és  $B$  vezetékpárral vesszük közre, könnyen kiszámítható az utóbbiakban indukált áram. A számítást elvégezve azt találjuk, hogy a vezetékektől nagy távolságban az eredő mező kisebb, mint az árnyékoló huzalok nélkül.

Olykor a közelítő szemlélettel azonnal kapunk oly eredményeket, melyeket a később tárgyalandó pontosabb elmélet csak tekintélyes számítási munka után ad. Így pl. az árnyékolás sokkal hatásosabb egy oly árnyékoló lemeznél, melybe úgy vágunk hosszanti réseket, hogy a rések mellett folyó indukált áramok mezeje az eredeti mezőt lerontani igyekezzék. Egy végtelen hosszú hasítékkal bíró tökéletesen vezető síklapra beeső síkhullám esetében ez annyit jelent, hogy több teljesítmény halad át rajta, ha az  $E$  elektromos térerősség-vektor merőleges a nyílásra, mintha párhuzamos lenne vele.

Szemléletesebb és egyben pontosabb fizikai képhez jutunk, ha az árnyékolástechnika jelenségeire az átviteltechnika módszereit alkalmazzuk. Ebből a célból bevezetjük a tápvonalelméletből ismert



2. ábra

impedancia és csillapítás fogalmakat. Mint alábbiakban látni fogjuk, nagyfrekvenciáknál az elektromágneses mezőnek a fémes anyagon való áthaladása közben szenvedett csillapítása játssza a főszerepet. Alacsonyabb frekvenciáknál e csillapítás csökken és ekkor az árnyékolás főtényezője az árnyékoló lemez és az üres tér hullámimpedanciája közt fellépő illesztetlenség. Vagyis ekkor a mezőerősség csökkenése az ütközési csillapítás miatt lép fel.

A gyakorlat eseteiben legfontosabb és matematikailag is könnyen tárgyalható a hengeres árnyékoló serleg esete. Legyen egy végtelen hosszú henger belső sugara  $\rho_1$ , külső sugara  $\rho_2$ , falvastagsága  $\nu = \rho_2 - \rho_1$ . (Valamennyi mennyiség az MKS mértékrendszerben értendő.) Tegyük fel, hogy a henger sugara nagy a falvastagsághoz, továbbá a henger tengelyében elhelyezett vezetékpár távolságához és huzalátmérőjéhez képest. E vezetékpáron átfolyó  $+I$ , ill.  $-I$  áram képviselje az elektromos mező forrását. A 2. ábrán ezen elrendezés látható a  $\rho, \varphi$  koordinátarendszerben. Ha a fentiek teljesülnek, akkor a henger belsejében levő dielektrikum radiális irányú impedanciája a hengeres hullám alapmódusára

$$Z_{\rho d}^+ = Z_{\rho d}^- = j\omega\mu_a \rho \quad (1)$$



(a levezetést lásd az I. függelékben), ahol a + ill. - index  $\rho$  növekvő, ill. csökkenő irányában mutatkozó radiális impedanciára utal,  $\omega$  a hengeres hullám körfrekvenciája,  $\mu_f$  a dielektrikum permeabilitása,  $j$  a képzetes egység.

A fémfal hullámimpedanciáját könnyen kiszámíthatjuk. Ha  $\rho_1 \gg \nu$ , akkor a mezőnek az árnyékoló hengeren való áthaladása közben szenvedett divergálását elhanyagolhatjuk, vagyis a mezőt síkhullámnak tekinthetjük. A Maxwell egyenletek síkhullámú alakjából  $e^{j\omega t}$  időfüggés esetén azonnal kapható a síkhullám hullámimpedanciája és hullámterjedési állandója, tetszőleges izotrop közegben. Ezek

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{g + j\omega\varepsilon}} \quad \text{ill.} \quad \gamma = \sqrt{j\omega\mu(g + j\omega\varepsilon)}, \quad (2)$$

ahol  $\varepsilon$  a közeg dielektromos állandója,  $\mu$  permeabilitása,  $g$  pedig vezetőképessége. Jól vezető közeg esetében  $g \gg j\omega\varepsilon$  és a (2) egyenlet a következőképpen egyszerűsödik

$$Z_{0f}^+ = Z_{0f}^- = \sqrt{\frac{j\omega\mu_f}{g_f}}, \quad \gamma = \sqrt{j\omega\mu_f g_f}, \\ \alpha_f = \sqrt{\pi\mu_f g_f f}, \quad (3)$$

ahol  $Z_{0f}$ ,  $\gamma_f$ ,  $\mu_f$  és  $g_f$  a fém hullámimpedanciája, hullámterjedési állandója, permeabilitása, ill. vezetőképessége,  $\alpha_f$  a fém csillapítási tényezője és  $f = \omega/2\pi$ .

A hullám csillapítása a fémfalon való áthaladás közben (3) egyenletből

$$A_1 = \alpha_f \nu \text{ neper} = 8,686 \alpha_f \nu \text{ dB}. \quad (4)$$

A fémbe behatoló csillapított hullám a henger külső felületéről részben visszaverődik, ezen összetevő a belső fémfelületről részben megint visszaverődik és hozzáadódik az eredeti hullámhoz. A kétszer visszaverődött hullám azonban  $2 \alpha_f \nu$  neper nivóval lejjebb fekszik, mint az eredeti és így nagy frekvencián a kétszer visszaverődött hullám elhanyagolható. (Ha pl.  $f = 2$  MHz,  $\nu = 0,15$  mm. akkor réz esetén  $\alpha_f = 183$  dB/mm és  $2 A_1 = 55$  dB, vagyis a második hullám 0,002 része az elsőnek.)

A falvastagság okozta mezőcsillapításon kívül az árnyékoló lemez reflexiós veszteséget is okoz. Ezt a hengerfelület két oldalára vonatkozó átviteli tényezők szorzata szabja meg. (Az átviteli és reflexiós tényezők levezetését lásd a II. függelékben.) Az eredő átviteli tényező

$$p = \frac{4re(\delta)}{(1 + \delta)(1 + \delta^*)}, \quad (5)$$

ahol  $\delta = Z_{0f}/Z_{0d}$ , az impedancia-viszony. A levezetésnél elhanyagoltuk a radiális impedancia változását a két határfelület között. (1) és (3) egyenletet  $\delta$  értékébe behelyettesítve kapjuk

$$\delta = \frac{\sqrt{\frac{j\omega\mu_f}{g_f}}}{j\omega\mu_a \rho_1} = \frac{1}{\mu_a \rho_1} \sqrt{\frac{\mu_f}{j\omega g_f}}. \quad (6)$$

Az  $A_2$  reflexiós veszteség dB-ben (5) egyenletből

$$A_2 = 20 \log_{10} \frac{1 + |\delta|^2}{4|\delta|}. \quad (7)$$

Ha  $\delta \ll 1$ , ill.  $\delta \gg 1$ , akkor közelítőleg

$$A_2 = 20 \log_{10} \frac{1}{4|\delta|}, \quad \text{ill.} \quad A_2 = 20 \log_{10} \frac{|\delta|}{4}. \quad (8)$$

A teljes árnyékolási hatás (4) és (8) összegeként adódik, vagyis  $A = A_1 + A_2$ .

Folytassuk az előbbi példát. Legyen a  $\nu = 0,15$  mm-es henger sugara  $\rho_1 = 1$  cm. Ekkor 2 MHz-nél a dielektrikum radiális impedanciája  $Z_{0f} = j0,138$  ohm, másrészt  $Z_{0d} = \sqrt{j} 0,000518$  ohm. Ezzel  $\frac{1}{|\delta|} = 266$  és így a reflexiós csillapítás  $A_2 = 20 \log_{10} 266/4 = 36,4$  dB. Láttuk, hogy ebben az esetben a 0,15 mm-es falvastagságú henger átviteli csillapítása 27,5 dB, azaz a reflexiós csillapítás a nagyobb. Az eredő  $A = A_1 + A_2 = 27,5 + 36,4 = 63,9$  dB.

Mint láttuk úgy  $A_1$ , mint  $A_2$  frekvenciafüggő.  $A_1$  a frekvenciával mindig nő, viszont  $A_2$  két-féleképpen viselkedik aszerint, hogy  $\delta \ll 1$ , ill.  $\delta \gg 1$  (mágneses anyagoknál). Ez utóbbi esetben az eredő csillapításnak minimuma van, melyet a

$$\frac{\partial A}{\partial f} = 0 \quad (9)$$

egyenletből nyerünk. Behelyettesítve

$$\frac{\partial}{\partial f} \left[ 8,68 \left( \sqrt{\pi\mu_f g_f} f^{\frac{1}{2}} + \ln \frac{1}{4\mu_a \rho_1} \sqrt{\frac{\mu_f}{2\pi g_f}} f^{-\frac{1}{2}} \right) \right] = 0 \quad (10)$$

A (10) egyenletben a differenciálást végrehajtva és a frekvenciára megoldva kapjuk, hogy abban az esetben, ha  $\delta \gg 1$ , akkor a minimális árnyékoló hatás

$$f_0 = \frac{1}{\pi \nu^2 \mu_f g_f} \quad (11)$$

frekvenciánál következik be.

Mágneses árnyékoló hengerek reflexiós vesztesége igen kicsiny lehet. Tételezzünk fel pl.  $\mu_f = 100$ -as vasat, melynek vezetése a rézének ötöde. Ekkor a henger radiális impedanciája  $\sqrt{500} = 22,4$ -es tényezővel nő, azaz értéke  $0,0117 \sqrt{j}$ . Az impedancia-viszony 0,18 és a reflexiós veszteség alig számottevő.

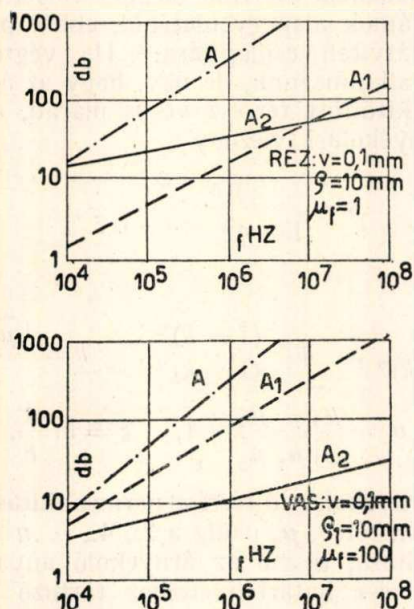
Levegőben, mint láttuk, a radiális impedancia a frekvenciával arányos, míg fémekben csak a frekvencia gyökével, így az impedancia viszony 10 kHz környékén egységnyivé válik, vagyis itt a reflexiós veszteséget kizárólag az impedanciák 45°-os fáziskülönbsége okozza, amely az árnyékolás szempontjából elhanyagolható.

Ezzel szemben a mágneses anyag csillapítási tényezője jóval nagyobb, mint a nem mágneses anyagoké. Az előbbi esetben a csillapítás  $\sqrt{20} = 4,47$ -es tényezővel nő. Ha az árnyékoló henger



elég vastag, akkor ez túlkompenzálja a reflexiós veszteségben bekövetkező csökkenést.

A 3. ábrán egy 0,1 mm vastag rézhenger és egy ugyanolyan geometriai méretű vashenger árnyékolási viszonyai láthatók. Az ábrából kitűnik, hogy alacsony frekvencián a rézhenger, magas frekvencián viszont a vashenger előnyösebb. A diagrammokról kitűnik az is, hogy a mágneses anyag főként csillapítási, a nem mágneses pedig reflexiós veszteséget okoz. Réz-vas réteg együttes



3. ábra

alkalmazásával tehát különösen jó hatásfokú árnyékolást érhetünk el. Ha a diagramm szerinti 0,1-es falvastagságot egy-egy 0,05 mm-esből valósítjuk meg, úgyhogy pl. a belső henger réz és erre húzzuk rá a vashengert, akkor a rendszer az áthaladó mezőt 1 MHz-en 83 dB-vel csökkenti az egyetlen rézhenger 58 dB, ill. a vashenger 66 dB-es csillapításával szemben.

Ha a mező forrása nem a henger tengelyében van, akkor az árnyékoló hatás a henger fala mentén változó. Az eltolt forrás a henger belsejében magasabbrendű hengeres hullámokat is létrehoz, melyeknek radiális impedanciája a dielektrikumban a rendszámmal csökken (lásd az I. függelék), míg a fémbe közel állandó. Ezért a mezőeloszlást a henger kevésbé befolyásolja és a mezőcsökkenéstől eltekintve az árnyékoló hatás ugyanaz, mint a tengelyben levő forrás esetében. Mivel a gyakorlatban mindig nagyhatásfokú árnyékolás szükséges, nem hamisítjuk meg lényegesen a pontos megoldást, ha feltesszük, hogy az árnyékolás független az árnyékolt pont helyzetétől.

Vizsgáljuk most a gömbalakú árnyékoló elem esetét, melyben egy középen elhelyezett áramhurok képviseli a mező forrását. A pajzsbéli radiális impedancia ugyanaz, mint hengeres mező esetében, míg a dielektrikumban

$$Z_{\varrho d}^+ = j\omega\mu \varrho_1, \quad Z_{-\varrho i}^- = \frac{1}{2} j\omega\mu \varrho_1 \quad (12)$$

A gömbfal két felületére vonatkozó átviteli tényező szorzata

$$p = \frac{3\delta}{(1+\delta)\left(1+\frac{1}{2}\delta\right)} \quad (13)$$

A levezetés hasonló, mint a hengeres hullámoknál. Ha  $\delta$  kicsi, akkor  $p = 3\delta$  és a reflexiós veszteség

$$A_2 = 20 \log_{10} \frac{1}{3|\delta|} = 20 \log_{10} \frac{1}{4|\delta|} + 2,5 \text{ dB} \quad (14)$$

Reflexió szempontjából tehát a henger és gömb közti különbség 2,5 dB az utóbbi javára. A gömbalakú árnyékoló pajzs azért jelentős, mert a kocka, vagy téglalakú pajzsot árnyékolás szempontjából gömbbel helyettesíthetjük. A helyettesítő gömb átmérőjét a téglalakú test három főméretének számtani közepével vehetjük egyenlőnek.<sup>1</sup>

### Kisfrekvenciás árnyékolás fémhengerrel

Az előző példákban a mezők »mágnesesek« voltak, mivel a hullámimpedanciák kicsiknek adódtak. Ilyen mezők elemi tárgyalásánál az elektromos mezővel nem foglalkoznak. Más típusú mezőt találunk egy töltött síkkondenzátor belsejében. Bár e mező akár MHz frekvenciájú is lehet, az irodalomban mégis elektrosztatikusnak nevezik ez esetet. A két különböző mező finomszerkezetét vizsgálva azt találjuk, hogy a döntő különbség a mezőimpedanciák nagyságában rejlik. Ha a mezőimpedancia nagy (»elektrosztatikus« mezőknél), akkor a fém határfelületen oly nagy az illesztetlenség, hogy a reflexiós veszteség végtelenhez közeledik és a csillapítási veszteséget fölösleges kiszámolni.

Vizsgáljuk most a nem mágneses árnyékolást.  $f = 0$ -nál elveszítjük egyik eddigi alapfogalmunkat, a radiális impedanciát. Az átvitel-elmélet ugyan átfogalmazhatnánk radiális admittanciákra, de célszerűbb közvetlen a sztatikus mezőket vizsgálnunk az eltűnően kis frekvenciájú mezők helyett. Két, egymáshoz közel elhelyezett egyenlő, de ellentétes irányú áramszál sugárirányban kifelé haladó mezeje az elektromágneses elmélet szerint a  $\varrho, \varphi$  koordinátarendszerben<sup>2</sup>

$$E_z(\varrho, \varphi) = -\frac{j\omega\mu l}{2\pi\varrho} \cos\varphi, \quad H_\varphi = \frac{l \cos\varphi}{2\pi\varrho^2},$$

$$H_\varrho = -\frac{l \sin\varphi}{2\pi\varrho^2} \quad (15)$$

ahol  $l$  a két szál közti távolság. Ha a huzalokat fémhengerrel vesszük körül, akkor a mező egy része a fémfalról visszaverődik. A reflektált mező alakja

$$E_z^r(\varrho, \varphi) = Q \varrho \cos\varphi, \quad H_\varphi^r = \frac{Q}{j\omega\mu} \cos\varphi,$$

$$H_\varrho^r = \frac{Q}{j\omega\mu} \sin\varphi \quad (16)$$

ahol  $Q$  arányossági tényező. Ezzel a radiális impedancia  $Z_{\varrho d}^+ = Z_{\varrho d}^- = j\omega\mu\varrho$ , míg az impedancia-viszony  $\delta = \frac{\mu_2}{\mu_1}$ , ahol  $\mu_1$  a henger belsejében levő



anyag,  $\mu_2$  pedig a henger anyagának permeabilitása.

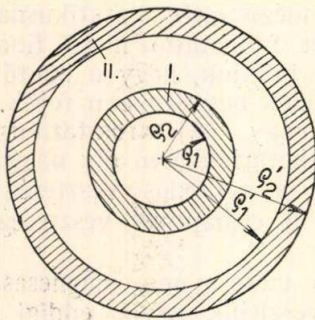
A csillapítást csak a mező hengeres divergálása okozza és független a közegtől, azaz az árnyékoló hatást lényegében a reflexiós veszteség eredményezi. Az árnyékoló hatást az  $u$ . n. átviteli viszonytal fejezhetjük ki, mely a pajzson áthaladt mező viszonya ahhoz a mezőhöz, melyet a pajzs eltávolításakor kapnánk. Az átviteli viszony értéke levezetés nélkül

$$s = \frac{4\mu_1\mu_2}{1 - \frac{\rho_1^2(\mu_1 - \mu_2)^2}{\rho_2^2(\mu_1 + \mu_2)^2}} \cdot (\mu_1 + \mu_2)^2 \quad (17)$$

A képletből látható, hogy ha  $\rho_2/\rho_1$  nagy, akkor az árnyékolás főként a permeabilitások viszonyától függ. A pajzs vastagságának bizonyos határon túli növelése kis hatással van.

#### Többréteges árnyékolás

Láttuk, hogy a kisfrekvenciás hullámok árnyékolásánál elsősorban a reflexiós veszteség számottevő. Kézenfekvő a gondolat, hogy e veszteséget megnövelhetjük több, váltakozó elektromos jellem-



4. ábra

zőjú réteg sorbakapcsolásával (4. ábra). Ha egy réteg falvastagság-aránya nagy, akkor a (17) egyenlet nevezője egységnyivé válik és

$$s \approx \frac{4\mu_1\mu_2}{(\mu_1 + \mu_2)^2} = p.$$

Tegyük fel, hogy két árnyékoló hengert alkalmazunk és a köztük levő teret levegő tölti be. Ha az I henger  $\rho_1 = 1$  és  $\rho_2 = 10$ , a II henger  $\rho_1' = 20$  és  $\rho_2' = 200$  közt helyezkedik el, akkor  $\left(\frac{\rho_1}{\rho_2}\right)^2 = \left(\frac{\rho_1'}{\rho_2'}\right)^2 = 10^{-2}$  és az árnyékolási viszony mindkét hengerre gyakorlatilag  $p$ -vel egyenlő. Mivel a mezőnek mindkét hengeren át kell haladnia, az eredő árnyékolási csillapítás  $p^2$ . Ha az árnyékoló rétegek  $\rho = 1$ -től  $\rho = 10^{2n+1}$ -ig vannak elhelyezve  $s$  mindegyik réteg  $\rho = 10^{2m}$ -től  $\rho = 10^{2m+1}$ -ig terjed, akkor a teljes árnyékolási viszony  $p^{n+1}$ .

Gazdaságossági szempontokat vizsgálva látható, hogy nem érdemes olyan árnyékoló rendszert választani, amelynél már egyetlen rétegről közel teljes reflexiót kapunk. E miatt a  $\rho_1/\rho_2$  viszony a gyakorlatban nem lesz a fenti kis értékű és így az

ott alkalmazott közelítések sem tehetők meg. A fentiekből mindenesetre látható, hogy érdemes igen sok réteget használni. A számítás ebben az esetben sem túl bonyolult és gondolatmenete a következő: A teret  $\mu_1$  és  $\mu_2$  permeabilitású ismétlődő rétegekkel képzeljük kitöltve úgy, hogy egy réteg külső és belső sugarának viszonya a rendszeren belül állandó. Egy réteget négy-pólusnak tekinthetünk, egy összetartozó rétegpárt két sorbakapcsolt négy-pólusnak. Egy ilyen eredő négy-pólus impedancia mátrixa meghatározható a hengeres hullámok alapegyenletéből, ebből pedig egy rétegpár átviteli csillapítása.<sup>2</sup> Ha végtelen sok rétegpárt alkalmazunk, de úgy, hogy az árnyékoló anyaggal kitöltött térrész véges marad, akkor az eredő árnyékolási viszony

$$s = \frac{p e^{-\sigma \xi}}{1 - q e^{-2(\sigma + 1)\xi}}, \quad (18)$$

ahol

$$p = \frac{4k}{(1+k)^2}, \quad q = \frac{(1-k)^2}{(1+k)^2}, \quad k = \frac{\sqrt{\mu_1\mu_2}}{\mu},$$

$$\sigma = \frac{\mu_1 + \mu_2}{2\sqrt{\mu_1\mu_2}} - 1, \quad \xi = \ln \frac{a}{b}, \quad (19)$$

itt  $\mu$  az árnyékolandó térrész permeabilitása,  $\mu_1$  az 1., 3., ... n. réteg,  $\mu_2$  pedig a 2., 4., ... n+1. réteg permeabilitása,  $a < b$  az árnyékoló anyaggal kitöltött térrész határfelületeihez tartozó sugarak.

Eddig elhanyagoltuk azt, hogy az árnyékoló henger belsejében is anyag van, gyakorlatban azonban úgyszólván mindig ez a helyzet. Összefüggéseinkben ez úgy jelenkezik, hogy a henger belső felületéről a csökkenő  $\rho$  irányában mutató impedancia megváltozik és ezzel megváltoznak az ott észlelhető illesztési viszonyok is. Így pl. ha henger belsejében vasmagos tekercs van, akkor egyszerű hengeres vasmag esetén könnyű meghatározni a vasmag felületi impedanciáját és ennek a belső hengerfelület helyére áttranszformált alakja lép az (1) egyenlet  $Z_{\rho a}^-$  értékének helyére. Különlegesen vasmag esetében azt találjuk, hogy  $Z_{\rho a}^-$  nagypermeabilitású közeg jelenléte miatt megnő, így kisebb lesz a henger felületén az illesztetlenség és az árnyékolási hatás lecsökken. Ha a henger belsejének aránylag kis részét tölti ki a vasmag, akkor  $Z_{\rho a}^-$  növekvése kisebb mértékű, ha viszont a teljes teret mágneses, különlegesen az árnyékoló hengerrel egyező anyaggal töltjük ki, akkor árnyékolás egyáltalán nem lép fel. Ezen elvi következtetést jól alátámasztja azon mérés, melynél 12 és 24 mm átmérőjű, különben azonos falvastagságú és anyagú hengereket hasonlítottak össze. Az eredmények szerint a nagyobb átmérőjű henger 3 dB-el volt hatásosabb.

Az árnyékoló hengeren belül elhelyezett áramkör hatása tehát az árnyékolás lecsökkentésében jelentkezik. Az árnyékoló pajzs szintén visszahat az áramkörre a reflektált mező révén. Kimutatható, hogy pl. a henger tengelyében elhelyezett hurok esetén reflektált mezőt az eredeti hurokkal sorosan elhelyezkedő negatív induktivitással vehetjük



figyelembe, vagyis az árnyékoló pajzs az induk-  
tívást lecsökkenti.

**Árnyékoló hálók**

Nagyobb térrészek, pl. szobák leárnyékolására nem gazdaságos folytonos fémfelületről készíteni árnyékoló elemet. Más esetekben a berendezés súlya szab határt az eddigi alapelvek alkalmazásának. Rövidhullámú antennák tükörfelületénél már csak a tekintélyes szélnyomás miatt sem célszerű tömör reflektáló felületet használni. Mindezen helyeken jól vezető huzalból készült hálót alkalmazhatunk az áthaladó mező csillapítására.

A háló jellemzőinek meghatározása érdekében vizsgáljuk meg, milyen hatással van egy fémháló a beeső elektromágneses hullámra. Álljon a háló  $a$  sugarú,  $d$  távolságú, egymással párhuzamos tengelyű huzalokból. Ha egy ilyen hálóra homogén síkhullám esik, akkor a beeső hullámot két, egymásra merőleges összetevőre bonthatjuk. A huzalra merőleges polarizációjú összetevő hatása elhanyagolható, mert ez a huzalban csak igen kis áramokat indukál. Így a továbbiakban elég azt az esetet vizsgálnunk, amikor a hullám polarizációja párhuzamos a huzalok tengelyével. Mivel pillanatnyilag nagy árnyékoló hatású hálókkal foglalkozunk, feltehetjük, hogy a  $d$  huzaltávolság  $\lambda/2$ -nél nem nagyobb és  $a \ll d$ . Ha most  $e$  huzalorra merőleges irányból egy  $E_0$  amplitudójú síkhullám esik, akkor a huzalokban indukált áram egy szórt elektromágneses teret hoz létre, mely a beeső hullámmal ellentétes irányban a reflektált mezőt szolgáltatja, míg a továbbhaladó irányban az eredeti mezővel összegezve a csillapított hullámot adja.

Ha ismerjük egyetlen huzal impedanciáját az összes többi huzal jelenlétében, akkor meghatározható a huzalokban folyó áram. Ezen áramok ismeretében azonnal adódik a szórt mező értéke. A fenti elrendezésű huzal impedanciájának értékét az irodalom különböző helyein megtalálhatjuk és meghatározása azon határfeltételből történik, hogy a huzal felületén a beeső elektromos és mágneses mezők tangenciális összetevőjének folytonosan kell átmenni a huzal belsejében levő értékekhez. (Vagy tökéletes vezető esetén  $E_t = H_n = 0$ . Az  $n$  és  $t$  index a normális és tangenciális összetevőre utal.)<sup>3</sup>

A számítások elvégzése után a nyert mezőerősség-átviteli tényező értéke  $\lambda > 2d$ ;  $d \gg a$ , és merőleges beesés esetén (minden huzal árama fázisban van)

$$t = 1 + r = 1 + \bar{\rho}e^{i\Theta} = \tau e^{i\Phi}, \quad (20)$$

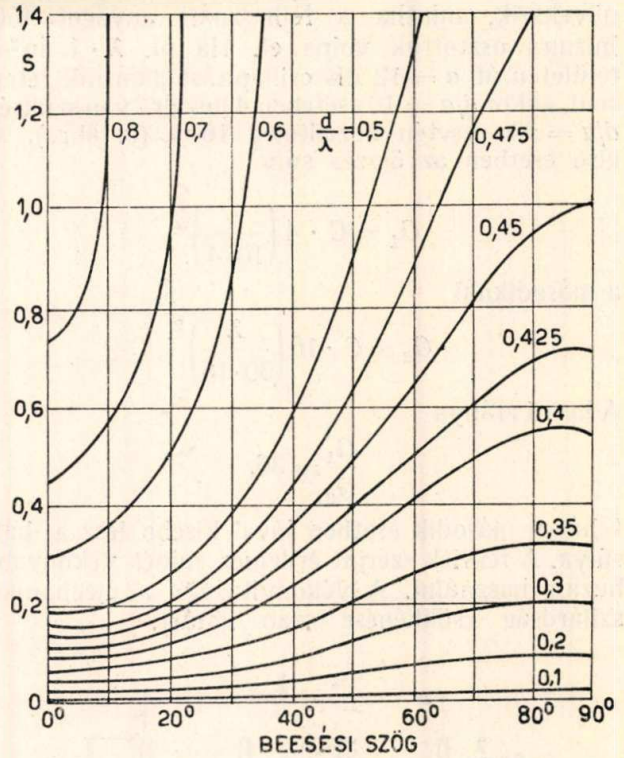
ahol

$$\tau = [1 - \bar{\rho}^2 - 2\bar{\rho}^2 R_i']^{\frac{1}{2}} \approx [1 - \bar{\rho}^2]^{\frac{1}{2}}, \quad (21)$$

$$\Phi = \arctg \frac{\bar{\rho} [1 - \bar{\rho}^2 (1 + R_i')]^{\frac{1}{2}}}{1 - \bar{\rho}^2 (1 + R_i')}, \quad (22)$$

$$\left. \begin{aligned} \bar{\rho} &= \frac{1}{[(1 + R_i')^2 + (X_p' + X_i')^2]^{\frac{1}{2}}}, \\ \Theta &= \arccos [-\bar{\rho}(1 + R_i')], \\ X_i' &= R_i', \\ X_p' &= \frac{2d}{\lambda} \left[ \ln \frac{d}{2\pi a} + S(\lambda, d) \right] \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

$\mu = 4 \pi \cdot 10^{-7}$  H/m a huzal permeabilitása,  $g$  a huzal vezetőképessége (rézre  $g = 6 \cdot 10^7$  mho/m, króm-nikkelre  $g = 1,10^6$  mho/m). Az  $S$  tényező értékeit az 5. ábra tartalmazza.



5. ábra  
 $S\left(\frac{d}{\lambda}, \alpha\right)$  értékei

A fenti összefüggésekből különböző  $d/\lambda$  és  $d/a$  viszonyokra meghatároztuk az árnyékolási csillapítást réz és  $\lambda = 0,1$  m, ill. krómnikkel és  $\lambda = 0,01$  m esetén. Az eredményeket táblázatban foglaltuk össze. A táblázat adatait kiértékelve a következőket állapíthatjuk meg.

**Huzalháló árnyékolási csillapítása**

| $d/a$ | $d/\lambda$ | $\sqrt{g\lambda} = 2,45 \cdot 10^3 \sqrt{\text{mho}}$ |                      | $\sqrt{g\lambda} = 3,16 \cdot 10^2 \sqrt{\text{mho}}$ |                      |
|-------|-------------|---|----------------------|---|----------------------|
|       |             | $\tau$  | $\alpha_{\text{dB}}$ | $\tau$  | $\alpha_{\text{dB}}$ |
| 10    | $1/2$       | 0,540   | 5,33                 | 0,540   | 5,33                 |
|       | $1/4$       | 0,251   | 12,00                | 0,257   | 11,80                |
|       | $1/8$       | 0,119   | 18,48                | 0,127   | 17,92                |
|       | $1/16$      | 0,060   | 24,44                | 0,0735  | 22,64                |
|       | $1/32$      | 0,0313  | 30,10                | 0,0523  | 25,64                |
| 20    | $1/2$       | 0,802   | 1,92                 | 0,804   | 1,88                 |
|       | $1/4$       | 0,516   | 5,76                 | 0,520   | 5,68                 |
|       | $1/8$       | 0,290   | 10,76                | 0,300   | 10,44                |
|       | $1/16$      | 0,148   | 16,60                | 0,155   | 16,20                |
|       | $1/32$      | 0,075   | 22,50                | 0,0945  | 20,44                |
| 30    | $1/2$       | 0,870   | 1,19                 | 0,871   | 1,20                 |
|       | $1/4$       | 0,625   | 4,04                 | 0,629   | 4,02                 |
|       | $1/8$       | 0,364   | 8,80                 | 0,379   | 8,44                 |
|       | $1/16$      | 0,195   | 14,20                | 0,210   | 13,56                |
|       | $1/32$      | 0,0955  | 20,40                | 0,119   | 18,50                |



1. A huzal vezetőképességének hatása kicsi. Az árnyékolásra tehát nem érdemes drága rézhuzalt használni.

2. A huzalátmérő növelésével ugyan nő a mezőcsillapítás, de a háló súlya sokkal rohamosabban növekszik, mintha a felhasznált anyagot több huzalra osztottuk volna el. Ha pl.  $\lambda \cdot 1 \text{ m}^2$ -es felületen át  $\alpha = 12 \text{ dB}$  csillapítást akarunk létesíteni, akkor  $d/a = 10$  esetében 4 huzalra van szükség,  $d/a = 30$  esetén közelítőleg 16-ra (6. ábra). Az első esetben az összes súly

$$G_1 = C \cdot 4 \left( \frac{\lambda}{10 \cdot 4} \right)^2,$$

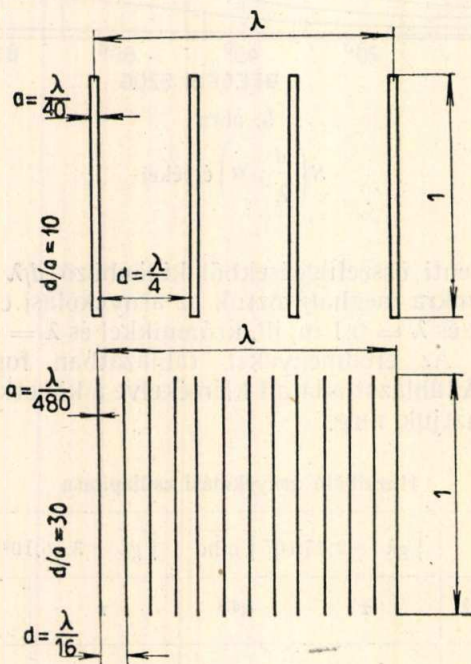
a másodiknál

$$G_2 = C \cdot 16 \left( \frac{\lambda}{30 \cdot 16} \right)^2.$$

A kettő aránya

$$\frac{G_1}{G_2} = 36,$$

tehát a második esetben jóval kisebb lesz a háló súlya. A fentiek szerint érdemes minél vékonyabb huzalt használni. A vékonyításnak a mechanikai szilárdság csökkenése szab határt.



6. ábra

3. A huzalszámot nem érdemes egy bizonyos határon túl növelni, mert az egység felületre eső huzalszám megkettőzése csak 5—6 dB javulást jelent, viszont ha ugyanezen huzaltöbbletet második háló létesítésére használjuk fel, akkor az árnyékolási csillapítás megkétszereződik.

4. Bizonyos esetekben, pl. egy antenna tükröző felületének meghatározásakor, fontos e felület helyének ismerete, mely nem esik egybe a háló geometriai felületével, mivel a rács visszaverődési együtthatójának fázisszöge nem  $180^\circ$ . (Lásd (20),

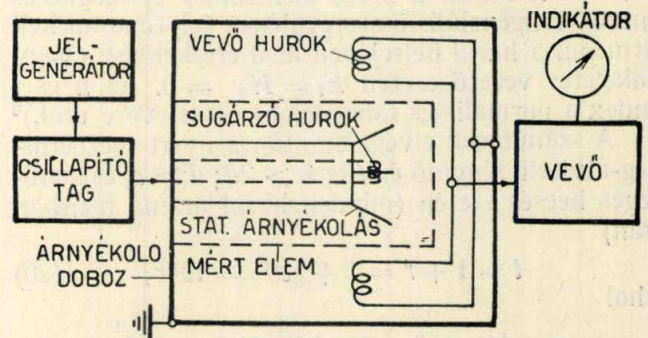
(22) egyenletet.) Szélső esetben  $d/a = 30$ ,  $d/\lambda = 1/2$ ,  $\lambda = 10 \text{ cm}$ , krómnikkel huzal esetén  $\rho = 0,497$ . Ezzel  $\cos \theta \cong -\rho = -0,497$ ;  $\theta = 119^\circ 50'$ , ami a háló 16,8 mm-es eltolásának felel meg.

**Árnyékolástechnikai mérések**

Az árnyékolás elméletének rövid összefoglalása után tekintsük át az árnyékolással kapcsolatos főbb méréseket. Az idők folyamán különösen a hengeres árnyékolás hatásfokának mérésére több módszert dolgoztak ki; ezek legtöbbje azonban vagy túl bonyolult, vagy nem elég pontos. Sok esetben az árnyékolási csillapítás mérése helyett valami más paramétert mérnek. A jó mérési módszernek a tervezés, a gyártás és a kész árnyékolások ellenőrzésére egyaránt alkalmasnak kell lennie.

Egyik módszernél az árnyékoló henger belső felületén folyó áramból a skineffektus alapján következtetnek a külső felületen folyó áramra. E módszer azonban elhanyagolja a fémfalról történő mezőreflexiók veszteséget.

Egy más lehetőség nyilván az elektromágneses mezőnek az árnyékoló henger jelenlétében és távollétében való méréséből és ezek összehasonlításából adódik.<sup>4</sup> A mérési elrendezést a 7. ábra mutatja. A méréshez nagyteljesítményű jelgenerátort kell alkalmazni. Ezt csillapításszekrényen át a sugárzó hurokhoz kapcsoljuk. A sugárzó hurok néhány menetből áll és a hozzávezető kábelt vastag rézcsőbe kell húzni, egyrészt annak tökéletes árnyékolása, másrészt mechanikai rögzítése érdekében. A jó árnyékolásra azért van szükség, hogy a sugárzó mező forrását kis térfogatelemre korlátozzuk. A mért elem jelenlétében, ill. távollétében különböző lenne a sugárzó hurok földhöz képesti kapacitása, ezért a hurkot sztatikus árnyékoló huzalokkal kell körülvenni, melyek a merev rézcső folytatását képezik. A vevő hurkot úgy kell elhelyezni, hogy a mérendő henger betölését ne



7. ábra

akadályozza. Az egész elrendezést zárt árnyékoló dobozba kell elhelyezni, hogy a mérést a külső mezők ne befolyásolják.

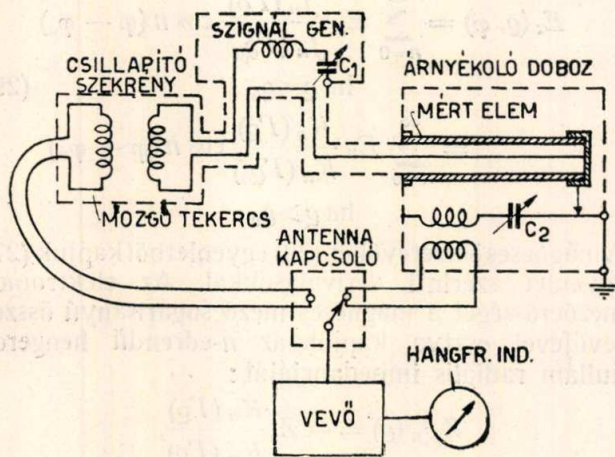
Az árnyékolási csillapítás meghatározása két lépésből áll. Először megmérjük az árnyékoló henger jelenlétében a térerősség értékét, majd a henger eltávolítása után a csillapítótagból annyi csillapítást iktatunk be, hogy az indikátoron az előbbivel azonos kitérést kapjunk.



A leírt módszer legfőbb hibája, hogy jó hatásfokú árnyékolásnál a hengeren áthaladó mező igen kis értékű. Másrészt sok esetben maga a henger is része az áramkörnek (koaxiális kábelnél) és így nem lehet eltávolítani.

Koaxiális kábeleknél és ehhez hasonló elrendezéseknél az egység hosszra eső »felületi átviteli impedancia« jó képet ad az árnyékolás hatásfokáról. (Felületi átviteli impedancia a henger külső felületének egységnyi darabján mért feszültség osztva a hengerben folyó árammal). Ezen impedancia csökkentése jobb hatásfokú árnyékolásnak felel meg. Az átviteli admittancia tehát az árnyékolási hatásfokkal arányos.

A gyakorlatban legtöbbször nincs szükségünk az abszolút árnyékolási csillapítás ismeretére. Legtöbbször azon mező erősségét sem ismerjük amely áramkörünket zavarni igyekszik. Sokkal inkább annak megállapítását várjuk a méréstől, hogy a készített



8. ábra

árnyékoló pajzs kielégítő-e, vagy sem, vagyis legtöbbször az egyszerűbb kivitelű relatív mérésekkel is megelégszünk.

Az összehasonlító méréseket kezdetben úgy végezték, hogy egy kapacitív, vagy induktív csatolt mérőfejjel néhány pontban megmérték a mintapéldány, ill. a vizsgált példány szórt mezejét. E módszer helyett hamarosan bevezették az ú. n. összegző mérést, amikor a mérendő henger teljes hossza mentén (rendszerint 0,5—2 m) egyszerre mérték a szórt mezőt.<sup>5</sup>

A méréseket célszerű 0,1—10 MHz közt végezni. Magasabb frekvenciáknál az állóhullámok megjelenése már más technikát kíván, viszont az ilyen mérések általában kielégítőek, mert magasabb frekvenciáknál az árnyékolás úgyis javul, hacsak lyukak, vagy repedések nincsenek a búrán.

A 8. ábra szerinti elrendezésnél a mérendő árnyékoló henger külső felületén levő feszültség-ésést hasonlítjuk össze egy ugyanolyan hosszú etalon feszültség-ésésével. (Rendszerint 0,25 mm falvastagságú és a mérendő elemmel egyenlő belső átmérőjű tiszta rézből készült henger.) A méréssel megállapítható, hogy a mért elem hány dB-el jobb vagy rosszabb, mint az etalon. A berendezés

lényeges része egy igen tökéletes árnyékolású generátor, egy állítható csillapítótag, a próbadarabot magában foglaló árnyékoló doboz, mely feleslegessé teszi az árnyékoló szoba használatát, végül egy közönséges vevőkészülék, mely a hangfrekvenciás indikátort táplálja. A mérésnél a  $C_1$  kondenzátorral lehet beállítani a mérőkörben levő áramot, ami gyakorlatban 1—3 A. Bár az árnyékolás az áramtól független, a mérést célszerűbb minél nagyobb áramerősséggel végezni, mert ekkor az árnyékoló mező is elég nagy. (Az áram változtatása csak a mérendő elem hőmérséklet-változtatásán keresztül hat ki kismértékben a mérésre.) A mérendő elem tökéletes árnyékolása következtében a benne folyó nagy áram a külső felületen is áramot kelt, mely a henger két végpontja közt potenciálkülönbséget létesít. E feszültség viszont a kapcsaira helyezett soros rezgőkörben áramot kelt.  $C_2$ -vel rezonanciára hangolva, az érzékenység nagymértékben növelhető.

A mérendő példány behelyezésekor ügyelni kell arra, hogy a befogó sapka a teljes terület mentén jó érintkezést adjon. Ezután a vevővel is az adott frekvenciára hangolunk és az erősítést a kívánt értékre állítjuk be. A mérés második lépéseként a vevő antennakörét a csillapítástagon át kapcsoljuk a generátorhoz és a csillapítást addig változtatjuk, míg az indikátoron az előbbivel azonos kitérést nem kapunk. Hasonló módon megmérjük a mintapéldány csillapítását is. A vizsgált példány csillapításából ez utóbbit levonva nyerjük a mért példány csillapítását az etalonhoz képest. A mérés súlypontja a berendezés egyes elemeinek igen nagyfokú árnyékolásán van. A szórt mezőknek legalább 40 dB-el kell alatta lenni az árnyékoló hengert elhagyó mezőnek. Fontos a mérőfeszültség frekvenciájának pontos ismerete és mérés közbeni tartása is, hisz láttuk, hogy az árnyékolás erősen függ a frekvenciától. 3 MHz-nél pl. 50 kHz elhangolás már 1 dB/mm nagyságrendű hibát okoz. A mért elem vezetőképesége a legtöbb esetben jóval kisebb, mint az etaloné. Az ebből eredő mérési hibát azonban számításal korrigálni lehet.

A huzalhálók csillapításmérése triviális akkor, ha a háló a mérés folyamán eltávolítható. Ilyenkor csak arra kell ügyelni, hogy a háló a mérőantennát teljesen körülvegye. A mérőantennát ugyanakkor nem szabad a huzalok közelmezejében elhelyezni.

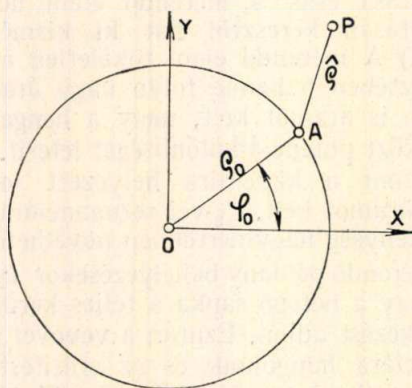
Ilyen mérés azonban a gyakorlati esetekben ritkán hajtható végre, mert pl. egy felépített árnyékoló szoba esetében az árnyékoló elemek nem távolíthatók el. Ekkor ahhoz a közelítő módszerhez folyamodhatunk, hogy az antennát a szoba ajtajának közelében helyezzük el és a térerősséget nyitott és zárt ajtónál hasonlítjuk össze. Itt említjük meg, hogy árnyékoló szoba esetében 100 dB csillapítást szoktak előírni a teljes üzemi frekvenciasávban. Látható, hogy ilyen nagyságrendű csillapítás csak több hálóréteggel érhető el, különösen többszáz MHz fölött. Ügyelni kell az árnyékoló rendszer zártságára, különösen arra, hogy az ajtónál jó érintkezést kapjunk. Gyakorlati tapasztalat szerint 500 MHz felett már kettős ajtó szükséges. Ugyanakkor nyilvánvaló, hogy a hálózati vezetékek



szűrésére is hasonló követelményeket kell előírunk, vagyis a szűrő csillapításának 100 dB-nek kell lenni 100 Hz-től a teljes frekvenciatartományban.

### I. Függelék

A radiális impedancia előállításához meg kell oldanunk a Maxwell-egyenleteket azon esetre, mikor a mező egyenletes eloszlású a  $z$  tengely irányában. Ekkor  $\partial/\partial z = 0$  és két egymástól független egyenletrendszert kapunk. E megoldási mód



9. ábra.

azonban elég hosszadalmas. Helyette induljunk ki a  $z$  tengellyel párhuzamos,  $A(\varrho_0, \varphi_0)$  ponton átmenő, homogén, végtelen hosszú  $I$  áramszál mezőjéből. (Lásd a 9. ábrát.) Ez<sup>2</sup>

$$E_z(\hat{\varrho}) = -\frac{j\omega\mu I}{2\pi} K_0(\Gamma\hat{\varrho}), \quad H_\varphi(\hat{\varrho}) = \frac{\Gamma I}{2\pi} K_1(\Gamma\hat{\varrho}), \quad (24)$$

ahol  $\hat{\varrho}$  az áramszálattól való távolság,  $E_z$ , ill.  $H_\varphi$  a mezőösszetevők,  $\Gamma$  a hullámterjedési állandó,  $K_n$  pedig egy Bessel-függvény, melyre

$$K_n(x) = \frac{2}{\cos n\pi} \left( \frac{\partial J_{-n}(x)}{\partial n} - \frac{\partial J_n(x)}{\partial n} \right), \quad (25)$$

ahol  $J_{-n}$ , ill.  $J_n$  a módosított Bessel-függvények.<sup>6</sup> Vonatkozzon afenti mező azon koordinátarendszerre, melynek kezdőpontja  $O$ . Nyilván  $E_z$  periodikus függvénye  $\varphi$ -nek és így Fourier-sorral kifejezhető. Valóban a Bessel-függvények elmélete szerint a következő kifejezést alkalmazhatjuk

$$\begin{aligned} K_0(\Gamma\hat{\varrho}) &= K_0(\Gamma\varrho_0) J_0(\Gamma\varrho) + \\ &+ 2 \sum_{n=1}^{\infty} K_n(\Gamma\varrho_0) J_n(\Gamma\varrho) \cos n(\varphi - \varphi_0) \\ &\quad \text{ha } \varrho < \varrho_0 \\ &= K_0(\Gamma\varrho_0) J_0(\Gamma\varrho) + \\ &+ 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\Gamma\varrho_0) K_n(\Gamma\varrho) \cos n(\varphi - \varphi_0) \\ &\quad \text{ha } \varrho > \varrho_0. \end{aligned} \quad (26)$$

Mindkét kifejezés első tagja a hengeres hullámok állóhullám-típusát képviseli, a második pedig a

haladókat. A mágneses mezőerősségeket az új koordinátákkal kifejezve, kapjuk

$$H_\varrho = -\frac{1}{j\omega\mu\varrho} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi}, \quad H_\varphi = \frac{1}{j\omega\mu} \frac{\partial E_z}{\partial \varrho}. \quad (27)$$

$E_z(\varrho_0, \varphi)$ -t írhatjuk, mint

$$E_z(\varrho_0, \varphi) = \sum_{n=0}^{\infty} E_n \cos n(\varphi - \varphi_0), \quad (28)$$

ahol

$$E_0 = -\frac{j\omega\mu I}{2\pi} J_0(\Gamma\varrho_0) K_0(\Gamma\varrho_0)$$

és

$$E_n = \frac{j\omega\mu I}{\pi} J_n(\Gamma\varrho_0) K_n(\Gamma\varrho_0) \text{ ha } n \neq 0.$$

Ezzel az elektromos mezőerősség teljes kifejezése

$$\begin{aligned} E_z(\varrho, \varphi) &= \sum_{n=0}^{\infty} E_n \frac{J_n(\Gamma\varrho)}{J_n(\Gamma\varrho_0)} \cos n(\varphi - \varphi_0) \\ &\quad \text{ha } \varrho < \varrho_0 \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} E_n \frac{K_n(\Gamma\varrho)}{K_n(\Gamma\varrho_0)} \cos n(\varphi - \varphi_0) \\ &\quad \text{ha } \varrho > \varrho_0 \end{aligned} \quad (29)$$

A mágneses összetevőket (29) egyenletből kapjuk (27) egyenlet szerinti deriválásokkal. Az elektromos mezőerősséget a mágneses mező sugárirányú összetevőjével osztva kapjuk az  $n$ -edrendű hengeres hullám radiális impedanciáját:

$$Z_{\varrho,n}^+(\varrho) = -Z_0 \frac{K_n(\Gamma\varrho)}{K_n(\Gamma\varrho_0)}, \quad (30)$$

$$Z_{\varrho,n}^-(\varrho) = Z_0 \frac{J_n(\Gamma\varrho)}{J_n(\Gamma\varrho_0)},$$

ahol  $Z_0$  a tárgyalásban már definiált közeg-hullám-impedancia. (Lásd (2) egyenletet.) Veszteségmentes közegben a forrástól kis távolságra  $\Gamma\varrho$  és  $\Gamma\varrho_0$  kicsi és így a radiális impedancia közelítő értéke  $n > 0$ -nál

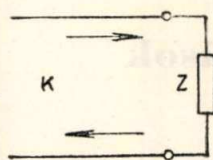
$$Z_{\varrho,n}^+(\varrho) = Z_{\varrho,n}^-(\varrho) \approx \frac{j\omega\mu\varrho}{n}. \quad (31)$$

Ezzel a kívánt radiális impedanciát előállítottuk.

### II. Függelék

A reflexiók veszteség kiszámításához szükségünk van az elektromágneses hullámnak egy határfelületen való áthaladása közbeni reflexiók, ill. átviteli tényezőjére. E célból induljunk ki egy közönséges, egydimenziós tápvonalból, ahol a viszonyok igen szemléletesek. Legyen egy  $K$  hullámimpedanciájú végtelen hosszú, egyik végén  $Z$  impedanciával lezárt vonalunk (10. ábra). Érkezzon a végtelenből egy hullám. Ha  $Z \neq K$ , akkor a lezárás egy reflektált hullámot kelt. Legyen  $V^{be}$ ,  $I^{be}$  a  $Z$  impedanciába belépő feszültség, ill. áram,  $V^r$ ,  $I^r$  a vonal vége felé reflektált értékek és  $V^t$ ,  $I^t$  a teljes értékek. Ekkor, mivel az áram és feszültség folytonos  $Z$ -n, kapjuk





10. ábra

$$V^{be} + V^r = V^t, \quad I^{be} + I^r = I^t. \quad (32)$$

A reflektált hullám a végtelen felé halad, így  
 $V^{be} = K I^{be}, \quad V^r = -K I^r, \quad V^t = Z I^t. \quad (33)$

A (36) egyenletet a (35) egyenletbe téve, kapjuk a feszültség- és áramreflexiók tényezőket:

$$q_I = \frac{I^r}{I^{be}} = \frac{K - Z}{K + Z} = \frac{1 - \delta}{1 + \delta}, \quad (34)$$

ahol

$$\delta = \frac{Z}{K}, \quad q_V = -q_I.$$

A megfelelő kifejezések az átviteli tényező értékére

$$p_I = \frac{I^t}{I^{be}} = \frac{2K}{K + Z} = \frac{2}{1 + \delta} = 1 + q_I, \quad (35)$$

$$p_V = \frac{V^t}{V^{be}} = \frac{2Z}{K + Z} = \frac{2\delta}{1 + \delta} = 1 + q_V,$$

amiből a teljesítmény-átviteli tényező

$$p_W = re(p_V p_I^*) = \frac{4re(\delta)}{(1 + \delta)(1 + \delta^*)}, \quad (36)$$

ahol a \* konjugált értéket jelent.

#### IRODALOM

1. B. A. Szmirenyin: A rádiótechnika kézikönyve. (Nehézipari könyvkiadó.)
2. S. A. Schelkunoff: Elektromagnetic Waves. (D. Van Nostrand.)
3. R. Honerjäger: An. Physik. 4. 25. (1948)
4. S. L. Shive: Electronics 19. 160. (1946. febr.)
5. A. R. Anderson: Proc. I.R.E. 34. 312. (1945. máj.)
6. Jahnke-Emde: Függvénytáblák.

### Egyesületi élet

#### Tervezési és Szervezési szakosztály.

Új szakosztályunk május 19-én tartotta alakuló ülését. Réti József bevezető előadását e számban közöljük. Vigh István szakosztályi titkár beszámolójának kivonatát is lehetőleg közölni fogjuk.

#### Műszint-terv ankét.

A június 10-ére összehívott ankét beszámolóját Hermann László főmérnök tartotta. A beszámoló közlését a lap terjedelmében bekövetkezett korlátozás miatt el kell halasztanunk. Az ankét határozata:

1. Az 1954. évi MŰSZINT-terv előkészítését legkésőbb augusztus hó folyamán meg kell kezdeni. Ennek érdekében a csúcsembizottságok hozzák létre a javasolt szervezet szerinti gyáregység, üzemegység, ill. műhelyegység-bizottságokat, nevezzék ki azok tagjait, bízzák meg azok titkárait.
2. A csúcsembizottságok legkésőbb július 31-ig foglalják össze az 1953-as évi tervkészítés, valamint a végrehajtás tapasztalatait gyári szinten.
3. A Híradástechnikai Tudományos Egyesület iparágon belül (MTESZ felé javasoljuk minden iparágban) tapasztalatcsere értekezletre hívja össze a vállalati csúcsembizottságok néhány tagját, a megbeszélés eredményét írásos anyagban közölje az iparági vállalatokkal.
4. A vállalati tervosztály a Minisztérium Tervosztályával együtt legkésőbb szeptember 15-ig bocssássa a csúcsembizottság rendelkezésére az 1954. évre vonatkozó keretszámokat.
5. A csúcsembizottság ennek megfelelően legkésőbb október 15-ig kidolgozza és kidolgoztatja a feladat-terveket a fenti határozatban foglalt irányelvek szerint (gyártmány, vagy téma szerint).
6. A MŰSZINT-terv hónapot okt. 15 és nov. 15-e között meg kell tartani.
7. Bevezetési terv készítésével együtt elkészítendő a központi és végrehajtó szerv nyilvántartási és bevezetési terve, melynek alapján az ellenőrzés történik.
8. Javasoljuk a MTESZ Központi Bizottsága felé, hogy dolgozza ki a MŰSZINT-tervbe felveendő intézkedések terminológiáját, hogy azok egyéb tervekkel ne legyenek kettősségben.

#### A »jobb minőségért«

mozgalom keretében Egyesületünk június 20-án alpanyag-ankétot rendezett. Az ankét nagyszámú résztvevővel, lelkes hangulatban reggel 8 órától délután 3 óráig tartott.

Réti József bevezetője után a híradástechnikai iparban használt alpanyagok megoldásra váró minőségi kérdéseivel kilenc kiselőadás foglalkozott.

Az elnöklő Kossa István és Katona Antal miniszterek az első előadások után szóltak iránytmutatóan a tárgyhoz. A kiselőadásokat követő vitában főleg az alpanyagokat szállító üzemek küldöttjei ismertették álláspontjukat, majd több kiegészítő indítvány elhangzása után az ankét a következő határozati javaslatot fogadta el:

1. A H.T.E. javasolja az iparági tervszerű szabványosítást, amely az országos szabványok mellett irányt vesz a szakmai- és háziszabványok elkészítésére.
2. A H.T.E. kérje fel a MTESZ-ben tömörülő társ-egyesületeket és az illetékes szakminisztériumokat, hogy a már meglévő minőségi szabványok figyelembe vételével gyártsák a híradástechnikai ipar által használt alpanyagokat.
3. A H.T.E. javasolja a szakminisztériumnak, hogy a híradástechnikai alpanyagkészletező vállalat létesítsen az anyagátvitelhez szükséges a MEO szervezetet.
4. Létesítsen a H.T.E. egy alpanyag kérdésekkel foglalkozó szakosztályt.
5. A H.T.E. kérje fel a vegyszereket gyártó vállalatokat és szerveket illetve az azok felsőbb hatóságait, hogy a vegyi anyagok nomenklaturáját országos viszonylatban a legrövidebb időn belül rendezzék.
6. A H.T.E. kérje fel a Vegyipari Minisztériumot és a Helyiipari Minisztériumot, hogy karöltve gondoskodjanak a vegyi gyártmányoknak, de különösen a K.T.Sz.-ek által gyártott cikkek jó és egyenletes minőségéről.
7. A H.T.E. javasolja, hogy a híradástechnikai iparág részére az iparághoz tartozó önálló vas- és fémtöredékeket létesüljön. Addig is, amíg ez az új létesítmény elkészül, a gépipar biztosítsa az iparág speciális követelményeit.
8. A H.T.E. javasolja, hogy a híradástechnikai iparág részére az iparághoz tartozó külön metallurgiai üzem létesítsenek.
9. A H.T.E. javasolja, hogy a híradástechnikai iparág részére egy az iparághoz tartozó nagyfrekvenciájú kerámiákat előállító üzem létesítsenek.
10. A H.T.E. javasolja a híradástechnikai üvegyártással foglalkozó üzemek felügyeleti hatóságainak, hogy az iparágat kiszolgáló üvegyárakat szabadítsa meg a kommersz üveg gyártásától és helyébe a vacuum-technikai különleges üvegfajták felfejlesztésére vegyék az irányt.
11. Gondoskodjék a H.T.E., hogy egy galvanotechnikai tanfolyam még a folyó év folyamán beinduljon.



## Változtatható műcsillapítások

HARGITAI ENDRE

A változtatható műcsillapítás a vezetékes híradástechnika egyik legfontosabb mérőműszere. Feladata: tetszésszerűen ismert csillapítás bevitele  $Z_1$  és  $Z_2$  impedanciák közé, ahol  $Z_1$  a generátor, míg  $Z_2$  a fogyasztó impedanciája. Ebből következik, hogy a műcsillapítás oly négy-pólus, mely konstans hullámellenállás mellett változtatható csillapítással rendelkezik.

Általában a műcsillapítások szimmetrikusak és hullámellenállásaik a légvezetékek  $Z = 600$  Ohm és a nagyfrekvenciás koaxiális kábelek  $Z = 70$  Ohm hullámellenállásaihoz igazodnak, bár a mérési feladattól függően a  $Z = 125 \Omega$ -os,  $Z = 150 \Omega$ -os, vagy ezektől eltérő hullámellenállású is használatos. A  $Z = 600 \Omega$ -os műcsillapítás földszimmetrikus és földaszimmetrikus kivitelben készül, míg a  $Z = 70 \Omega$ -os csakis földaszimmetrikus kivitelben. Ugyanis a több MHz nagyságrendű frekvenciáknál a szimmetrikus mérés sokszor áthághatatlan nehézségekkel járna; egyébként is a koaxiális kábel rendszere földaszimmetrikus, légvezetékes átvitelnél a kihasználási lehetőség felső határa 300 kHz körül van, bár jelenleg országos viszonylatban 150 kHz fölé nem mentünk még (15 és 12 csatornás vivőáramú berendezések). Előszövesnek látszik a  $Z = 600 \Omega$ -os műcsillapítások felső frekvenciahatárát maximálisan 300 kHz-re felvenni. Azonban a légvezetékeken 150 kHz-ig működő berendezések rendszerint többszörös transzponálásúak, belső egységeikben sokszor az 1 MHz-et is megközelítő frekvenciákat használnak, tehát kívánatos, hogy az univerzálisan használni kívánt  $Z = 600 \Omega$ -os műcsillapítás frekvenciafüggetlensége minimálisan 1 MHz-ig terjedjen. Ezen frekvenciák fölött csak a kisohmikus koaxiális rendszert találjuk.

A csillapítástartomány a mérési célhoz igazodik így 15...16 Néper a szóhajóhető maximum. Kívánatos a csillapításértékek Néper egységekben való kiképzése, tekintve, hogy Európában majdnem kizárólag ilyen egységekben számolnak és a nemzetközi együttműködés az egységességet megkívánja. A könnyű használhatóság és beállítási finomság érdekében, a műcsillapítások egyes fokozatainak dekádikus osztása, valamint a fokozatok számának helyes megválasztása elengedhetetlen. Ezek szerint egy korszerű változtatható műcsillapításnak az alábbi dekádokat kell tartalmaznia:

$10 \times 0,01$ ;  $10 \times 0,1$ ;  $10 \times 1$  Néper + egy 5 Néperes fix fokozat. Ezzel kapcsolatban megjegyzendő, hogy nagyfrekvenciás méréseknél nagyobb csillapítások csakis úgy mérhetők, ha a generátor és indikátor árnyékolása megfelelő. Az árnyékolásra annál inkább kell ügyelni, minél nagyobb a mérőfrekvencia és a műcsillapítás értéke.

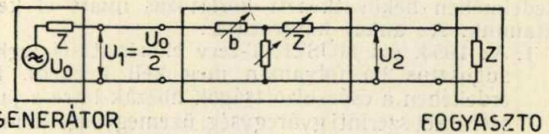
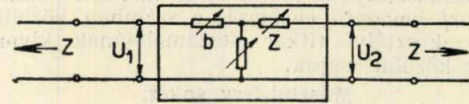
Legkényesebbek a csatolásra a mérővezetékek, tehát ezek árnyékolására nagyon vigyázni kell; nem alkalmas ilyen célra pl. a fémharisnyás vagy alumíniumfóliás árnyékolású kábel, mert nagyon

nagy az árnyékolás nagyfrekvenciánál mért ellenállása. Alkalmasabb a hajlékony kígyócsőbe (gégecsőbe) bújtatott mérőzsinór. Ily kábelekkel nagy csillapításokat még 30 MHz-nél is mérhetünk. Hangfrekvenciáknál (60 kHz-ig) és kisebb csillapításoknál azonban elégséges a mérővezetékek összesodródása is.

### MÉRÉSI PÉLDÁK

#### 1. Azonos hullámellenállású kapcsolási elemek

A műcsillapítást generátor és fogyasztó közé vezetékbe (áramkörbe) közbeiktatva — ha a hullámellenállások egyezők — a négy-pólusok elmélete alapján a beiktatott műcsillapítás  $b$  csillapítása egyenlő a beállított értékkel, mely a műcsillapítógombjain leolvasható (1. ábra).



1. ábra. Meghatározott csillapítás beiktatása

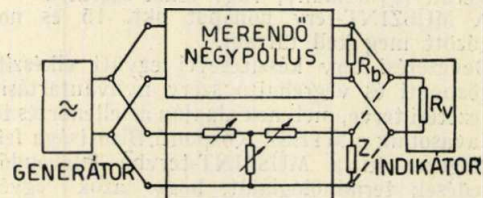
a) vezetékbe közbeiktatva  $b = \ln \frac{U_1}{U_2}$

b) generátor és fogyasztó közé kapcsolva  $\ln \frac{U_1}{U_2} = b$ ,

$\ln \frac{U_0}{U_2} = b + 0,69^*$

#### 2. Csillapítás- és erősítésmérés műcsillapítással, feszültségösszehasonlítás alapján

Indikálásra nagyohmikus bemenetű csővoltage-mérőt alkalmazunk ( $R_v \gg R_o, Z$ ). Ebben az esetben a mérendő négy-pólust és a műcsillapítást — melyek



2. ábra. Csillapításmérés összehasonlítási módszerrel

hullámellenállása egymástól különböző is lehet — külön-külön lezárjuk. A csővoltage-mérő nem igényel hitelesítést, mert csak az indikátor szerepét tölti be.

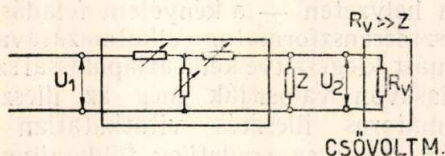
\* $U_0$  jelölés azonos a generátor EME-vel.



A műcsillapítást úgy állítjuk be, hogy a kimenő kapcsain lévő feszültség egyezzen a mérendő négy-pólus kimenő feszültségével. Ebben az esetben a csillapítások egyenlők (2. ábra).

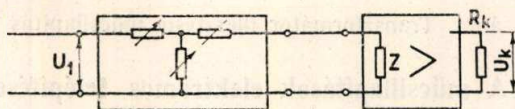
Használhatjuk a műcsillapítást igen pontos kis-feszültségek előállítására is, amikor egy jól mérhető nagyobb feszültségből indulunk ki.

Ha a vevő (3. ábra)  $Z$ -hez viszonyítva nagy-ohmikus bemenetű, a műcsillapítást saját hullám-ellenállásával zárjuk le.



3. ábra. Kis feszültségek előállítása műcsillapítással

Hasonló az erősítés mérése is. Ebben az esetben a mérendő erősítő (négy-pólus) és a műcsillapítás sorba van kötve. Az amplitúdómenet könnyű mérhetősége és szélsőséges szintek elkerülése végett a műcsillapítást az erősítő elé kötjük. Ha az erősítő után kapcsolnánk, akkor — az előző szempontoktól függetlenül is — esetleg túlvezérlés állana elő, vagy a rendszerint 1—2 W-ig terhelhető műcsillapítás nagyobb kimenőteljesítményű erősítő esetében elegendő. Erősítésmérésnél a műcsillapítást addig változtatjuk, míg  $U_1 = U_k$ , mely esetben  $v = b$ .



4. ábra. Erősítésmérés

### 3. Illesztetlen műcsillapítás

Abban az esetben, ha a műcsillapítást nem saját hullámellenállásával zárjuk le, figyelembe kell vennünk, hogy  $U_2/U_1$  nem lesz azonos  $e^{-b}$  értékkel. Helyes értékét az alábbi egyenlet adja:

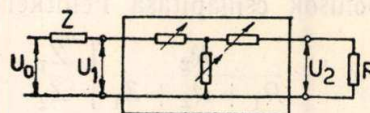
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\cosh b + \frac{Z}{R} \sinh b} \quad (1)$$

ahol  $U_1$  a műcsillapítás előtti,  $U_2$  a műcsillapítás utáni feszültség,  $Z$  a műcsillapítás hullámellenállása,  $R$  a lezáró ellenállás abszolút értéke és  $b$  a beállított csillapításérték.

Aláillesztés ( $R < Z$ ) esetében nagyobb, míg túlillesztés ( $R > Z$ ) esetében kisebb a műcsillapítás tényleges csillapítása, mint amennyit beállítottunk rajta.

Egyszerűbb egyenlet is adódik, ha illesztetlen-ség esetében a műcsillapítás elé hullámellenállással megegyező ellenállást ( $Z$ ) sorbakötünk (5. ábra) és a műcsillapítás kimenőfeszültségét az ellenállás előtti feszültséggel állítjuk arányba. Ekkor

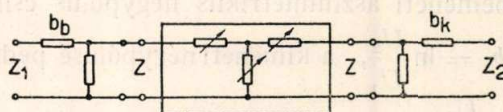
$$\frac{U_2}{U_0} = \frac{R}{R + Z} \cdot e^{-b} \quad (2)$$



5. ábra. Illesztetlen műcsillapítás

### 4. Aszimmetrikus négy-pólusokkal kiegészített műcsillapítás

Előfordul az is, hogy a műcsillapításnak sem a bemenete, sem pedig a kimenete nincs illesztve. Az előző esetet tovább vezetve, illesztés céljából a műcsillapítás előtt és után egy-egy ohmos ellenállásokból felépített aszimmetrikus négy-pólust alkalmazhatunk a 6. ábra szerint. Ezek a négy-pólusok kiegyenlítik az illesztési differenciákat, azonban átszámításra van szükség.

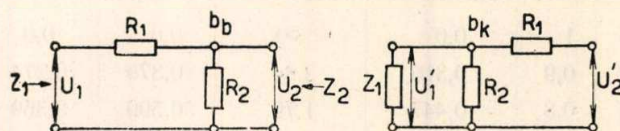


6. ábra. Műcsillapítás aszimmetrikus négy-pólusok között

Tehát ily kapcsolásnál három csillapítást kell megkülönböztetnünk:

1. a bemeneti négy-pólusét  $b_b$ ,
2. a műcsillapításét  $b$  és
3. a kimeneti négy-pólusét  $b_k$ .

Ezek összege szerepel a mérőkapcsolásban, tehát akkor is megmarad  $b_b + b_k$ , amikor a  $b$  értékét zéróra csökkentjük. Ez nem ideális illesztés, mert nem veszteségmentes, de szükségből elég sokszor alkalmaznunk kell frekvencia-függetlensége miatt, szemben a később tárgyalandó transzformátoros illesztéssel.



7. ábra. Aszimmetrikus illesztő négy-pólusok

Az aszimmetrikus négy-pólusok számítása az alábbi:

$$Z_1 = \sqrt{(R_1 + R_2)R_1};$$

$$Z_2 = \sqrt{R_2 \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}; \quad \frac{Z_1}{Z_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (3)$$

továbbá

$$Z_2 = \frac{(R_1 + Z_1)R_2}{R_1 + R_2 + Z_1} \quad (4)$$

(2) és (4)-ből következik, hogy

$$R_2 = Z_2 \sqrt{\frac{Z_1}{Z_1 - Z_2}}; \quad R_1 = \sqrt{Z_1(Z_1 - Z_2)} \quad (5), (6)$$



Ezen négy pólusok csillapítása Feldtkeller szerint

$$e^{-b} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + Z_1} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \quad (7)$$

(5) és (6) felhasználásával

$$e^{-b} = \frac{\sqrt{Z_2}}{\sqrt{Z_1 - Z_2} + \sqrt{Z_1}} \quad (8)$$

a feszültség áttételezése előre

$$\frac{U_2}{U_1} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} e^{-b} = \frac{Z_2}{\sqrt{Z_1(Z_1 - Z_2)} + Z_1} \quad (9)$$

és visszafelé

$$\frac{U_1'}{U_2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} e^{-b} = \frac{1}{\sqrt{\frac{Z_1 - Z_2}{Z_1} + 1}} \quad (10)$$

A bemeneti aszimmetrikus négy pólus csillapítása  $b = \ln \frac{U_2}{U_1}$ , a kimeneti négy pólusé pedig

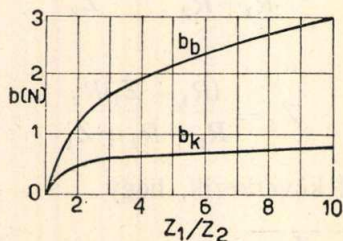
$$b_k = \ln \frac{U_1}{U_2'}$$

Végeredményben ez a két konstans érték ( $b_b$  és  $b_k$ ) minden esetben hozzáadandó a műcsillapítás beállított értékéhez. Az 1. táblázatból és a 8. ábra grafikonjából látható, hogy nagy impedancia-különbségek esetén és kis csillapítások mérésénél ez a módszer nem követhető.

1. táblázat

Aszimmetrikus illesztő műcsillapítások ellenállásértékei és csillapításai 1 ohmra vonatkoztatva

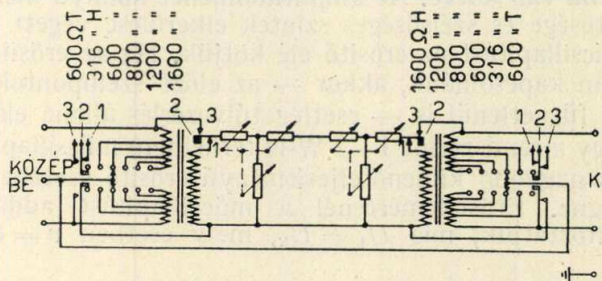
| $Z_1$    | $Z_2$    | $R_1 = \sqrt{Z_1(Z_1 - Z_2)}$ | $R_2 = Z_2 \sqrt{\frac{Z_1}{Z_1 - Z_2}}$ | $b_b = \ln \frac{U_2}{U_1}$ | $b_k = \ln \frac{U_1'}{U_2'}$ |
|----------|----------|-------------------------------|--|-----------------------------|-------------------------------|
| $\Omega$ | $\Omega$ | $\Omega$                      | $\Omega$                                 | Néper                       | Néper                         |
| 1        | 1        | 0,0                           | $\infty$                                 | 0,0                         | 0,0                           |
| 1        | 0,9      | 0,316                         | 2,84                                     | 0,376                       | 0,274                         |
| 1        | 0,8      | 0,447                         | 1,79                                     | 0,590                       | 0,369                         |
| 1        | 0,7      | 0,548                         | 1,28                                     | 0,794                       | 0,436                         |
| 1        | 0,6      | 0,632                         | 0,949                                    | 1,002                       | 0,491                         |
| 1        | 0,5      | 0,707                         | 0,707                                    | 1,23                        | 0,534                         |
| 1        | 0,4      | 0,774                         | 0,516                                    | 1,48                        | 0,572                         |
| 1        | 0,3      | 0,837                         | 0,358                                    | 1,81                        | 0,606                         |
| 1        | 0,2      | 0,895                         | 0,227                                    | 2,25                        | 0,637                         |
| 1        | 0,1      | 0,949                         | 0,105                                    | 2,97                        | 0,667                         |



8. ábra. Aszimmetrikus illesztő műcsillapítások beiktatási csillapításai a  $Z_1/Z_2$  függvényében

### 5. Műcsillapítás illesztőtranszformátorral

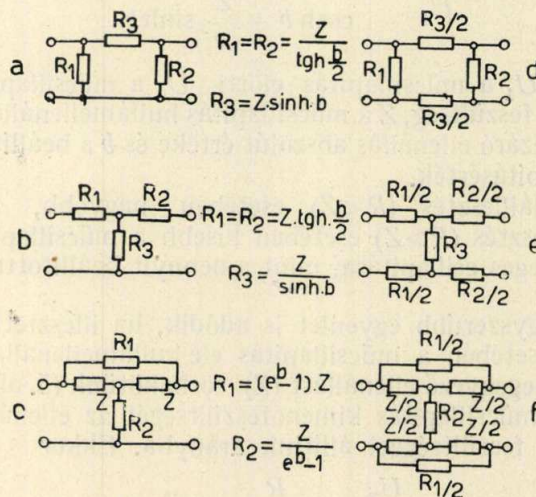
Amennyiben az előző eset csillapítás előtti és utáni négy pólusait nem ohmikus ellenállásokból építjük fel, hanem transzformátort alkalmazunk, akkor ideális esetben veszteségmentes impedancia-transzformációt valósítunk meg. Azonban veszteségmentes transzformátort nem tudunk készíteni, és annak további hibája a kis frekvenciaterjedelem. Az ohmos ellenállásokból felépített műcsillapítás nagy frekvenciaterjedelmét transzformátoros impedanciaillesztéssel sohasem tudjuk kihasználni. Javíthatunk a helyzeten — a kényelem feladásával — több illesztőtranszformátor alkalmazásával, melyek egymást kiegészítve kellő átlapolással szélesebb frekvenciasávon valósítják meg az illesztést. A transzformátoros illesztés vitathatatlan előnye viszont az, hogy az eredetileg földaszimmetrikus műcsillapítást kívülről nézve földszimmetrikussá teszi. A 9. ábrán különféle illesztésekre készített műcsillapítás látható, mely tetszés szerint lehet földszimmetrikus vagy aszimmetrikus.



9. ábra. Transzformátor illesztésű műcsillapítás

### 6. A műcsillapítások elektromos felépítése

A műcsillapításokat  $\pi$ , T vagy áthidalt T alapelemekből készítik. A földaszimmetrikus műcsillapítások a 10. ábra a, b, c szerint, míg a földszimmetrikusok az előzőkből leszármaztatva d, e, f alapján készülnek. Mivel a műcsillapítások csak ohmos ellenállásokat tartalmaznak, a csillapítás-változtatás az ellenállásértékek megfelelő beállításával lehetséges. Míg a földaszimmetrikus  $\pi$  és T típusoknál egyszerre három ellenállást kell változtatni, addig az áthidalt T-nél csak kettőt.



10. ábra. Műcsillapítások típusai



A kapcsolástechnika részére ez igen előnyös, mert egyszerűbb kapcsolóval készíthető, továbbá előnye a különféle értékekben készíthető ellenállások kisebb száma miatt is. Minden dekádhoz általában 50—60 darab ellenállás szükséges, melyek között azonos értékűek alig vannak. Három dekádhoz tehát igen nagy mennyiségű különféle értékű ellenállás szükséges; takarékosági célból alkalmasabb kapcsolásokkal az ellenállások száma lényegesen csökkenthető, pl. csak az első öt fokozatot kell elkészíteni, meg egy fix 5-ös egységet, melyeket kapcsolóval lehet variálni. Pl. 7 előállítható  $5 + 2$  egységekből stb. Ehhez viszont különleges kapcsoló szükséges. Belátható, hogy csak kompromisszummal oldható meg a probléma. Hangfrekvenciáknál nem jelent nehézséget egy ilyen műkapcsolás alkalmazása, azonban a nagyobb frekvenciáknál a kapcsolók, vezetékek kapacitása és egymáshatása nem hanyagolható el. Nagyobb frekvenciáknál csakis különleges kapacitázzegény kapcsolók és rövid csatolásmentes huzalozás felelnek meg.

További nehézség az ellenállásértékek megvalósítása. A 2. táblázatban részletesen látható a különféle típusú műcsillapítások ellenállásainak értéke a szóba jöhető tartományon belül (3 dekádra) a leghasználatosabb  $Z = 600 \Omega$ -os hullámellenállásra.

Kis csillapítások esetében mindhárom típusnál oly ellenállásértékek adódnak, melyek  $Z = 600 \Omega$ -nál még megvalósíthatók. A T típus hátrányában van a  $\pi$  és az áthidalt T-vel szemben a centi és egység fokozatokban, különösen kis impedanciák esetén, mert a kritikus kis ellenállások kétszer kisebbek. A decineper fokozat nem támaszt semmi nehézséget egyik típusnál sem. Azonban mindegyik típusnál leküzdhetetlen akadály jelentkezik az egység fokozatban 7 Néper fölött. A  $\pi$  és áthidalt T típusnál a hosszanti ellenállások oly nagyértékűek, hogy nagyobb frekvenciáknál az elkerülhetetlen párhuzamos kapacitások jelentős mellékzárát képviselnek. Ezért a T típus jobban megfelel nagyobb

2. táblázat

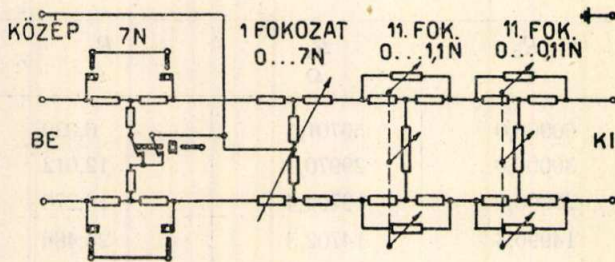
Műcsillapítások értéktáblázata  $Z = 600 \Omega$ -os hullámellenállás esetében (ellenállások jelölése a 10. ábra alapján)

| b<br>Néper | $\pi$             |                         | T                       |                   | Áthidalt T        |                   |
|------------|-------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
|            | $R_3$<br>$\Omega$ | $R_1 = R_2$<br>$\Omega$ | $R_1 = R_2$<br>$\Omega$ | $R_3$<br>$\Omega$ | $R_2$<br>$\Omega$ | $R_1$<br>$\Omega$ |
| 0,01       | 6,000             | 120000                  | 3,000                   | 60000,0           | 59701,5           | 6,030             |
| 0,02       | 12,000            | 60000                   | 6,000                   | 30000,0           | 29970,0           | 12,012            |
| 0,03       | 18,000            | 40000                   | 9,000                   | 20000,0           | 19704,4           | 18,270            |
| 0,04       | 24,000            | 30000                   | 12,000                  | 14996,3           | 14702,3           | 24,486            |
| 0,05       | 30,012            | 24009,6                 | 14,994                  | 11995,2           | 11702,8           | 30,762            |
| 0,06       | 36,024            | 20006,7                 | 17,994                  | 9993,3            | 9702,5            | 37,104            |
| 0,07       | 42,036            | 17147,8                 | 20,994                  | 8564,1            | 8274,7            | 43,506            |
| 0,08       | 48,054            | 15007,5                 | 23,988                  | 7491,6            | 7203,7            | 49,974            |
| 0,09       | 54,072            | 13342,2                 | 26,982                  | 6657,8            | 6371,5            | 56,502            |
| 0,1        | 60,102            | 12009,6                 | 29,976                  | 5989,9            | 5705,0            | 63,102            |
| 0,2        | 120,804           | 6019,9                  | 59,802                  | 2980,0            | 2710,0            | 132,840           |
| 0,3        | 182,712           | 4029,8                  | 89,334                  | 1970,3            | 1714,9            | 209,916           |
| 0,4        | 246,450           | 3039,8                  | 118,43                  | 1460,7            | 1220,0            | 295,092           |
| 0,5        | 312,660           | 2449,8                  | 146,95                  | 1151,4            | 924,93            | 389,220           |
| 0,6        | 381,990           | 2059,7                  | 174,78                  | 942,43            | 729,84            | 493,260           |
| 0,7        | 455,148           | 1783,7                  | 201,83                  | 790,95            | 591,83            | 608,280           |
| 0,8        | 532,866           | 1579,2                  | 227,97                  | 675,59            | 489,48            | 735,000           |
| 0,9        | 615,912           | 1422,1                  | 253,14                  | 584,50            | 411,07            | 875,760           |
| 1          | 705,12            | 1298,4                  | 277,27                  | 510,55            | 349,18            | 1030,98           |
| 2          | 2176,14           | 787,83                  | 456,95                  | 165,43            | 93,910            | 3833,46           |
| 3          | 6010,74           | 662,87                  | 543,03                  | 59,893            | 31,437            | 11451,6           |
| 4          | 16374,0           | 622,39                  | 578,42                  | 21,986            | 11,194            | 32158,8           |
| 5          | 44521,8           | 608,14                  | 591,97                  | 8,0859            | 4,0702            | 88447,8           |
| 6          | 121026            | 602,98                  | 597,03                  | 2,9746            | 1,4909            | 241458,0          |
| 7          | 328992            | 601,09                  | 598,91                  | 1,0747            | 0,5476            | 657378,0          |
| 8          | 894288            | 600,40                  | 599,60                  | 0,4026            | 0,2013            | 1788000           |
| 9          | 2430900           | 600,15                  | 599,85                  | 0,1481            | 0,0741            | 4861260           |
| 10         | 6607920           | 600,05                  | 599,95                  | 0,0545            | 0,0272            | 13215000          |



csillapítások készítésére. Mindazonáltal még ezzel sem készíthető 10 Népernél nagyobb csillapítás (sőt még eddig is kétséges), mert  $Z = 600\Omega$ -osnál a keresztellenállás  $0,0545\Omega$  és a  $Z = 70\Omega$ -osnál pedig  $0,0063\Omega$ . Tudvalevő, hogy még jónak mondható kapcsoló átmeneti ellenállása is ilyen nagyságrendű, tehát nem biztosíthatjuk a csillapítások pontosságát. Szükségből az egység dekádban 7 Néper fölött egy 5 vagy 7 Néperes fix tagot célszerű készíteni, melyet variálni kell az előzőkkel. A variálás célszerűen dugaszolással is megoldható a fent előadott okoknál fogva, de semmi esetre sem tanácsos a dekádfokozatba beépíteni. Ily megoldást látunk a 11. ábrán bemutatott Siemens-féle »Rel msl 32« típusú műcsillapításnál.

Azonban ez a megoldás is legfeljebb 2 MHz-ig használható. A koaxiális rendszer nagyobb frekvenciatartományával és kisebb hullámellenállásával csak kapacitásszegényen készíthető és kis induktivitású ellenállásokat használhat. Tehát a centi és deci fokozatok részére csakis áthidalt T típus jöhet szóba, míg az egység fokozatot lánckapcsolású T tagokból célszerű készíteni, mert így elkerülhető



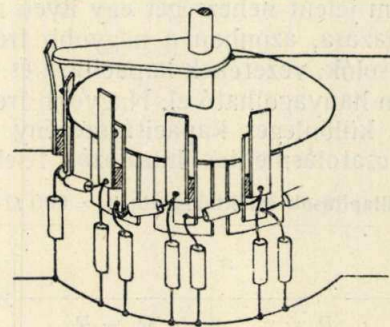
11. ábra. Műcsillapítás 2 MHz-ig

a nagy ohmikus ellenállások alkalmazása. Itt is jelentkeznek azonban 7 Néper fölött kellemetlenségek, melyek csatolásból adódnak, tekintve, hogy 7 Néperes csillapításnál a jelentkező igen nagy feszültség-szintkülönbség a csillapítás be- és kimenete között térben közel van. Ily esetben is szokásos a méréshatár kibővítésére egy 7 Néperes fix tag bekapcsolása. Erre a megoldásra példaként szolgál a 12. ábrán látható Siemens-féle »Rel msl 14« típusú műcsillapítás 20 MHz-ig. Ily nagy frekvenciáknál nullcsillapítás beállítása esetén a vezetkezés elkerülhetetlen csatolásai miatt az alapsillapítás nem lesz zéró. Ezért az alapsillapítást nullállásban  $R$  ellenállással kerek értékre állítják be, a könnyebb számolás végett.

Műcsillapítások felépítésénél legújabbban az előző elvektől eltérőleg minden fokozatban rátértek a lánckapcsolásra, mely azonos csillapítástagokból van felépítve. Tehát a kívánt csillapításhoz igazodva dekádonként 10tagot kapcsolhatunk össze. Elvileg tel-

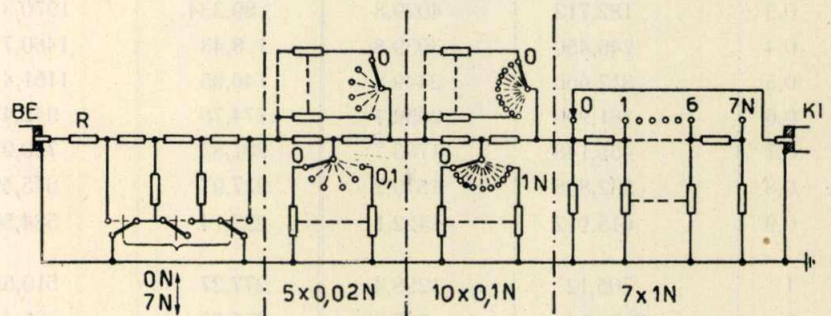
jesen mindegy, hogy  $\pi$ , T vagy áthidalt T típust használunk; ezt pusztán a felépítés technikája által adott célszerűség határozza meg. A 14. ábrán adott célszerű kapcsolótípus mellett azonban az ellenállásokat könnyebb elhelyezni, ha a műcsillapítást  $\pi$  tagokból építjük fel. A 13. ábra mutatja a műcsillapítás földaszimmetrikus kivitelét. Természetesen minden nehézség nélkül megvalósítható földszimmetrikusan is.

A kivittelt perspektívikusan a 14. ábra szemlélteti. Az egyes tagok egy-egy nyugalmi érintkezőn kapcsolódnak egymáshoz. Ezen érintkezőket súrolja egy leszedőkefe, mely érintkezés esetén egyidejűleg bontja a lánccolt kapcsolás további földszimmetrikusan is.

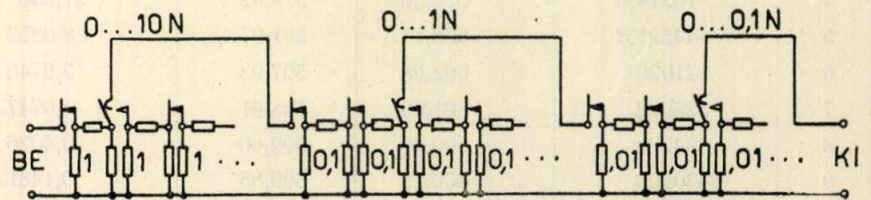


14. ábra. Lánccolt műcsillapítás egyik dekádjának kapcsolója

A csillapítótagok az aránylag nagy kapcsoló körül hengerpalástot alkotva foglalnak helyet. Ez igen kedvező — rövid és csatolásmentes — huzalozást biztosít. Az egyes fokozatok árnyékolása is könnyen megoldható. A sok érintkező sorba-kapcsolt átmeneti ellenállása nem jelent hátrányt, mert az átfolyó áramerősségek így szempontból elhanyagolhatók és a kapcsolt ellenállások nagyságrendileg több ezerszeresei az érintkezők átmeneti ellenállásainak. A kapcsoló kivitele igen egyszerű és egy egységet képez az ellenállásokkal. A hengeres alakú kapcsoló palástjára merőlegesen, kamrákat alkotó árnyékoló falak vannak elhelyezve (ez a



12. ábra. Koaxiális műcsillapítás 20 MHz-ig



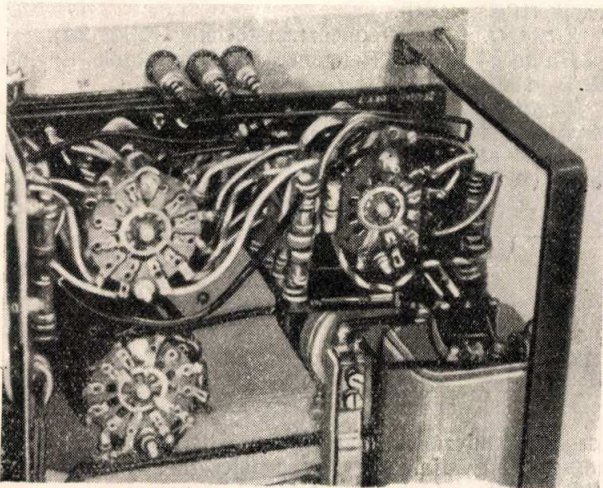
13. ábra. Lánckapcsolású műcsillapítás



között ábrán nincs feltüntetve). A henger belsejében foglal helyet a leszedő kefe, a megfelelő ugrató (arretáló) szerkezettel. Az egész egy árnyékoló bűrával van beborítva. Mivel az egységes dekadkapcsolók célszerűen 10 állásúak, maximálisan 11,1 Néper állítható elő 3 dekad alkalmazásával. A 15 Néperes összcsillapítás elérésére még szükséges egy 4 Néperes fix tag, melyet dugaszos kapcsoló iktathat be vagy ki a 11. ábrán látott megoldáshoz hasonlóan.

További előnye e rendszernek, hogy dekadonként csak két értékféleségű ellenállást használ fel (gyártástechnológiai racionalizálás!). A legnagyobb csillapítás tagonként legfeljebb 1 Néper (az egység dekadban). Továbbá a beállított csillapításértékek a térben  $n$  tagra vannak elosztva, ezért a csatolás a bemeneti és kimeneti részek között — melyek most már eléggé távol és kellően árnyékolva helyezhetők el — igen minimális.

Összehasonlítást téve egy szimmetrikus T kapcsolású, régi rendszerű (pl. a hazai gyártású Csicsátka-EMG\*-féle) és a lánckapcsolású  $Z = 600 \Omega$ -os műcsillapítás ellenállásszükséglete között, az alábbi meglepő képet kapjuk: a régi három-



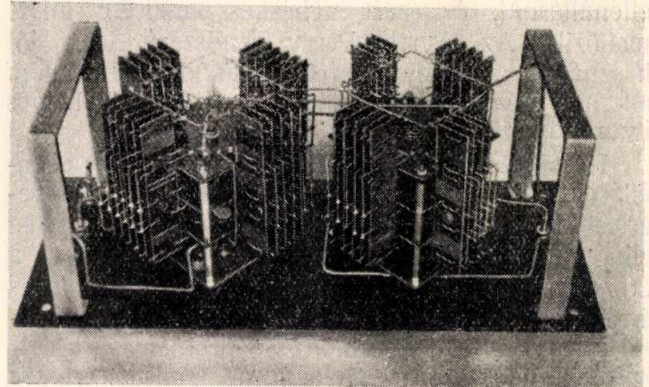
15. ábra. Bifiláris tekercsű műcsillapítás

dekádós, egységfokozatában maximálisan 7 Néperig állítható műcsillapítás 56 értékféleséget használ fel összesen 174 db ellenállásszükséglettel. Ezzel szemben az új típusú műcsillapítás 180 db. ellenállása csak 6 féle értékű. Egységdekádjának összcsillapítása azonban 10 Néper.

Az ellenállások kivitelét illetőleg óvatosak legyünk, mert a  $Z = 600 \Omega$ -os műcsillapításnál a megkívánt frekvenciahatár 1 MHz és a koaxiális  $Z = 70 \Omega$ -osnál 20 MHz, az ellenállásoknak pedig ezen frekvenciatartományokon belül ohmosaknak kell maradniuk. Általános fogalmakat fedő bifiláris tekercsek nem használhatók korlátlanul, bár angolszász konstrukciókban főleg kisebb ellenállású (korlátozott csillapítástartományú, kis hullámellenállású műcsillapításokban) csévéket lehet találni még 150 kHz-es feladatokra is. Egy ilyen kivitelű műcsillapítás fényképét a 15. ábra szemlélteti.

Használható műcsillapításokhoz a lapos szigetelőtestre unifilárisan — hézagosan, egyrétegben, kevés menetszámmal — tekercselt ellenállás is.

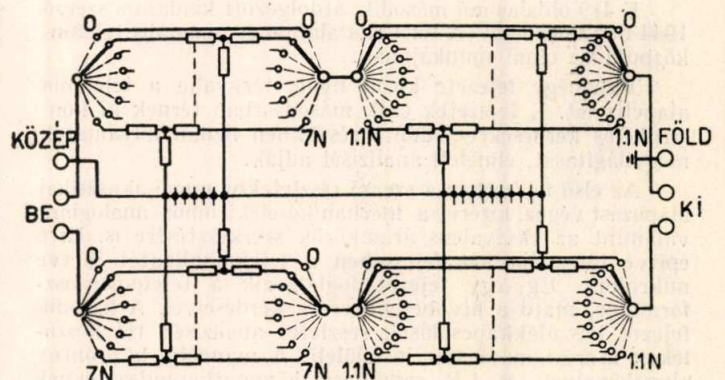
A kevés menetszám nagy ellenállásértékeknel csak kisebb keresztmetszetű ellenálláshuzallal oldható meg, melynek határt szab a műcsillapítás terhelhetősége, ami nem lehet kevesebb mint 1 Watt. Vastagabb huzalok alkalmazását a bőrhatás (skin-



16. ábra. Csicsátka-EMG\* kétdekádós műcsillapítás

effektus) korlátozza. A 16. ábrán láthatjuk a hazai gyártmányú Csicsátka-EMG kétdekádós  $Z = 600 \Omega$ -os földszimmetrikus műcsillapítás belső kivitelét. Megoldása kapcsolástechnikailag nem tökéletes, mert kapcsolószükséglete igen nagy s minden dekad minden egyes fokozata külön névértékben elkészített csillapítótagot kapcsol be az előzőeket kikapcsolva (17. ábra). Hátránya még, hogy a vezetékvezés és az ellenállások parallel elhelyezéséből eredő kapacitások nagyobb frekvenciáknál komolyabb csatolásokat hoznak létre. Tekintve azonban, hogy jelenleg légvezeték hálózatunkat csak 150 kHz-ig használjuk ki, ezen tartományban történő kisebb igényű mérésekre alkalmas.

Az ellenállások megválasztásánál irányadó, hogy a huzalhossznak kisebbnek kell lennie a használatos frekvencia hullámhosszána. Tehát 1000 Ohm és 10 MHz fölött már bajok mutatkoznak a huzal-ellenállásoknál. Szovjet és angolszász konstrukciókban selyem lánccfonalak közé vetülékfonalnak be-



17. ábra. Csicsátka-EMG műcsillapítás kapcsolása

szött ellenálláshuzalból készült ellenállásokat használnak. A szövédék szalagból megfelelő hosszúságot levágva és feltekerve, kis szöghibájú és kis idő-

\*EMG = Elektronikus Mérőkészülékek Gyára »Z« telep



állandóval rendelkező ellenálláshoz lehet jutni. Az említett konstrukciót 1 MHz-ig, sőt azon felül is használják, Hasonló hatású a német eredetű bifiláris és sodrott ellenálláshuzalból készült tekercs is. A Wagner-Wertheimer rendszerű ellenállás nem sokkal jobb a lapos testre unifilárisan készített ellenállásnál, és ezért nehézkes készítése miatt mellőzik. Az Ayrton-Perry rendszerű igen jól használható, de nagyobb ellenállás készítésére nem alkalmas. Az 1 Ohm alattiak készítése sem helyes ily rendszerben.

Kézenfekvőnek látszik massa (karbowid) ellenállások alkalmazása, melyeknél fenti hibák lényegesen kisebbek és az adott frekvencia tartományban elhanyagolhatóak. Hátrányuk viszont, hogy a 20 Ohmnál kisebb és a megkívánt különleges értékeket kommerciálisan nem készítik. Válogatással és párosítással azonban ez a probléma áthidalható. Lehetséges az ellenállások pontos értékre való köszörülése is.

### 7. Összefoglalás

Műcsillapításokat gyárt ugyan a hazai ipar, de — párdarabos kivételektől eltekintve — kizárólag a Csicsátka-EMG típust, melynek hibáit láttuk. Szükséges volna ezen típus helyett korszerűbb gyártására rátérni 600,125 és 70  $\Omega$ -os hullámellenállásokkal. A háromdekádós kivitel természetesen elengedhetetlen követelmény.

Láttuk, hogy a nagyobb csillapításértékek készítése változtatható kivitelben főleg kapcsoló probléma. Nem hagyhatók figyelmen kívül a háromdekádós műcsillapítások készítésénél a gyártástechnológiai és gazdaságosági szempontok sem. A felsorolt példák rámutatnak többek között ezekre is. Jelenleg legkorszerűbb a lánckapcsolású műcsillapítás, mely nagymértékben eleget tesz úgy az elektromos, mint a gazdaságosági feltételeknek.

Mivel a változtatható műcsillapítások csupán fokozatkapcsolókból és ellenállásokból állnak, a minőségi követelmények csakis e két alkatelem célszerű kiképzésével érhetők el. Egyik gyárunk megkezdte a minőségi karbowid rendszerű ellenállások (carbofix) gyártását s így e téren sem lát szik akadály a minőségi szélessávú műcsillapítások gyártásánál.

### IRODALOM

- B A Szmirnyin : A rádiótechnika kézikönyve (1952)  
 Kraus A. : Archiv für technisches Messen (1950, Z 14—3)  
 Klemt A. : Archiv für technisches Messen (1940, Z 115—2)  
 Klemt A. : Hochfrequenztechnik und Elektroakustik (1941, 159. old.).  
 Siemens—Halske : Messeinrichtungen für die Fernmelde-technik (1940—1950).  
 Zinke, O. : Hochfrequenzmesstechnik (II. kiadás).  
 Haraden—Pratt : Reference Data for Radio Engineers (III. kiadás).  
 Feldtkeller, R. : Einführung in die Vierpoltheorie der elektrischen Nachrichtentechnik.  
 Szegal—Szemendjev : Pjatyiznacsnüe maten aticseszkie tablicü (1950).

## Könyvszemle

### Katajev : Telefonía.

E. B. Китаев : Телефония. Основы телефонии и телефонные станции ручного обслуживания (Связиздат, Москва 1952)

E 419 oldalas mű második, átdolgozott kiadása a szerző 1944-ben megjelent »A telefonía alapjai és manuális telefonközpontok« című munkájának.

Tizennégy fejezete közül nyolc tárgyalja a telefonía alapelemeit. E fejezetek csak másodsorban térnek ki konstrukciós kérdésekre; döntő részükben fizikai folyamatok megvilágítását, elméleti analizisét adják.

Az első fejezetben a szerző részletekbe menő akusztikai alapozást végez, kitérve a mechanikó-elektromos analógiára valamint az ekvivalens áramkörök szerkesztésére is. Erre építve tárgyalja két fejezetben a telefonhallgatót illetve mikrofont. Egy-egy fejezet foglalkozik a telefon-transzformátor, majd a hívóberendezések kérdéseivel. A hatodik fejezet készülékkapcsolások részletes analizisén túl készülékek mérési módszereit is felöleli. A manuális központok alapelemeinek és LB rendszerű központberendezéseknek ismertetése után következik a jelfogót tárgyaló fejezet. Jelfogók mágneses, mechanikai és elektromos méretezés-kérdései mellett külön alfejezetben foglalkozik az operátor-módszer alkalmazásával jelfogós áramkörök transzienseivel kapcsolatban; a jelfogók működési-idő kérdéseit e módszer felhasználásával tárgyalja.

A tizedik fejezet a táplálás és hívásjelzés, a tizenegyedik pedig a manuális CB központok részletes ismertetése. A következő fejezetek központok elhelyezése, kábelezése valamint

a segédberendezések illetve manuális központhálózatok kérdéseit tárgyalja. A befejező fejezetben manuális központok méretezésének elemeit fejti ki a szerző.

Szembetűnő a fejezetek túlnyomó részében körültekintően alkalmazott matematikai tárgyalásmód mellett a jelenségek fizikai tartalmának kidomborítása. Ennek szemléletességét a számos ábra illetve diagramm csak növeli.

Werner János

### Benz : Rádiótechnikai mérések

Friedrich Benz : Messtechnik für Funkingenieure (Wien, Springer-Verlag, 1952)

A mű nemrég jelent meg az »Einführung in die Funktechnik« c. munkájáról nálunk is ismert szerző kitűnő tollából. A mérés-technika terén is gazdag tapasztalatokkal rendelkező szerző e műben a nagyfrekvenciás mérés-technika átfogó tárgyalása kapcsán nemcsak a tulajdonképpeni mérési módszereket, hanem egyszersmind a rádiótechnika vizsgálati módszereit is behatóan ismerteti. Emellett elsősorban az üzemi mérnök gyakorlati igényeit tartja szem előtt: az egyes mérések tárgyalásánál általában nem közli a mérés alapjául szolgáló képletek elméleti levezetését; az igényesebb olvasónak a gondosan összeválogatott irodalom felsorolásával nyújt elmélyülési lehetőséget. A tartalmilag igen gazdag könyv használhatóságát egy átfogó név- és tárgymutató fokozza és teszi alkalmassá arra, hogy a rádiótechnika egyes ágaiban dolgozó mérnök, mint kézikönyvet használhassa.

Ragály Miklós



## Mikrohullámú oszcillátorok frekvenciájának önműködő szabályozása

JANKOVICH LÁSZLÓ

### BEVEZETÉS

#### Mikrohullámú oszcillátorok rövid jellemzése. —

A gyakorlatban leggyakrabban triódákat, klisztronokat és magnetronokat alkalmazunk mikrohullámú oszcillátoroknak. Jelen cikkünkben is főleg ezeknek a típusoknak a szabályozásával foglalkozunk, ezért célszerűnek látszik, hogy először is röviden összefoglaljuk legfontosabb tulajdonságaikat.

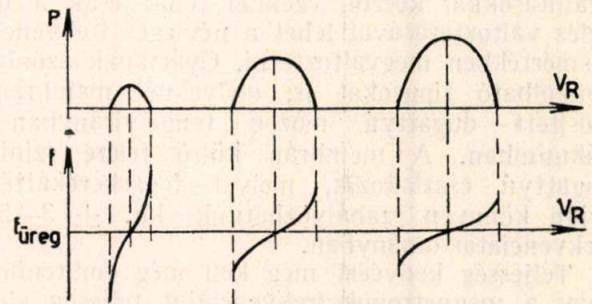
A mikrohullámú trióda felépítése és működése elvileg azonos az alacsonyabb frekvenciáknál már régóta használt triódával, az áramkör is megfelel a szokásos hangolt anód - hangolt rács stb. kapcsolásnak. A gyakorlatban azonban a mikrohullámú rezgőkörök mindig üregrezonátorok és így a triódát is ezekhez kell csatlakoztatnunk. A jó csatlakozás érdekében, a mikrohullámú triódákat különleges alakúra képezik ki, például az elektródák kivezetése nagyméretű, hengeres felületekhez történik.

A triódaoszcillátor frekvenciáját a csőhöz kívülről csatolt üregrezonátorok méretei szabják meg, valamint a cső belső kapacitásai, melyek az elektródák méreteitől függenek. A cső egyes feszültségei a frekvenciát csak kevésbé befolyásolják, viszont a hatásokot és ezzel a nyerhető teljesítményt annál inkább. A frekvencia beállítása tehát célszerűen csak az üregrezonátoroknál történhet. Ha két üregrezonátort alkalmazunk, amint a hangolt rács - hangolt anód kapcsolásnál szokásos, mindkettőt pontosan azonos frekvenciára kell hangolnunk a jó hatásfokú működés érdekében, ami aránylag nehéz feladat. Ezért a gyakorlatban csak a katódhoz, vagy csak az anódhoz csatolunk üregrezonátort, a rácsra pedig csupán hengeres vezetőt erősítünk, amely az üregrezonátor belsejében helyezkedik el és ezáltal adja a rács és katód illetőleg anód közti csatolást. A hengeres vezető hosszát az előállítandó frekvencia szerint kell megválasztanunk.

A triódaoszcillátoroknak igen fontos saját-sága, hogy vezérelhetők az üregrezonátorba kívülről bevezetett rezgésekkel, ha azok vagy felharmonikusaik frekvenciája nagyjából megegyezik az üregrezonátor frekvenciájával. Ilyenkor a trióda tulajdonképpen mint erősítő működik.

A klisztronok között együreges, úgynevezett reflex-klisztronokat és többüreges klisztronokat találunk. A reflex-klisztronnál a gyorsító elektróda a katódból kilépő elektronokat nagysebességgel haladó nyaládba kényszeríti. Az elektronnyaláb üregrezonátoron fut keresztül. Ha az üregrezonátorban mikrohullámok lépnek fel, akkor az eredetileg egyenes eloszlású nyaláb kisebb és nagyobb sűrűségű csoportokra, csomókra bomlik. Ezt a csomósított elektronnyalábot egy negatív

potenciálu elektróda, a reflektor visszafordítja és így az megegyeszer átjut az üregrezonátoron. Az üreghez való visszaérkezés idejét a reflektor feszültsége úgy szabja meg, hogy a visszavert, csomósított nyaláb a rezonátor rezgéseit fenntartsa. A rezgések frekvenciáját nagyjából az üregrezonátor méretei szabják meg, de ehhez a frekvenciához képest korlátozott mértékben (30—50 MHz) a reflektor feszültségével kitűnően és pontosan lehet hangolni. Közben persze a teljesítmény is változik, amint az 1. ábra vázolja. A reflex-klisztron nem lehet a triódához hasonlóan kívülről betáplált rezgésekkel vezérelni.



1. ábra. Reflex-klisztron frekvenciájának és teljesítményének változása a reflektorfeszültség függvényében

Érdekes szabályozási lehetőséget valósítottak meg egyes, a legrövidebb hullámhosszakra készült reflex-klisztronoknál. Ezeknél a tulajdonképpen klisztronnal úgy építenek össze egy közös üreges triódát, hogy a trióda anódja a reflektorral szögemeletyűhöz hasonló kapcsolatban van. A rácsra adott egyenfeszültséggel szabályozhatjuk a trióda anóddáramát és így az anóddíjsszipációt is. Az anód viszont felmelegedésének megfelelően változtatja méretét és ezért az emeltyűn keresztül a reflektor helyzetét is. A reflektor helyzete természetesen befolyásolja az előállított frekvenciát. A leírt szabályozási módnak előnye, hogy vezérlőteljesítmény alig szükséges, hátránya azonban, hogy az anód hőtehetetlensége korlátozza azt a sebességet, amellyel a frekvenciát szabályozhatjuk.

A kétüreges klisztronnál két pár rácyszerűen kialakított elektróda van. Az egyes párokhoz üregrezonátorok csatlakoznak. Az első üreg váltófeszültsége a negatív félperiódusban áthaladó elektronokat lelassítja, később a pozitív félperiódusban áthaladókat pedig gyorsítja. Így a zérus váltófeszültségnél áthaladó elektron körül csomósodás, a félperiódussal később áthaladó körül pedig ritkulás lép fel. A második üreg a csomósított elektronnyaláb gerjeszti az első üregnek megfelelő frekvencián, de nagyobb energiával. Ezért a teljesítmény kicsatolása is a második üregből történik.



A kétüreges klisztron frekvenciáját az üreg-rezonátorok mérete szabja meg, melyeket azonos frekvenciára kell hangolnunk. Az elektródák feszültségével nem lehet jó hatásokkal befolyásolni az üzemi frekvenciát, azonban kívülről az első üregbe táplált rezgéseket éppen úgy felhasználhatunk vezérlésre, mint a triódánál láttuk.

A magnetronnál a henger alakú katód egy szintén henger alakú réztömb, az anód tengelyében helyezkedik el. A réztömbben 6—12 üreg van, melyeket hasítékok kapcsolnak össze a katód-anód térséggel. A katód-anód feszültség és tengelyirányú mágneses tér hatására a katódból kilépett elektronok spirálmozgást végeznek és így gerjesztik az egyes üregeket. A teljesítmény kicsatolása az egyik üregből történik.

A magnetron teljesítménye és frekvenciája erősen függ a terheléstől, viszont az anódfeszültség vagy mágneses tér változtatása a hatásokot rontja, tehát általában hangolásra nem használható. A magnetronok tekintélyes része rögzített beállításokkal készül, ezeknél tehát csak a terhelés változtatásával lehet a névleges frekvenciát kismértékben megváltoztatni. Gyártanak azonban hangolható típusokat is, melyeknél membránra erősített dugattyú mozog tengelyirányban a vákuumban. A membrán külső felére szintén dugattyú csatlakozik, melyet fogaskerékáttétellel útján könnyen szabályozhatunk kb.  $\pm 3$ —5% frekvenciatartományban.

Teljeség kedvéért meg kell még említenünk, hogy a magnetronok frekvenciáját teljesen elektronikusan is lehet szabályozni, az egyik üregen tengelyirányban áthaladó segéd-elektronnyaláb segítségével. A segéd-elektronnyalábot az útjába helyezett rács feszültségével vezérelhetjük. Ilyen elven működnek a frekvenciamodulált magnetronok.

**A frekvenciaváltozás okai.** — Bármilyen típusú oszcillátort alkalmazunk is, frekvenciáját rezgőkörének tényleges induktivitása és kapacitása szabja meg. Az üzemi frekvencia abból a jólismert feltételből adódik, hogy az oszcillátor és a tényleges terhelés alkotta zárt áramkörben az eredő impedancia zérus legyen. Az ellenállásban mutatkozó változások teljesítményváltozásokat, a reaktanciában fellépő változások pedig olyan frekvenciaváltozásokat okoznak, hogy az eredő reaktancia ismét zérus legyen.

Gyakorlati szempontok alapján a kör reaktanciáját befolyásoló tényezőket a következőképp foglalhatjuk össze:

1. Geometriai tényezők, melyeknél az oszcillátor-kör tényleges induktivitása és kapacitása közvetlen mechanikus elmozdulás hatására változik meg.

2. Elhúzási tényezők, melyeknél a terhelés felől reaktancia csatolódik az oszcillátor körébe.

3. Elektronikus elhangolást okozó tényezők, melyeknél a reaktanciaváltozást a feszültségekben, áramokban, vagy a mágneses térerősségben fellépő változások okozzák.

Az oszcillátor frekvenciájának spontán változását az esetek túlnyomó részében az első csoportba tartozó tényezők okozzák *felmelegedés* hatására.

Mivel aránylag nagytömegű szerelvények (üreg-rezonátorok, esetleg csatlakozó tápvonalak) felmelegedéséről van szó, melyek hőállandója nagy, a melegedés következtében fellépő frekvenciaváltozás is lassú és legtöbbször aperiódikus jellegű.

A második csoportba sorolt, *elhúzási tényezők* leginkább olyankor lépnek fel, amikor az oszcillátor terhelésében üzemszerűen állandóan változó, mozgó szerelvények vannak, mint például lokátorberendezéseknél a forgó antennacsatlakozó. A gyakorlatban ugyanis nagyon nehéz, vagy esetleg nem is lehet az ilyen forgó szerelvényeket teljesen szimmetrikusra készíteni, és így forgásuk közben az oszcillátorral szemben folytonosan változó terhelést jelentenek.

A harmadik csoportba tartoznak az olyan tényezők, mint a *tápfeszültségek változása*, a nem megfelelő szabályozás vagy a szabályozócsövek (különösen a gáztöltésű csövek) öregedése miatt, vagy pedig a felmelegedés hatására. Ez utóbbi természetesen a hőállandóval megszabott, lassú ütemben. Előfordulhat azonban sokkal szaporább ütemű, de kisebb mértékű frekvenciaingadozás is. Erre jellegzetes példa a hálózati ütemű frekvenciamoduláció, amely akkor lép fel, ha az oszcillátorcső valamelyik egyenfeszültsége nincs megfelelően szűrve. Ezt a periódikus ingadozást azonban a legtöbb esetben figyelmen kívül hagyhatjuk, mert az erősítő fokozatok alulvágása miatt a vevőkészülék kimenő jel/zaj-viszonyát nem befolyásolja lényegesen.

Egy oszcillátor frekvenciája tehát általában nem állandó, hanem a felsorolt tényezők következtében változik. A frekvencia stabilizálása így tulajdonképpen az oszcillátor olyan önműködő szabályozását jelenti, amely a megváltozott frekvenciát, mihelyt az eltérés egy adott határt túllép, egy előre kijelölt értékre visszaviszi. Az oszcillátor szabályozása elvileg az ismertett tényezők bármelyikével történhet. A gyakorlatban persze figyelembe kell vennünk azt is, hogy az oszcillátor teljesítménye és az üzemi hatások ne változzék lényegesen a szabályozás következtében. Hasonlóképpen igyekszünk elkerülni az olyan megoldásokat, melyeknél túlságosan nagy teljesítményre volna szükség a szabályozáshoz. Ezért például magnetronoknál elhúzási tényezőkkel szabályozunk, mert — mint említettük — a magnetron nem hangolható elektronikusan a teljesítmény erős csökkenése nélkül. Ezzel szemben reflexklisztronnál természetesen a reflektor-feszültséggel célszerű szabályozni. A továbbiakban egyébként ezzel a kérdéssel még részletesen foglalkozunk.

**Frekvenciát stabilizáló (önműködő frekvencia-szabályozó) rendszerek osztályozása.** — Két fő csoportot állíthatunk fel: abszolút frekvenciát stabilizáló, röviden A-F rendszerek és különbségi (differencia) frekvenciát stabilizáló, D-F rendszerek csoportját.

Az A-F rendszerekben az oszcillátor frekvenciáját egy rögzített frekvencián tartjuk. Ilyen szabályozást alkalmazunk adó- és mérő-oszcillátoroknál, valamint egyes különleges postai, katonai stb. úgynevezett kommunikációs szuper-vevő-



készülékekben a keverőoszcillátoroknál, ahol több, egyidőben vett, egymást zavaró állomás esetében is fontos, hogy a keverőoszcillátor éppen a kiválasztott állomás frekvenciájával adja a közép-frekvenciás jelet.

A *D-F rendszereket* általában szuper-rendszerű vevőkészülékeknel alkalmazzuk, amikor a keverőoszcillátor és a vett jel frekvenciája közötti különbséget tartjuk állandó értéken. Ennek a látszólag bonyolult rendszernek az a magyarázata, hogy a vevőkészülék mikrohullámú szerelvényei általában jóval szélesebb sávúak, mint a középfrekvenciás erősítő. Következésképpen a vevő mindaddig jól működik az adóoszcillátor néhány százalékos frekvenciaváltozása esetén is, amíg csak keverés után a középfrekvenciát kapjuk, vagyis amíg csak a keverőoszcillátor és a jel frekvenciája közti különbség állandó. Ilyen *D-F szabályozást* találunk a szórakoztató műsorok vételére szolgáló, közönséges rádiókészülékekben is.

A stabilizálható frekvencia szerinti csoportosításon kívül még a szabályozó áramkör alapján is osztályozhatjuk a rendszereket. Adott esetben ugyanis az említett rendszerek közül bármelyiknek a működéséhez az lehet szükséges, hogy a szabályozás megkezdése előtt az oszcillátort nagyon közel hangoljuk a helyes frekvenciához, azaz egy ilyen rendszernek kicsi a »behúzási« sávja. Ha viszont ez a szabályozó kör egyszer már »megfogta« az oszcillátort, akkor sokkal nagyobb eltérésre való hajlandóságot is képes kiegyenlíteni. Ezek a *nem-kereső rendszerek*.

Viszont akár *D-F*, akár *A-F* rendszerről van szó, könnyen megoldhatjuk, hogy az oszcillátor széles frekvencia-sávot söpörjön át, amíg azon belül a helyes működési pontot meg nem találja. Ez a *kereső rendszerű szabályozás*, amit az jellemez, hogy a »behúzási« sávja igen nagy.

A kereső rendszer alkalmazása ott indokolt, ahol:

1. a várható eltérések nagyok a szabályozó rendszerben alkalmazott erősítő sáv szélességéhez képest (ez fordul elő pl. impulzusmodulációnál, amikor az egyes impulzusok, a modulátorból érkező vezérlő jelek esetleges eltérő feszültsége miatt, erősen különböző frekvenciájúak lehetnek) és

2. nincs lehetőség a frekvenciák összetévesztésére (például vevőkészülék keverőoszcillátoránál másik adó jelének »megfogására«).

A nem-kereső rendszert szívesebben használják frekvenciamodulációnál és ott, ahol az előbbi feltételek hiányoznak.

Az ismertetett csoportosításokon kívül a szabályozó rendszereket a szabályozást végző áramköri elemek szerint is osztályozhatjuk. Ezen az alapon elektronikus és elektromechanikus szabályozást különböztethetünk meg. Az *elektronikus szabályozásnál* nincsenek mechanikusan elmozduló elemek, ezért alkalmazásával másodpercenként többezer-szer előforduló frekvenciaeltéréseket is helyesbíteni tudunk. Az elektronikus rendszer működése azonban a mindenkori hiba függvénye, vagyis egy adott frekvenciaeltérést sohasem tud teljesen ki-

egyenlíteni és ezért hosszú ideig tartó, egyirányú változásokat a legtöbbször csak kézi utánállításal lehet kiküszöbölni.

Az *elektromechanikus rendszer*nél viszont kis szervomotor végzi a szabályozást, ami például egy üregrezonátor mechanikus hangolását vagy esetleg csak egy frekvenciát megszabó feszültség potenciométerrel történő változtatását is jelentheti. Egy elektromechanikus szabályozó rendszer-nél tehát nem kell szükségképpen az oszcillátort közvetlenül, mechanikusan szabályoznunk, hanem csupán az a lényeges, hogy a szabályozó áramkörbe valahol motor, vagy azzal mechanikusan egyenértékű viselkedésű elem legyen beiktatva. A rendszer szabályozó sebességét a motor tehetetlensége korlátozza, ezért másodpercenként csak legfeljebb néhány eltérést tud követni. A szabályozás után fennmaradó hiba mindenkor állandó, jellegű és azzal magyarázhatjuk, hogy a motor megindításához bizonyos minimális teljesítmény szükséges, ami mindig ugyanakkora.

Az elektronikus és elektromechanikus rendszer közti választást sokszor már maga az oszcillátor jellege eldönti, mely esetleg csak mechanikusan hangolható lehet. Más esetekben viszont figyelembe kell vennünk a várható frekvenciaeltérések gyakoriságát és átlagértékének irányzatát, hordozható berendezéseknél ezenkívül még a megengedhető súlyt illetőleg az üzembiztosságot (különös tekintettel a motor-kapcsoló jelfogók esetleges elrázódására). Megvalósíthatunk olyan rendszert is, ahol az elektronikus és elektromechanikus szabályozó körök párhuzamosan kapcsolódnak. Ilyen kapcsolat — bonyolultságától eltekintve — egyesíti a két szabályozási típus előnyeit és alkalmazásával igen pontos szabályozást érhetünk el. A következőkben mindkét fajta szabályozásra mutatunk példákat és feltételezzük, hogy a választást minden esetben az elmondott szempontok figyelembevételével végeztük.

## KÜLÖNESÉGI FREKVENCIÁT STABILIZÁLÓ (*D-F*) RENDSZEREK

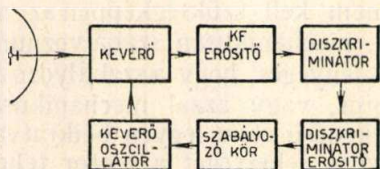
A vevőkészülékeknel szokásos, az adó- és keverőoszcillátor közti frekvenciakülönbséget stabilizáló rendszerek elvi működését a 2. ábra tömbvázlata alapján érthetjük meg.

A keverőbe a jel és a keverőoszcillátor hullámát tápláljuk. A két frekvencia különbsége a középfrekvenciás erősítőn át, a diszkriminátorra jut. A diszkriminátor hibafeszültséget állít elő, melynek polaritása attól függ, hogy a rávezetett frekvencia alatta, vagy fölötte van-e a diszkriminátor zérus kimenetét adó, középső frekvenciájának. A diszkriminátornak ez a középső frekvenciája megegyezik a középfrekvenciás erősítő sávjának középső frekvenciájával. A hibafeszültséget felerősítjük és a szabályozó körbe vezetjük, amely azt a keverőoszcillátor frekvenciájának megváltoztatására alkalmas szabályozó feszültséggé alakítja át. A polarítások olyanok, hogy a középső frekvenciától való valamilyen irányú eltérés olyan szabályozó feszültséget állít elő,



mely az eltérést megszüntetni törekszik. A kör tehát tulajdonképpen negatív visszacsatolást valószínűleg meg.

Itt kell megemlítenünk, hogy a gyakorlatban, ha D-F szabályozás szükséges, keverőoszillátorként majdnem mindig reflex-klisztront alkalmazunk. Ennek az oka az, hogy a keveréshez szükséges kis teljesítményt könnyen kiadja, viszont frekven-



2. ábra. Különbégi frekvenciát stabilizáló rendszer (szupervevő) tömbvázlata

ciáját széles sávban a legkönnyebben lehet szabályozni az összes oszcillátortípus közül. A D-F rendszerek ismertetése során ezért főleg reflex-klisztronnal működő kapcsolásokat közlünk. Elvileg természetesen magnetron, vagy triódát is alkalmazhatunk keverőoszillátornak. Hangolható magnetron esetében csak az a különbség, hogy a hangolást is motorral kell végeztetnünk, melynek jobbra vagy balra forgását a diszkriminátor után beiktatott jelfogók kapcsolják. Trióda oszcillátornál is hasonló a helyzet, bár itt — amint bevezetőben már említettük — az üregrezonátor hangolása nehézkes és a hatásfok lényeges csökkenésével jár. A trióda jó hatásfokú hangolása a már említett rácshenger hosszának megváltoztatásával történhetne, amit kis motorral kellene megvalósítanunk, ehhez azonban annyira bonyolult szerkezet volna szükséges, hogy ezt a lehetőséget a gyakorlatban sohasem alkalmazzák. Ugyanezt kell mondanunk a kétüreges klisztronnál is. Rögzített beállítású magnetronnál hangolható üregrezonátort csatolunk szorosan, mely hangolásának megfelelően húzza el a magnetron frekvenciáját.

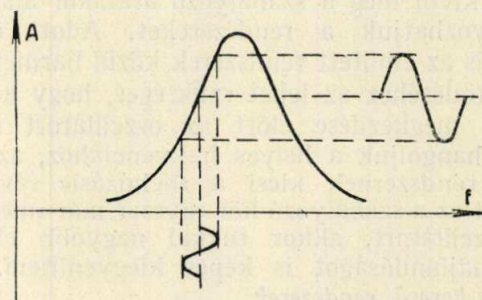
Ilyen esetben ezt az üreget hangolja a motor, melyet a diszkriminátor után kapcsolt jelfogók indítanak egyik vagy másik irányba. Végeredményben tehát a szabályozó rendszer működése elvileg mindig azonos a különféle csőtípusok alkalmazása esetében is, csupán az oszcillátorhoz közvetlenül csatlakozó fokozat módosul az oszcillátor jellegének megfelelően.

Az önműködő frekvenciaszabályozáshoz általában a vevőkészülék szokásos fokozatait használjuk, beleértve az utolsó középfrekvenciás erősítő fokozatot. Innen azután a jelet nemcsak a második detektor felé, és azon át a vevő tulajdonképpeni kimenetére továbbítjuk, hanem leágazást készítünk a frekvenciát szabályozó kör diszkriminátorához is, mely a szükséges hibafeszültséget állítja elő. A továbbiakban csak ezzel a szabályozó leágazással foglalkozunk.

**Diszkriminátor.** — Amint látjuk, a szabályozó körben döntő szerep jut a diszkriminátornak, ezért működését kissé részletesebben is megvizsgáljuk. A diszkriminátornál tulajdonképpen az a

lényeges, hogy a frekvenciaváltozásokat amplitúdó-változásokká alakítsuk át. Erre a legegyszerűbb megoldást egy félrehangolt rezgőkör adná (3. ábra). A rezonancia-görbe oldala ugyanis keskeny szakaszon többé-kevésbé egyenesnek tekinthető, tehát itt az amplitúdó kb. egyenesen arányos a frekvenciával. (A 3. ábrában egyszerűség kedvéért feltételeztük, hogy a frekvencia szinuszütemben változik.)

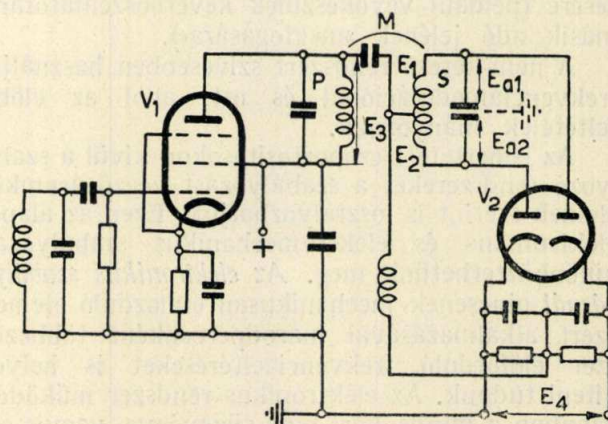
Már ez az egyszerű vázlat is azonnal megmutatja, mi a legfontosabb két követelmény a diszkriminátorral szemben. Az egyik nyilvánvalóan az, hogy a frekvencia-amplitúdó jelleg-görbe az üzemi frekvenciasávban egyenes legyen. Ezért alkalmazunk egyetlen rezgőkör helyett bonyolultabb kapcsolásokat. A másik követelmény az, hogy a működés független legyen a vett jel erősségétől. Ezért a diszkriminátor előtt amplitúdókorlátozó (limiter) fokozatot vagy fokozatokat szokás alkalmazni, amelyek biztosítják, hogy a



3. ábra. Frekvenciamoduláció átalakítása amplitúdómodulációvá

vételi térerősségtől függetlenül mindig azonos amplitúdójú jelek jussanak a diszkriminátorra. A diszkriminátor gyakorlati kapcsolására a 4. ábra mutat példát.

Lényegében a  $V_2$  kettős diódát úgy kapcsoljuk hogy az  $E_4$  kimenő feszültség az egyes diódák egyenirányított kimenetének a különbsége legyen. A táplálást a  $P$  és  $S$  csatolt és ugyanazon frekvenciára hangolt körökkel valósítjuk meg. A berajzolt kapacitások a gyakorlatban majdnem mindig szórásai, huzalozási stb. kapacitások eredőjeként adódnak, és a hangolást az induktivitással

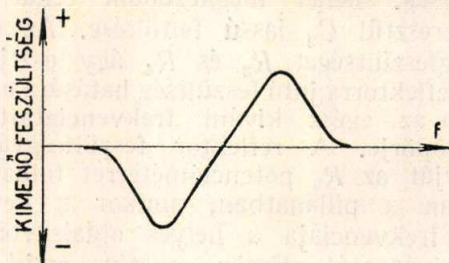


4. ábra. Diszkriminátor kapcsolása



végezzük el, amint az a középfrekvenciás erősítő-fokozatokban is szokásos. Az  $E_4$  kimenő feszültséget a frekvencia függvényében az 5. ábra tünteti fel.

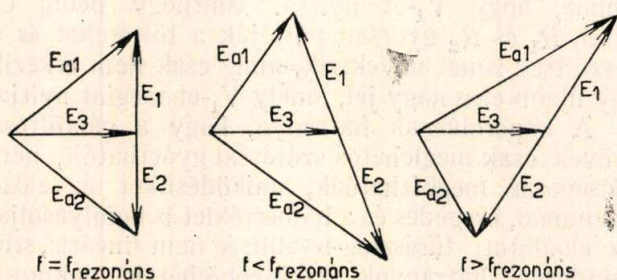
A jelleggörbe azzal magyarázható, hogy rezonancia esetében a szekunder oldalon fellépő



5. ábra. Diszkriminátor kimenő feszültsége a frekvencia függvényében

feszültség fázisban  $90^\circ$ -kal tér el a primertől. Ilyenkor az anódokon ébredő  $E_{a1}$  és  $E_{a2}$  potenciálok egyenlők, amint a 6. ábra első vektor-diagramja is feltünteti. Ha azonban a betáplált frekvencia kissé eltér a rezonánstól, a szekunder fáziseltolása is nagyobb vagy kisebb lesz  $90^\circ$ -nál, aminek következtében az egyik anód középfrekvenciás feszültsége nagyobb lesz mint a másiké. Ez tűnik ki a 6. ábra második és harmadik vázlatából.

Az eredmény az, hogy az eredő  $E_4$  feszültségkülönbség meglehetősen széles sávon belül csaknem lineárisan változik a frekvenciával. Érdemes megjegyezni, hogy az 5. ábra jelleggörbéjében a csúcsok távolságát a primer és szekunder körök közt, kölcsönös induktivitás szabja meg, míg a középső, zérus kimenetet adó frekvencia a szekunder kör rezonáns frekvenciája.



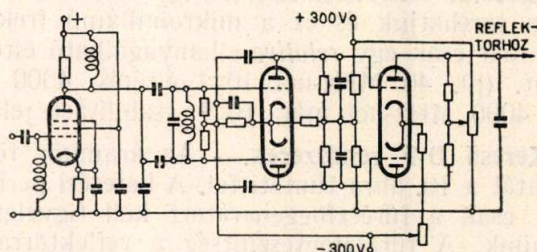
6. ábra. Diszkriminátor kapcsolása

**Nem-kereső D-F rendszerek.** — A nem-kereső szabályozó rendszerek áramkörei folyamatos hullámú, frekvenciamodulált adás vételénél igen egyszerűek. Minthogy a diszkriminátor jelleggörbéje, amint láttuk, középen lineáris, a kimenő egyenfeszültséget a keverőoszillátor frekvencia-eltérése szabja meg. Ha keverőoszillátorként mint a gyakorlatban legtöbbször, reflex-klisztron alkalmazunk, akkor az egyedüli követelmény csak az, hogy a diszkriminátor és a frekvenciát szabályozó elektróda, a reflektor között közvetlen összeköttetés legyen. Ha a frekvenciaszabályozó

elektróda nem elég érzékeny, egyenáramú erősítőt kell közbeiktatnunk. Magnetron, kétüreges klisztron vagy triódaoszillátor esetében az egyenáramú erősítő helyébe a hangolómotor és annak indító jelfogói kerülnek.

Ha impulzusmodulációval dolgozunk, a diszkriminátor kimenete után célszerű az impulzusokat időben elnyújtani, hogy a csúcspotenzitás jelzűnetben is lehetőleg fennálljon. Ez utóbbi változatra mutat példát a 7. ábra.

A középfrekvenciás erősítő után kapcsolt diszkriminátor a már részletesen tárgyalt kapcsolás kapacitív csatolású változata. A diszkriminátor két anóddetektorhoz kapcsolódik. Az anódterhelő ellenállások nagyok és nagy kondenzátorok sőtölik őket, hogy a töltések a jelsűnetben ne süljenek ki. A detektorok anódja közvetlenül ellenütemű egyenáramú erősítők rácsához csatlakozik, melyeknek közös a katóellenállása. A klisztron-típusú keverőoszillátor reflektorfeszültségét

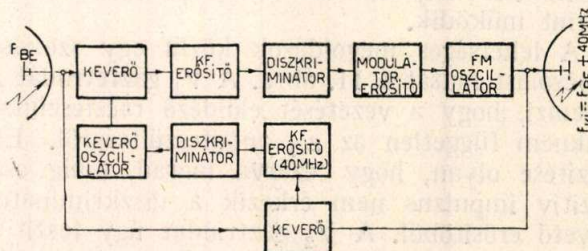


7. ábra. Nem kereső D-F rendszer kapcsolása

ségét az egyik anódról adjuk. A reflektorfeszültség szabályozási sávját a tápfeszültség beállításával tolhatjuk el. Ezzel a kapcsolással az oszcillátor stabilitását kb. 500—1000-szeresre javíthatjuk.

Mikrohullámú frekvenciák különbségének stabilizálására igen érdekes módszereket dolgoztak ki a rádió-relé rendszereknél, melyek néha száznál is több ismételőállomáson keresztül továbbítanak jeleket. Ilyenkor különösen fontos, hogy az egyes frekvenciák a kijelölt értéktől csak igen kevéssé térjenek el, mert a frekvenciaeltérések összeadódva erős jeltorzuláshoz vezetnének.

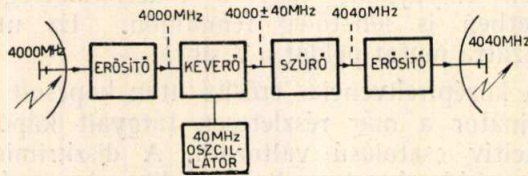
Egy ismételőállomás tömbvázlatát mutatja a 8. ábra. Az állomástól azt kívánjuk, hogy a beérkező és kimenő frekvenciák különbsége mindig ugyanaz az állandó érték legyen. A vázolt kapcsolás szerint ezt egy, az előzőekben ismertetett áramkörrel érjük el, amelyben az a lényeges újonság, hogy nem közvetlenül a szabályozandó oszcillátor



8. ábra. Nem-kereső D-F rendszerű szabályozás egy rádió-relé összeköttetésben



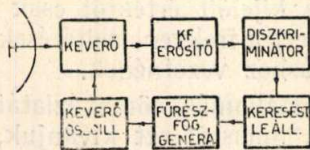
frekvenciájával végezzük az összehasonlítást. (Ennek egyébként az is oka, hogy az állomás frekvenciamodulációval működik és a frekvenciaeltéréseken kívül a bejövő és kimenő jelek közti fáziseltolást is el kell kerülnünk, amire a kapcsolás módját is ad.)



9. ábra. Frekvenciakülönbség stabilizálása külön oszcillátorral

Sokkal egyszerűbb szabályozást érthetünk el a 9. ábrán vázolt kapcsolással. Itt azt hasznosítjuk; hogy alacsonyfrekvenciás oszcillátorokat aránylag könnyen tudunk nagystabilitásúra építeni. Az *abszolút* frekvenciaeltérést így korlátozott értéken tarthatjuk és ez a mikrohullámú frekvencián már csak egy *relatív*e elhanyagolható eltérést jelent. (pl. 40 MHz-nél  $10^{-4}$  eltérés 4000 Hz, ami 4000 MHz-nél már  $10^{-6}$  stabilitást jelent.)

**Kereső D-F rendszerek.**— Az áramkör tömbvázlatát a 10. ábra tünteti fel. A keresési periódus alatt csak a fűrészfoggenerátort kell figyelembe venni. A fűrészfogfeszültséget a reflektorra jut és a keverőoszillátort frekvenciamodulálja. A moduláció lökete általában a klisztron teljes elektronikus hangolási tartományát (1. ábra) átfogja. Ha a löket folyamán van olyan pillanat, amikor a keverőoszillátor frekvenciája a helyes oldalsáv közepe tájára esik, a keverő kimenetén fellépő jel frekvenciája a közepfrekvenciás erősítő sávján belül adódik. Ilyenkor természetesen a diszkriminátornál is fellép valamilyen feszültség, amely a keresést leállító fokozaton keresztül a



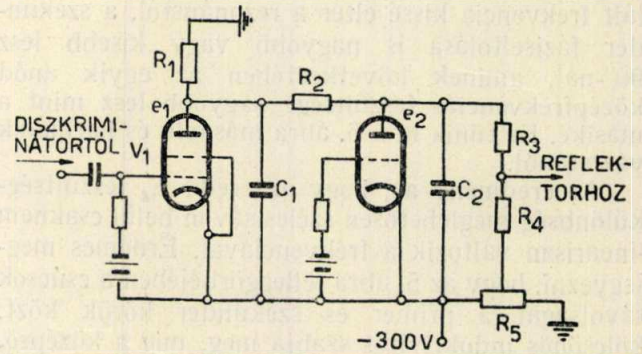
10. ábra. Kereső D-F rendszer elvi kapcsolása

fűrészfoggenerátor működését megállítja. Ettől kezdve, amíg csak a diszkriminátor kimenetén jel van, a fűrészfoggenerátor-fokozat egyenáramú erősítőként teljesen az előző pontban leírtak szerint működik.

A lehetséges megoldások közül egy szokásos kapcsolást mutat a 11. ábra. A  $V_1$  gáztetródát az jellemzi, hogy a vezetését előidéző rácsfeszültség csaknem független az  $e_{a1}$  anódfeszültségtől. Előfeszítése olyan, hogy lezárva marad, amíg csak pozitív impulzus nem érkezik a diszkriminátort követő erősítőtől. A  $V_2$  gáztriódát úgy feszítjük elő, hogy csak akkor vezessen, ha az  $e_{a2}$  anódfeszültség egy adott kritikus értéket ér el. A  $V_2$  cső felel meg a 10. ábra tömbvázlatában szereplő

fűrészfoggenerátornak. Az  $R_1$  és  $R_2$  ellenállásokon átfolyó áram tölti a  $C_2$  kondenzátort, amíg csak az a kritikus feszültséget el nem éri. Ekkor  $V_2$  vezetni kezd és  $C_2$  kisül.  $e_{a2}$  jóval a kritikus érték alá süllyed és ezért  $V_2$  vezetése is megszűnik, mert az alacsony feszültség nem képes a csőben újabb ionok létrehozására, melyek a cső vezetéséhez szükségesek. Ismét megkezdődik tehát  $R_1$  és  $R_2$ -n keresztül  $C_2$  lassú feltöltése. Az előállított fűrészfogfeszültséget  $R_3$  és  $R_4$  úgy osztja meg, hogy a reflektorra jutó feszültség hatására a keverőklisztron az egész kívánt frekvenciatartományt végig söpörje. A reflektor feszültségváltozásának sávját az  $R_5$  potencióméterrel tolhatjuk el.

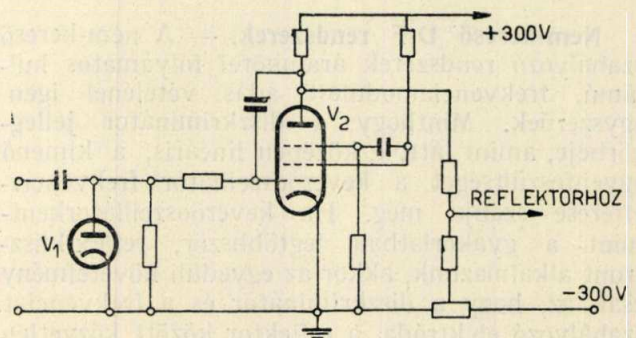
Abban a pillanatban, amikor a keverőoszillátor frekvenciája a helyes oldalsávba ér, a diszkriminátornál először negatív, majd pozitív impulzusok jelennek meg. Az első elegendően nagy pozitív jel nyitja a keresést leállító  $V_1$  csövet. A vezetés következtében  $e_{a1}$  egészen alacsony értékre csökken,  $R_2$ -ben tehát az áram iránya megfordul és  $e_{a2}$  csökkenni kezd. A keverőoszillátor frekvenciája így visszafelé kezd változni, és ezért



11. ábra. Kereső D-F rendszer gáztöltésű csövekkel

a következő néhány jel már túlságosan kicsi ahhoz, hogy  $V_1$ -et nyissa. Minthogy pedig  $C_1$  kicsi,  $R_1$  és  $R_2$  gyorsan pótolják a töltéseket és a feszültség ismét növekszik, amíg csak nem érkezik egy újabb elég nagy jel, amely  $V_1$ -et megint nyitja.

A kapcsolásnak hátránya, hogy a gáztöltésű csövek csak meglehetősen szórással gyárthatók, nem túlságosan megbízhatóak, működésüket az előző üzemmód, öregedés és a hőmérséklet is befolyásolja, az előállított fűrészfog-feszültség nem lineáris, stb. Mindezen hátrányok kiküszöbölhetők vákuumcsöves kapcsolásokkal, melyekre példát a 12. ábra mutat.



12. ábra. Kereső D-F rendszer vákuum csövekkel



A 12. ábrán vázolt dióda-tranzitron kapcsolásban a dióda a keresést leállító, a tranzitron-oszcillátor pedig a fűrészfoggenerátor fokozatnak felel meg. A pentóda anódfeszültsége kb. a tápfeszültségtől kiindulva lassan csökken, majdnem a katódpotenciálig, azután gyorsan visszaugrik és a folyamat előlről kezdődik. A kereső műveletnél a feszültség lassú csökkenését hasznosítjuk, tehát a frekvencia az alacsonyabb értéktől a magasabb felé változik. (V. ö. 1. ábra. Az előző gázcsöves kapcsolásnál fordított volt a helyzet.)

Ha a feszültség csökkenési periódusa alatt a rácslevezető ellenállást a katódhoz képest eléggé negatív feszültségű pontra kapcsoljuk, a fűrészfogfolyamat megszakad és a cső mint egyenáramú erősítő működik tovább. Ezt a negatív előfeszültséget a dióda szolgáltatja, ha a diszkriminátorból jel érkezik.

A dióda-tranzitron kapcsolat előnye, hogy a fűrészfogfeszültség lineáris, és hogy lassú működést aránylag kis kondenzátorokkal lehet elérni. Ha az áramköri elemek értékét megfelelően választjuk, a frekvenciákat gyakorlatilag független a csövek egyéni jellemzőitől és az ellenállás-értékekben mutatkozó esetleges szórásoktól.

### ABSZOLUT FREKVENCIÁT STABILIZÁLÓ (A-F) RENDSZEREK

Abszolút frekvenciát stabilizáló rendszereknél is szükség van a stabilizálni kívánt frekvencia értékének valamilyen formában történő rögzítésére, amit a D-F rendszereknél tulajdonképpen a diszkriminátor rezgőkörében valósítottunk meg.

Mikrohullámú frekvenciáknál ezt elvileg a legegyszerűbben az oszcillátor saját rezgőkörével tehetjük meg, ha az üregrezonátort olyan anyagból készítjük, melynek hőtágulási együtthatója kicsiny. Ha ugyanis az üregrezonátor méretei a felmelegedés miatt nem változnak, akkor már csak a cső elektródái okozhatnak frekvenciaváltozást. (Az elektródák mérete és kölcsönös helyzete hő hatására megváltozik.) Mivel azonban az elektródák általában kicsinyek az üreghez képest, méretváltozásuk is csak keveset befolyásolja a frekvenciát. Az oszcillátor alacsony hőtágulási együtthatójú üregrezonátora természetesen a frekvenciaváltozást okozó lehetséges tényezőknek csak az első csoportjával szemben jelent védelmet, elhúzási és elektronikus elhangolási tényezőkkel szemben nem. Természetes az is, hogy ez a módszer csak ott jöhet szóba, ahol az oszcillátor üregrezonátortól kívülről csatlakoztatjuk a csőre, mint triódák és egyes reflex-klisztronok esetében.

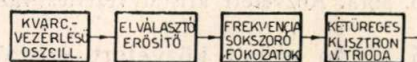
Rögzített beállítású magnetronnál szorosan csatolt külső, kis hőtágulású együtthatójú üregrezonátor alkalmazásával még a terhelésben fellépő elhúzási tényezőket is bizonyos mértékig ellensúlyozni tudjuk. Az ilyen, úgynevezett stabilizáló üregrezonátort ugyanis tulajdonképpen olyan transzformátornak tekinthetjük, mely a terhelő impedanciában bekövetkező változásokat csak erő-

sen lecsökkentve juttatja a magnetronhoz. Ez az üregrezonátor, ha hangolható, a frekvencia stabilizálásán kívül a magnetron bizonyos fokú hangolását is lehetővé teszi. Sajnos a stabilizáló üreg működéséhez csillapítást is kell beiktatnunk, amely a magnetron teljesítményének 60—80%-át elnyeli. Ennek ellenére az üreg stabilizáló hatása jelentős, a frekvenciaváltozás 3—10-szer kisebb mint üreg alkalmazása nélkül.

Gyakran azonban ez a stabilitás sem kielégítő. Éppen ezért jobb megoldás, ha a stabilizálandó frekvencia értékét kvarcvezérléssel vagy külön üregrezonátorral rögzítjük.

**Kvarcvezérlés.**— Kvarcvezérlésnél azt a jelenséget hasznosítjuk, hogy megfelelően metszett kvarckristályok néhány MHz nagyságrendű frekvencián villamos rezgésekre képesek. Ha a kristályokat állandó hőmérsékleten tartjuk, a gerjesztett frekvencia is állandó marad. Mivel a gyakorlatban előforduló kristályok zöme 30—40 MHz-nél alacsonyabb frekvencián rezeg, a mikrohullámú frekvencia előállításához a rezgéseket sokszoroznunk kell (frekvencia-sokszorozás). A sokszorozás hangolt erősítővel történik, melynek rácskörét a betáplált frekvenciára, anódkörét pedig a rácsra adott frekvencia egészszámú többszörösére hangoljuk. Annyi ilyen fokozatot kell sorba kapcsolnunk, hogy végül a kívánt mikrohullámú frekvenciát kapjuk. A fokozatokat általában közönséges elektroncsövekkel valósíthatjuk meg, csak az utolsó fokozatban, ahol már mikrohullámra térünk át, kell mikrohullámú triódát vagy kétüreges klisztront alkalmaznunk. Ha most a trióda anódüregéből vagy a klisztron második üregrezonátorából kicsatolt teljesítményt hasznosítjuk, akkor tulajdonképpen a kvarckristály felerősített teljesítményű felharmonikusaival dolgozunk. Ez a közvetlen kristályvezérlésnek a lényege, amit a 13. ábra is feltüntet.

Triódánál és kétüreges klisztronnál a frekvencia stabilizálására majdnem mindig a most leírt közvetlen kristályvezérlést találjuk.



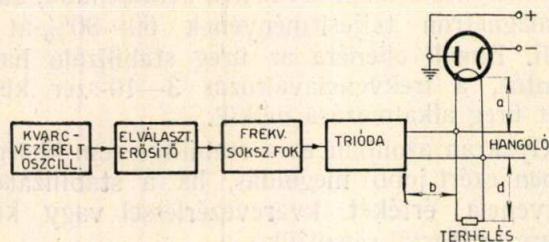
13. ábra. Közvetlen kristályvezérlés vázlata.

Érdeemes megjegyeznünk, hogy legújabban sikerült megoldani a magnetronok kristályvezérlését is. A működés azon alapul, hogy a magnetront szinkronizáljuk egy, a fentiekben tárgyalt módon kristályvezérlés útján előállított mikrohullámú frekvenciával. A megoldásnak előnye, hogy aránylag kisteljesítményű fokozatokkal biztosíthatjuk egy nagyteljesítményű, jóhatásfokú oszcillátor frekvenciáját. A kivitelezett kapcsolást a 14. ábra mutatja.

A sokszorozó fokozatok a már ismert módon működnek, az előállított frekvenciát a trióda megkészezi. A trióda anódüregét ezért a magnetron frekvenciájára, a katód-rácsüregét pedig e frek-



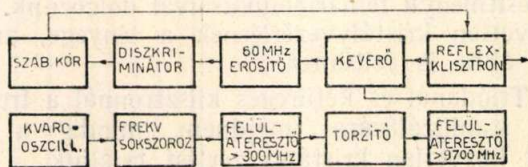
vencia felére hangoljuk. Így a trióda anód-katód köre csak lazán csatolódik a magnetronnal és attól következőképpen csak kevés teljesítményt von el.



14. ábra. Magnetron kristályvezérlése

Az *a* vonal hosszát úgy választjuk meg, hogy az a rezgő magnetron bemenő impedanciáját a *d* vonalhoz képest igen kicsi értékre transzformálja (mindkét bemenő impedanciát a csatlakozási pont felől nézve). Ebben az esetben a *b* vonalon a triódától érkező mikrohullámú áram főleg a magnetronba jut és azt együttfutásra kényszeríti.

Ha igen magas frekvencián ( $\geq 10000$  MHz) kell kristályvezérlést alkalmaznunk, a közvetlen módszer nem megfelelő, mert a frekvencia sokszorozása mellett a kívánt harmonikus teljesítményét is igen nagymértékben kellene erősítenünk. Ezért inkább a sokkal gazdaságosabb, ú. n. közvetett kristályvezérlést használjuk, melynek az a lényege, hogy a frekvencia-sokszorozott rezgéseket csak összehasonlítjuk az oszcillátor tényleges frekvenciájával. A megoldásnak előnye, hogy olyan oszcillátortípusnál is használhatjuk, amelyet egyébként nem lehetne kívülről betáplált rezgésekkel vezérelni (pl. reflex-klisztron).

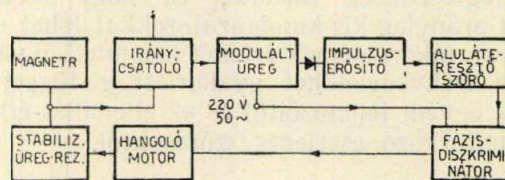


15. ábra. Közvetett kristályvezérlés vázlata

A 15. ábrán vázolt közvetett kristályvezérlésnél a kvarckristály rezgéseit a már leírt fokozatokkal úgy sokszorozzuk, kb. 300 MHz-ig, hogy 1 W nagyságrendű teljesítményt kapjunk. Ezt a hullámot egyenirányítóra vezetjük, mely a szinuszrezgést erősen torzítja és így igen sok felharmonikus nyerhetünk — persze csak nagyon csekély amplitúdóval. A stabilizálni kívánt frekvencia, mondjuk 10000 MHz, tájékán elhelyezkedő harmonikusokat felüláteresztő szűrőn (hullámvezetőn) keverőbe vezetjük, ahova a tulajdonképpeni mikrohullámú oszcillátor rezgéseinek egy kis részét is betápláljuk. Az oszcillátort a megfelelő harmonikushoz képest például 60 MHz-re elhangoljuk. A fellépő frekvenciakülönbségeket 60 MHz-es hangolt (középfrekvenciás) erősítőbe és azután diszkriminátorra vezetjük. A diszkriminátor kimenetét a D-F rendszereknél tárgyalt módon használjuk fel az oszcillátor szabályozására.

Az elmondottakból az látszik, hogy az oszcillátor frekvenciáját tulajdonképpen a kvarc és a diszkriminátor együtt szabja meg, ami kedvezőtlenebbnek tűnhet a közvetlen kvarcvezérlésnél. A diszkriminátort azonban, mint bármely közösre rezgőkört, 1/1000-re stabilnak tekinthetjük, és így az ebből adódó 60 kHz-es ingadozási lehetőséget (10000 MHz-nél  $\pm 0,0006\%$ !) nyugodtan elhanyagolhatjuk.

**Mikrohullámú diszkriminátorok.** — Ha üregrezonátorral állítjuk be a stabilizálni kívánt frekvenciát, az üregbe csatolt egyenirányító kristály árama csak azt mutatja, hogy az oszcillátor frekvenciája eltér a rezonánstól, de az eltérés irányát nem tudjuk. Az üregrezonátort ezért még további áramköri elemekkel kell felszerelnünk, hogy végeredményben a diszkriminátor görbéjének megfelelő hibafeszültségeket kapjunk. Mivel ezek a megoldások közvetlenül mikrohullámmal



16. ábra. Mikrohullámú diszkriminátor modulált üregrezonátorral

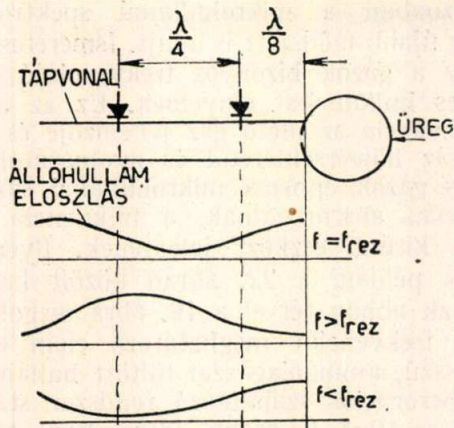
működnek, indokolt a mikrohullámú diszkriminátor elnevezés.

A 16. ábrán vázolt rendszerrel az üregrezonátor frekvenciáját membrán hangolja el szimmetrikusan a hálózat ütemében. Az elhangolás mértéke megfelel a megkívánt szabályozási sávnak. A mikrohullámú oszcillátor teljesítményének kis részét az üregrezonátorba vezetjük és kristálydiódával egyenirányítjuk. Ha az oszcillátort az üregrezonátor középső frekvenciájára hangoljuk, a kristály árama másodpercenként 100-szor jelez rezonanciát.

A kristályáram és a membránt mozgató, moduláló feszültség fázisának összehasonlításából kiderül, hogy a kristály áramában az 50 periódusú szinusz (alapharmonikus) fázist vált, ha az oszcillátor frekvenciája az üreg középső frekvenciájának egyik oldaláról a másikra halad át. A páros harmonikusok fázisa ekközben nem változik. A diszkriminátor-hatást mármint azzal érjük el, hogy a kristály áramából az 50 Hz-nél magasabb frekvenciákat kiszűrjük és a nyert szinuszfeszültség fázisát összehasonlítjuk a moduláló feszültséggel. Az összehasonlítás eredményeképpen egyenfeszültséget, illetőleg impulzusokat kapunk az oszcillátor folyamatos hullámú, illetőleg impulzusüzemének megfelelően, melynek polaritása a frekvenciaeltérés irányától függ. A diszkriminátor után az oszcillátor jellegének megfelelően a már említett szabályozó áramkörök következnek: reflexklisztronnál egyenáramú erősítő, magnetronnál két irányban indítható kis motor, mely a csővel szorosan csatolt stabilizáló üregrezonátort hangolja. A vázlatban ez utóbbi kivitelt tüntettük fel.

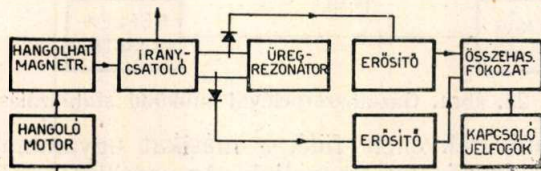


Egy másik mikrohullámú diszkriminátor működését mutatja a 17. ábra. Az elv az, hogy egy üregrezonátor a betáplált hullámokat azok frekvenciájától függően veri vissza, és így a tápvonalban az állóhullámok kialakulása is a frekvenciától függ.



17. ábra. Mikrohullámú diszkriminátor két kristállyal

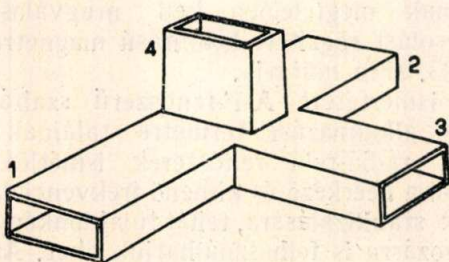
A tápvonalba vezetjük az oszcillátor teljesítményének egy kis részét és ugyanide két kristálydiódát is csatolunk, egymástól negyedhullámhossznyi távolságra. Az első kristály az üregrezonátortól nyolcad hullámhossznyira helyezkedik el. Ha a betáplált frekvencia az üregrezonátor frekvenciájával megegyezik, mindkét kristály egyenlő feszültségű ponton van. Ha azonban a frekvencia megváltozik, a kristályokra jutó feszültségek különböznek. A feszültségkülönbség elő-



18. ábra. Két kristállyal működő diszkriminátor tömbvázlata

jelet vált, ha a frekvenciaváltozás az ellenkező irányban történik. A két kristály egyenirányított árama tehát együtt éppen a diszkriminátor jelleggörbét mutatja. A kristályok után külön erősítőket kapcsolunk, melyek a már megismert módon az oszcillátor jellegének megfelelő szabályozó fokozatot vezérelnek. Hangolható magnetron esetében a kapcsolást a 18. ábrán tüntetjük fel.

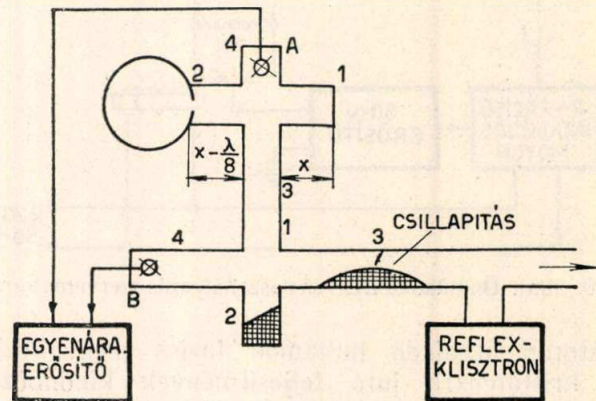
Mikrohullámú diszkriminátorokat megvalósíthatunk az úgynevezett »bűvös T« tápvonal-



19. ábra. »Bűvös T«

elágazással is. A bűvös T (19. ábra) működésének legfontosabb jellemzői: A 3 hullámvezetőn betáplált hullám az 1 és 2 ágban kifelé haladó, egyenlő nagy hullámokat gerjeszt, melyek fázisa a csatlakozástól mért egyenlő távolságban azonos. Ha viszont a 4 hullámvezetőn keresztül tápláljuk a bűvös T-t, az 1 és 2 ágban kifelé haladó hullámok egyforma amplitudójúak ugyan, de fázisuk ellentétes. Megfelelő illesztés esetén a bűvös T bármely két szembenfekvő karja között (tehát 1 és 2, illetőleg 3 és 4 között) a csatlakozás zérus.

A 19/a ábrán vázolt kapcsolatban az oszcillátor teljesítményének egy részét egy bűvös T 3 hullámvezetőjébe vezetjük. Ennek a teljesít-



19/a ábra. Frekvenciastabilizálás bűvös T-vel és egyenáramú erősítővel

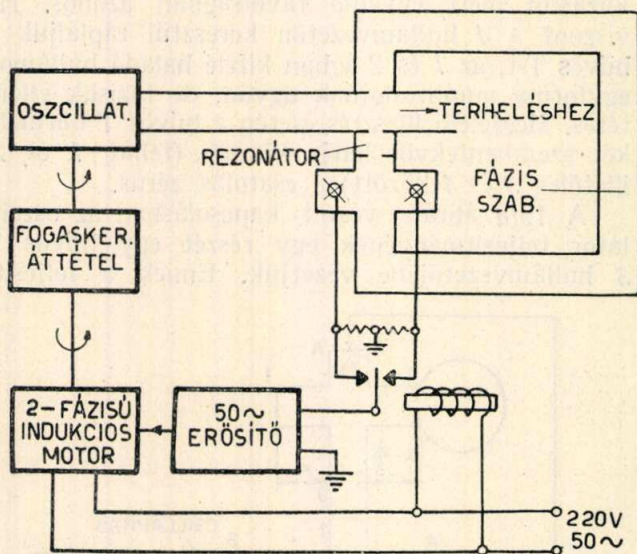
ménynek az egyik fele a 2 ág illesztett lezárást adó csillapításán elnyelődik, a másik fele pedig a felső bűvös T 3 karjába és innen tovább feleződve az 1 és 2 ágakba jut. Az üregrezonátorról rezonáns frekvenciáján visszavert hullámok fázisa 90°-kal eltér az 1 ág rövidzárjáról visszavert hullámok fázisától, az összesen negyedhullámhossznyi útkülönbség miatt. Minthogy pedig a 4 ágat páratlan-, a 3 ágat pedig páros-szimmetriájú hullámok gerjesztik, ezekben az ágakban egyenlő amplitudójú hullámok lépnek fel. A 4 ágban illesztett kristálydióda detektálja az amplitúdót. A 3 ágba visszavert hullám megoszlik az alsó bűvös T 4 és 3 karja között, tehát itt a 4 ág kristálya csak feleannyi teljesítményt kap, mint a felső T-é. Ezt a különbséget akár a mikrohullámú oldalon egy csillapítással, akár az egyenáramú oldalon egy potencióméterrel könnyen kiegyenlíthetjük. Így végeredményben a rezonáns frekvencián a két kristályról egyforma nagy feszültséget kapunk. Ha azonban az oszcillátor frekvenciája megváltozik, az üregrezonátorról visszavert hullámok fázisa is változik, és ezért a felső T 3 és 4 ágaiba jutó teljesítmények sem egyenlőek. Így a két kristályról is eltérő feszültségeket kapunk, melyek különbségét felerősítve, az oszcillátor szabályozására használjuk fel.

A bűvös T alkalmazására másik jellegzetes példát mutatunk be a 20. ábrán.

Itt az oszcillátor teljesítményét egyrészt a terheléshez, másrészt két úton a bűvös T kristályaihoz vezetjük. Az egyik úton a hullámvezetőbe helyezett diafragmák rezonátort alkotnak, melyet a stabilizálható frekvenciára hangolunk. A másik



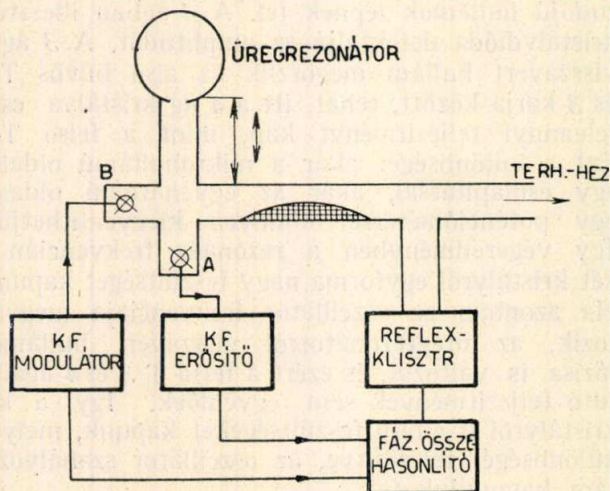
irányban nincs rezonátor, csak egy fázisszabályozó elem, melyet úgy állítunk be, hogy a rezonáns frekvencián a kristályok egyforma teljesítményeket kapjanak. A frekvencia megváltozásakor a rezo-



20. ábra. Önműködő frekvenciaszabályozás szervomotorral

nátoron áthaladó hullámok fázisa megváltozik, a kristályokra jutó teljesítmények különbözők lesznek és a jelfogó működése következtében 50 periódusú feszültség lép fel, mely a vissz szabályozást megindítja.

A frekvenciaszabályozásra igen érdekes módszer mutat a 21. ábra. A kristályokat az üreg  $f_0$  rezonáns frekvenciáján pontosan illesztjük a tápvonalakhoz. Az oszcillátor közvetlenül táplálja az A kristályt, a B-re jutó teljesítményt viszont az üreg reflexiója szabja meg. Ha a B kristályt egy középfrekvenciával (pl.  $f_k = 30\text{MHz}$ -cel) moduláljuk, a keletkező  $f_0 \pm f_k$  oldalsáv-frekvenciákon az impedancia-illesztés már nem lesz meg. Ennek következtében a hullámok vissza-



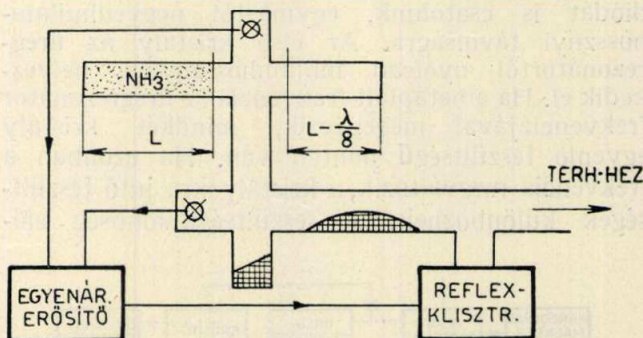
21. ábra. Frekvenciastabilizálás középfrekvenciás moduláció alkalmazásával

verődnek és az A kristályon az oszcillátor  $f_0$  frekvenciájával keveredve, az  $f_k$  középfrekvenciát adják. A középfrekvenciás jeleket felerősítve fázis-összehasonlító fokozatba vezetjük. A fokozat egyen-

áramú kimenete — az üregrezonátor helyének beszabályozása után — arányos lesz a rezonátor reflexiójával és így a frekvenciaeltéréssel. A kapcsolással rövid ideig elérhető stabilitás kb.  $3 \cdot 10^{-8}$ .

Az eddig tárgyalt kapcsolásokban üregrezonátorral (tehát rezgőkörrel) vagy kvarckristállyal rögzítettük a stabilizálandó frekvencia értékét. Erre azonban a mikrohullámú spektroszkópia még egy újabb módszert is nyújt. Ismeretes ugyanis, hogy a gázok bizonyos frekvenciájú elektromágneses hullámokat elnyelnek. Ez az abszorpciós frekvencia az illető gáz jellemzője és független a gáz hőmérsékletétől és nyomásától. Mivel bizonyos gázok éppen a mikrohullámú sávba eső frekvencián abszorbeálnak, a frekvencia stabilizálására kitűnő eszközt jelentenek. Ilyen elven működik például a 22. ábrán közölt kapcsolat, mely csak abban tér el a 19. ábra megoldásától, hogy a frekvenciát meghatározó elem egy kb. 2 m hosszú, ammóniagázzal töltött hullámvezető. A gázabszorpciós szabályozó rendszer stabilitása rövid időre  $10^{-8}$ , hosszabb időre  $10^{-7}$ , tehát az utóbbi esetben is kb. egy nagyságrenddel kedvezőbb az üregrezonátoros megoldásnál.

Mikrohullámú diszkriminátort két üregrezonátorral is készíthetünk: egyiket kissé a stabilizálni

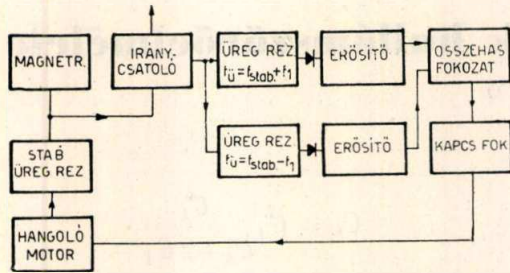


22. ábra. Gáz-abszorpcióval működő stabilizálás

kívánt frekvencia fölé, a másikat ugyanannyival e frekvencia alá hangoljuk. Az oszcillátor teljesítményének megint csak egy csekély részét egyenlő mértékben megosztjuk a két üregrezonátor között. A rezonátorokba kristálydetektorokat csatolunk, melyek egyenirányítják a betáplált mikrohullámokat. Ha az oszcillátor frekvenciája a kívánt értékű, akkor a két üregben egyforma feszültség és így a két kristályon is egyforma áram lép fel. Ha a frekvencia csökken, az alacsonyabb frekvenciára hangolt üreg kristályán nagyobb áram folyik, a magasabb frekvenciájú üreg kristályán pedig kisebb. Ha a frekvencia növekszik, az áramok ellenkező értelemben változnak. A további szabályozó fokozatokat természetesen itt is az oszcillátornak megfelelően kell megválasztanunk. A kapcsolást rögzített beállítású magnetron esetében a 23. ábra mutatja.

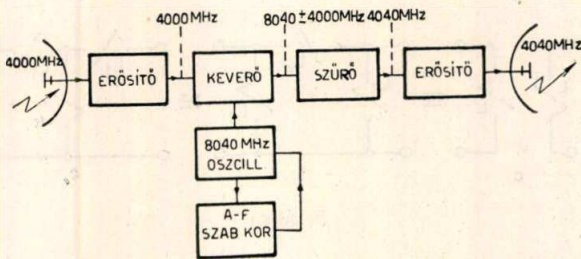
Az ismertett A-F-rendszerű szabályozások érdekes alkalmazási területre találnak a már említett rádió-relé rendszerek ismétlőállomásainál, ahol a beérkező és kimenő frekvenciák különbségének stabilizálására, tehát tulajdonképpen D-F szabályozásra is felhasználhatjuk őket. Az elvet a 24. ábrából rögtön megérthetjük.





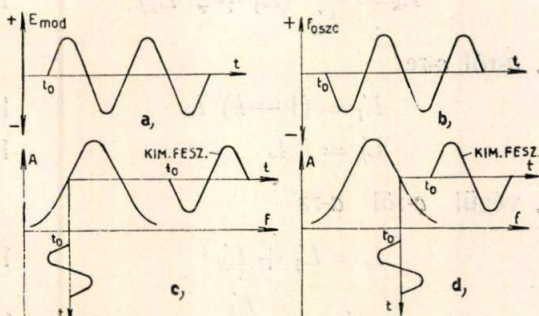
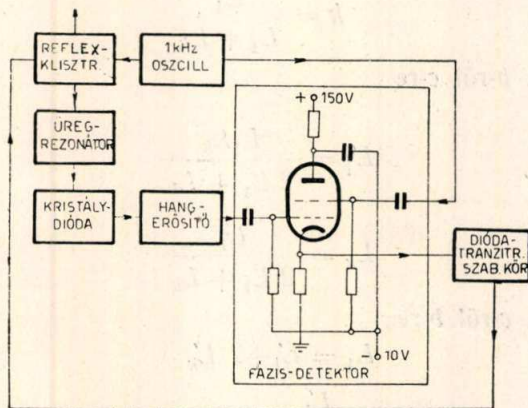
23. ábra. Két üregrezonátorral működő szabályozás

**Kereső A-F rendszerek.**— A 25. ábrában vázolt megoldás a kereső D-F rendszereknél már részletesen tárgyalt, diódából és tranzitronoszillátorból álló kapcsolást használja keresést leállító és fűrészfogfeszültséget előállító fokozatnak. A



24. ábra. Frekvenciakülönbség stabilizálása A—F rendszerrel  
frekvenciaeltérés kimutatása pedig elvileg az előző pontban bemutatott módszerrel történik.

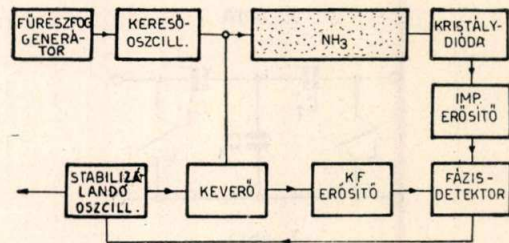
A működés a következő: Az 1 kHz-es oszcillátor kb. 0,5 V-os szinuszhullámokkal (a) modulálja a klisztron reflektorát. A frekvencia tehát (lásd az 1. ábrát) szintén szinuszütemben változik (b). A klisztron teljesítményének egy részét az üregrezonátorba vezetjük, ahova kristálydiódát



25. ábra. Kereső A—F rendszer kapcsolása és működése

is csatolunk. A kristály egyenirányított árama a frekvenciamoduláció következtében tehát ugyancsak 1 kHz ütemében ingadozik. Ennek az ingadozásnak a fázisa attól függ, hogy az oszcillátor frekvenciája alatta (c) vagy felette (d) van-e az üreg frekvenciájának. A kristályról nyert 1 kHz-et felerősítjük és a vázolt kapcsolású gáztetróda egyik rácsára vezetjük.

A gáztetróda másik rácsát viszont közvetlenül tápláljuk az 1 kHz-es oszcillátorról kb. 10 V csúcsfeszültségű jelekkel. Mindkét rácsot kb. —10 V-ra előfeszítjük. A gáztetróda ebben az elrendezésben mint fázisdetektor működik. Ha ugyanis csak az egyik rácson van váltófeszültség, vagy ha a rácson váltófeszültsége fázisban eltér, a cső zárva marad, ha viszont a két feszültség fázisa megegyezik, a cső vezetni kezd és a fűrészfoggenerátor kereső működése leáll. Ettől kezdve a tranzitron egyen-áramú erősítőként működik és így tartja a klisztron-oszcillátort az üreg frekvenciáján.



26. ábra. Kereső-rendszerű stabilizálás gáz abszorpciójával

A kereső-rendszerű szabályozásnál is rögzíthetjük a mikrohullámú frekvencia értékét gázok abszorpciós vonalával. Ilyen kapcsolást mutatunk be a 26. ábrán. Az elrendezésnek az a lényege, hogy nem állandó, hanem csak periódikus összehasonlítást végez a stabilizálandó és a normáliának használt frekvencia között. Éppen ezért a stabilizálandó oszcillátoron kívül még egy másik mikrohullámú oszcillátort is alkalmazunk, melynek frekvenciáját a fűrészfoggenerátor feszültsége széles sávban periódikusan változtatja. A frekvenciasávot úgy választjuk meg, hogy a gáz abszorpciós vonalát és a stabilizálandó oszcillátor frekvenciáját is magában foglalja. A kereső oszcillátor rezgéseit részben az abszorpciós cellán át kristálydetektorhoz, részben a stabilizálandó oszcillátor rezgéseivel együtt keverőbe vezetjük. A keletkező középfrekvenciát és a kristálydetektorról nyert, felerősített impulzussorozatot fázisdetektorba tápláljuk. A kimenő egyenfeszültség a két jelsorozat közti fáziseltolástól, tehát végeredményben a stabilizálandó oszcillátor frekvenciája és az abszorpciós frekvencia plusz vagy mínusz a közép-frekvencia közti különbségtől függ. A leírt megoldásnak legnagyobb előnye az, hogy a közép-frekvencia megválasztása a stabilizálandó frekvencia tág határok közti beállítását teszi lehetővé — még ugyanazon abszorpciós gáz alkalmazása esetében is. Ugyanez a lehetőség módot ad harmonikus és szubharmonikus frekvenciák stabilizálására is. Az elérhető stabilitás  $10^{-8}$ — $10^{-7}$ , az időtartamtól függően.



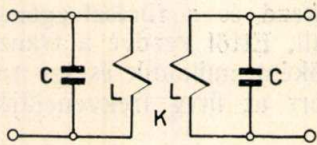
# Rádióvevőkészülék sávszűrőinek hullámszűrőelmélete

RAJÓ LÁSZLÓ

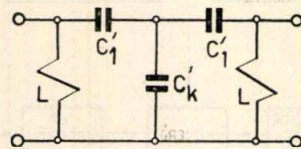
## 1. Bevezetés

E cikk bemutatja, hogy a rádióvevőkészülékek bemenő (modulátor) és középfrekvencia szűrőinek elmélete visszavezethető az általános hullámszűrők elméletére, és hogy az ilyen szűrők veszteségi ellenállásukkal lezárt veszteségmentes szűrőkként kezelhetők.

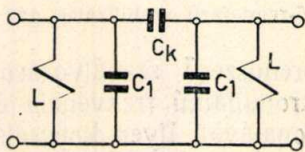
A rádióvételektechnikaiban az alábbi szűrőtípusok a leghasználatosabbak.



1. ábra



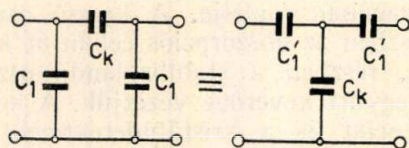
2. ábra



3. ábra

Az 1. ábrán mágnesesen csatolt rezgőkörökből áll a szűrő. A 2. ábrán »felső kapacitív« csatolású, a 3. ábrán »alsó kapacitív« csatolású szűrőt látunk.

A 2. és 3. ábrák szűrői aequivalensek, hiszen a 2. ábra kapacitásdeltája aequivalens a 3. ábra kapacitáscsillagjával (4. ábra), és az induktivitások is



4. ábra

azonosak. Az átszámítás a deltából a csillagba

$$C'_1 = C_1 + 2C_k \quad 1.1$$

és

$$C'_k = \frac{C_1}{C_k} (C_1 + 2C_k) \quad 1.2$$

illetve csillagból deltába

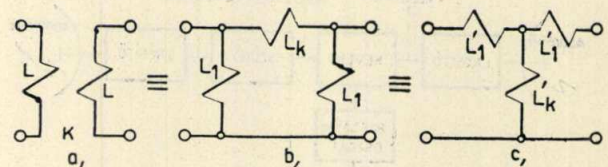
$$C_1 = C'_1 \frac{C'_k}{C'_k + 2C'_1} \quad 1.3$$

és

$$C_k = C'_1 \frac{C'_1}{C'_k + 2C'_1} \quad 1.4$$

Ez tehát nem igényel kétféle tárgyalást.

A mágneses csatolású szűrőt úgy tárgyaljuk, hogy a transzformátor egyik aequivalens kapcsolását rajzoljuk fel, a számításokat erre végezzük el és csak a formulák kiértékelésénél térünk vissza az 1. ábra kapcsolási paramétereire. A transzformátor aequivalens kapcsolásait az 5. ábra tünteti fel.



5. ábra

Az átszámító formulák:

1. a-ról b-re

$$L_1 = (1+k) L \quad 1.5$$

$$L_k = \frac{1-k^2}{k} L \quad 1.6$$

2. b-ről a-ra

$$L = \frac{L_1 (L_1 + L_k)}{2 L_1 + L_k} \quad 1.7$$

$$k = \frac{L_1}{L_1 + L_k} \quad 1.8$$

3. b-ről c-re

$$L'_1 = \frac{L_1 L_k}{2 L_1 + L_k} \quad 1.9$$

$$L'_k = \frac{L_1^2}{2 L_1 + L_k} \quad 1.10$$

4. c-ről b-re

$$L_1 = L'_1 + 2 L'_k \quad 1.11$$

$$L_k = \frac{L'_1}{L'_k} (L'_1 + 2 L'_k) \quad 1.12$$

5. a-ról c-re

$$L'_1 = (1-k) L \quad 1.13$$

$$L'_k = k L \quad 1.14$$

6. végül c-ről a-ra

$$L = L'_1 + L'_k \quad 1.15$$

$$k = \frac{L'_k}{L'_1 + L'_k} \quad 1.16$$

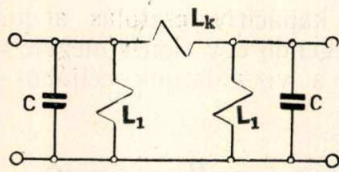


Ezekkel a formulákkal bármely két aequivalens kapcsolás paraméterei egymásba átszámíthatók.

A következőkben két alaptípust választunk. Mindkettőnek meghatározzuk az átvitelt meghatározó (karakterisztikus) függvényeit. Azt találjuk, hogy nem azonos tulajdonságokat mutatnak, tehát nem azonos a csillapítás és hullámellenállás függvényük. A tervezési eljárást ezért a két alapesetnek megfelelően külön tárgyaljuk, és a két alapeset aequivalenseinek kapcsolási paramétereit is megadjuk.

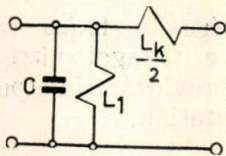
**2. Induktív csatolású szűrő átvitele**

A következőkben a 6. ábrán látható szűrőt vizsgáljuk.



6. ábra

Felesleges azonban a teljes kapcsolást vizsgálni, hiszen ez könnyen felismerhetően két szimmetrikus féltagra bontható és elegendő csak a féltagot vizsgálni. Ezek u. i. hullámillesztéssel illeszkednek egymáshoz, így a féltag csillapításának és hullámellenállásának ismerete a teljes tag viselkedésének tanulmányozásához elegendő. A féltagot a 7. ábra mutatja.



7. ábra

A szűrő hullámcsillapítását és hullámellenállását az üresjárás (ü) és rövidzárs (r) kétpólusok ismeretében a következő formulákból nyerjük:

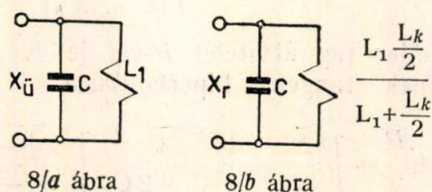
$$\text{th } P = \sqrt{\frac{X_r}{X_{\bar{u}}}} \quad 2.1$$

és

$$Z = \sqrt{-X_{\bar{u}} X_r} \quad 2.2$$

ahol  $X_{\bar{u}}$  ill.  $X_r$  az üresjárás ill. rövidzársi kétpólusok reaktanciái.

Esetünkben az üresjárás kétpólust a 8/a. a rövidzársi kétpólust a 8/b ábra mutatja.



8/a ábra

8/b ábra

Az üresjárás kétpólus reaktanciája

$$X_{\bar{u}} = \frac{\omega}{C} \cdot \frac{1}{\frac{1}{L_1 C} - \omega^2} \quad 2.3$$

A rövidzársi kétpólus reaktanciája

$$X_r = \frac{\omega}{C} \cdot \frac{1}{\frac{1}{\frac{L_1 L_k}{2L_1 + L_k} C} - \omega^2} \quad 2.4$$

Legyen

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_1 C} \quad 2.5$$

és

$$\omega_2^2 = \frac{1}{\frac{L_1 L_k}{2L_1 + L_k} C} \quad 2.6$$

Vezessünk be egy  $\omega_0$  teoretikus sávközeget az

$$\omega_0^2 = \frac{\omega_1^2 + \omega_2^2}{2} \quad 2.7$$

relációval.

Kapcsolási paraméterekkel

$$\omega_0^2 = \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{L_1 C} + \frac{2L_1 + L_k}{L_1 L_k C} \right] = \frac{L_1 + L_k}{L_1 L_k C} \quad 2.8$$

A teljes tag csillapítását  $P$ -vel jelölve

$$\text{th } \frac{P}{2} = \sqrt{\frac{X_r}{X_{\bar{u}}}} = \sqrt{\frac{\omega_2^2 - \omega^2}{\omega_1^2 - \omega^2}} \quad 2.9$$

Vezessük be a következő frekvenciatranszformációt

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 + x} \quad 2.10$$

és az  $x_0$  sáv szélességjellemzőt

$$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - x_0} \quad 2.11$$

$$\omega_2 = \omega_0 \sqrt{1 + x_0} \quad 2.12$$

Az  $x_0$  értékét a kapcsolási paraméterekkel kifejezve

$$x_0 = \frac{L_1}{L_1 + L_k} = k \quad 2.13$$

ahol  $k$  a »csatolási tényező«.

Ezekkel

$$\text{th } \frac{P}{2} = \sqrt{\frac{x - x_0}{x + x_0}} \quad 2.14$$

ill. az

$$y = \frac{x}{x_0} \quad 2.15$$

normált frekvencia bevezetésével

$$\text{th } \frac{P}{2} = \sqrt{\frac{y - 1}{y + 1}} \quad 2.16$$



Csillapító tartomány az  $|y| > 1$  esetben van, ez pedig bekövetkezhet  $y > 1$  és  $y < -1$  esetben.

Az  $y > 1$  esetben  $\text{th} \frac{P}{2}$  valós, így a

$$P = b + ja \quad 2.17$$

összefüggésben  $a = 0$ ; a csillapítást

$$\text{th} \frac{b}{2} = \sqrt{\frac{|y| - 1}{|y| + 1}} \quad 2.18$$

formula adja.

$y < -1$  esetben  $y = -|y|$  és a csillapítás

$$\left[ \text{th} \frac{b}{2} \right]^{-1} = \sqrt{\frac{-|y| - 1}{-|y| + 1}} = \sqrt{\frac{|y| + 1}{|y| - 1}} \quad 2.19$$

Ezzel ismét 2,18-at kapjuk csillapításfüggvényként. Végtesen nagy frekvencián ( $y = \infty$ ) a csillapítás is végtesen nagy lesz, míg zérus frekvencián ( $y = \frac{-1}{x_0}$ ) a csillapítást

$$\text{th} \frac{b}{2} = \sqrt{\frac{1 - x_0}{1 + x_0}} \quad 2.20$$

formula adja.

Az  $|y| < 1$  tartományban a szűrő átérészt. Itt  $b = 0$  és  $a \neq 0$ . Ekkor

$$\text{tg} \frac{\alpha}{2} = \sqrt{\frac{1 - y}{1 + y}} \quad 2.21$$

A későbbiek kedvéért közöljük a fázisforgatás sinusát és cosinusát is.

$$\sin \alpha = \sqrt{1 - y^2} \quad 2.22$$

és

$$\cos \alpha = y \quad 2.23$$

A fázisforgatás az alsó ( $y = -1$ ) határfrekvencián  $\pi$ , a sávközépen  $\pi/2$ , a felső határfrekvencián zérus (a teljes tag forgatása).

### 3. Induktív csatolású szűrő hullámellenállása

A hullámellenállást a

$$Z = \sqrt{-X_{\bar{u}} X_r} = \sqrt{-\frac{\omega^2}{C^2} \cdot \frac{1}{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2)}} \quad 3.1$$

formula adja.

A normált paraméterek bevezetése után

$$Z = \frac{1}{x_0 C \omega_0} \sqrt{\frac{1 + x_0 y}{1 - y^2}} \quad 3.2$$

Vezessük be a

$$Z_0 = \frac{1}{\omega_0 C x_0} \quad 3.3$$

névelenállást. Ekkor

$$Z = Z_0 \sqrt{\frac{1 + x_0 y}{1 - y^2}} \quad 3.4$$

és mivel az átérésztő sávban  $x_0 y \ll 1$ , jó közelítéssel

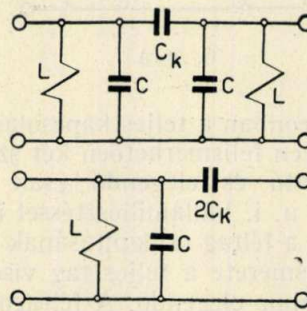
$$Z = \frac{Z_0}{\sqrt{1 - y^2}} \quad 3.5$$

Sávközépen ( $y = 0$ ) a hullámellenállás felveszi a névelenállás értékét.

A hullámellenállás, pontosabban a névelenállás részletes elemzése előtt vizsgáljuk meg a kapacitív csatolású szűrő átviteli és hullámellenállás tulajdonságait.

### 4. Kapacitív csatolású szűrő csillapítása

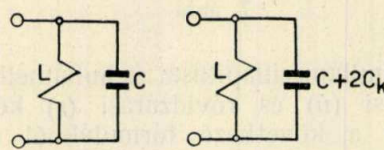
A kétféle kapacitív csatolás aequivaleciája miatt itt is elegendő egy típust megvizsgálni. A 9. ábra mutatja a vizsgálatunk céljából választott típust.



9. ábra

Itt sem szükséges a teljes tagot vizsgálni, teljesen elegendő a féltagot vizsgálnunk.

Az üresjárású és rövidzársú kétpólusokat a 10/a. ill. 10/b. ábrák mutatják.



10/a ábra

10/b ábra

Az üresjárású reaktancia

$$X_{\bar{u}} = \frac{\omega}{C} \cdot \frac{1}{\frac{1}{LC} - \omega^2} \quad 4.1$$

A rövidzársú reaktancia

$$X_r = \frac{\omega}{C + 2C_k} \cdot \frac{1}{\frac{1}{L(C + 2C_k)} - \omega^2} \quad 4.2$$

A teljes tag átvitelét  $P$ -vel jelölve, a féltag átvitelének tangens hiperbolikususa

$$\text{th} \frac{P}{2} = \sqrt{\frac{X_r}{X_{\bar{u}}}} = \sqrt{\frac{C}{C + 2C_k}} \sqrt{\frac{\omega_2^2 - \omega^2}{\omega_1^2 - \omega^2}} \quad 4.3$$



ahol

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L(C + 2C_k)} \quad 4.4$$

és

$$\omega_2^2 = \frac{1}{LC} \quad 4.5$$

Vezessük be itt is a teoretikus sávközeget az

$$\omega_0^2 = \frac{\omega_1^2 + \omega_2^2}{2} \quad 4.6$$

relációval. A kapcsolási paraméterekkel kifejezve

$$\omega_0^2 = \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{L(C + 2C_k)} + \frac{1}{LC} \right] = \frac{C + C_k}{(C + 2C_k)CL} \quad 4.7$$

Vezessük be az  $x$  relatív frekvenciát az

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 + x} \quad 4.8$$

relációval és az  $x_0$  sáv szélességjellemzőt

$$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - x_0} \quad 4.9$$

$$\omega_2 = \omega_0 \sqrt{1 + x_0} \quad 4.10$$

Megjegyezzük, hogy  $x_0$  értékét a kapcsolási paraméterekkel kifejezve, az

$$x_0 = \frac{C_k}{C + C_k} \quad 4.11$$

formulát kapjuk, ez pedig a »csatolás« mértéke.

Vezessük be még az alábbi jelölést

$$\lambda = \sqrt{\frac{C}{C + 2C_k}} < 1 \quad 4.12$$

Ekkor az átvitel formulája

$$\text{th} \frac{P}{2} = \lambda \sqrt{\frac{x - x_0}{x + x_0}} \quad 4.13$$

Vagy az

$$y = \frac{x}{x_0} \quad 4.14$$

relatív frekvencia bevezetésével

$$\text{th} \frac{P}{2} = \lambda \sqrt{\frac{y - 1}{y + 1}} \quad 4.15$$

Csillapító tartomány, az  $|y| > 1$  esetben van, ez pedig bekövetkezhet  $+\infty > y > 1$  esetben (felső csillapító tartomány).

Ekkor a fázisforgatás zérus és

$$\text{th} \frac{b}{2} = \lambda \sqrt{\frac{|y| - 1}{|y| + 1}} \quad 4.16$$

Az alsó csillapító tartományt  $-\frac{1}{x_0} < y < -1$  jelöli ki.

Ekkor

$y = -|y|$  és a csillapítás

$$\left[ \text{th} \frac{b}{2} \right]^{-1} = \lambda \sqrt{\frac{-|y| - 1}{-|y| + 1}} = \lambda \sqrt{\frac{|y| + 1}{|y| - 1}} \quad 4.17$$

il.

$$\text{th} \frac{b}{2} = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{|y| - 1}{|y| + 1}} \quad 4.18$$

A két csillapítótartomány tehát nem szimmetrikus, mert a  $\lambda$  »szimmetriafaktor« nem tehető 1-gyel egyenlővé ( $C_k > 0$ ). De  $\lambda$ -nak 1-hez közeledő választásával elérhetjük a »quasiszimmetrikus« állapotot.

A 4.18 formula gondosabb megfigyelése mutatja, hogy az alsó csillapítástartományban van pólus. Ez  $\text{th} \frac{b}{2} = 1$  esetben következik be, tehát:

$$\frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{|y_\infty| - 1}{|y_\infty| + 1}} = 1 \quad 4.19$$

Ebből

$$|y_\infty| = \frac{1 + \lambda^2}{1 - \lambda^2} \quad 4.20$$

Mivel az alsó zárótartományban

$$|y| \leq \frac{1}{x_0} \quad 4.21$$

$$\frac{1 + \lambda^2}{1 - \lambda^2} \leq \frac{1}{x_0} \quad 4.22$$

Ebből

$$\lambda^2 \leq \frac{1 - x_0}{1 + x_0} \quad 4.23$$

A

$$\lambda^2 = \frac{1 - x_0}{1 + x_0} \quad 4.24$$

esetben a csillapítás pólus a zérus frekvencián van. Ez azonban nem önkényes választás kérdése.

A 4.12-ből 4.4 és 4.5, 4.9 és 4.10 figyelembevételével

$$\lambda^2 = \frac{C}{C + 2C_k} = \left( \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 = \frac{1 - x_0}{1 + x_0} \quad 4.24/a$$

kényszerűen adódó kötés. Végtelen nagy frekvencián a csillapítást a

$$\text{th} \frac{b}{2} = \lambda = \sqrt{\frac{1 - x_0}{1 + x_0}} \quad 4.25$$

formula értelmében  $\lambda$  szabja meg.

A két alaptípus összehasonlítása azt mutatja, hogy ezek egymásnak komplementerei. Az induktív csatolású szűrőnek pólusa csak végtelen nagy frekvencián van, a zérus frekvencián véges a csillapítás, a kapacitív csatolásúnál éppen megfordítva.



$|y| < 1$  esetben a szűrő áttereszt. Ekkor  $b = 0$  és

$$\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} = \lambda \sqrt{\frac{1-y}{1+y}} \quad 4.26$$

A teljes tag fázisforgatása az alsó ( $y = -1$ ) határfrekvencián  $\pi$ , a felső határfrekvencián zérus.

A sávközépen ( $y = 0$ )

$$\left[ \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} \right]_{y=0} = \lambda \quad 4.27$$

Vagyis a fázisforgatás görbéje sem szimmetrikus. A  $\pi/2$  fázisforgatás helyét a

$$\lambda \sqrt{\frac{1-y_0}{1+y_0}} = 1 \quad 4.28$$

egyenlet adja meg. Ebből

$$y_0 = -\frac{1-\lambda^2}{1+\lambda^2} \quad 4.29$$

tehát a sávközéptől balra esik. Ha ide  $\lambda^2$  értékét 4.24-ből helyettesítjük,

$$y_0 = -x_0 \quad 4.30$$

értéket nyerünk. Ha az ennek megfelelő frekvenciát a kapcsolási paraméterekkel fejezzük ki, akkor az

$$\omega_0'^2 = \frac{1}{(C + C_k) L} \quad 4.31$$

értéket kapjuk. Ezt a frekvenciát választva teoretikus sávközépnek, szimmetrikus csillapításgörbét és pontszimmetrikus fázisforgatásgörbét kapunk. A teoretikus határfrekvenciákkal fejezve ki ezt a frekvenciát

$$\omega_0'^2 = \frac{2\omega_1^2\omega_2^2}{\omega_1^2 + \omega_2^2} \quad 4.32$$

a geometriai és a négyzetes közép hányadosát kapjuk. A sávközépnek ilyen megválasztása azonban bonyolítja a formulákat, ezért nem követjük ezt az utat.

A későbbiek kedvéért közöljük a fázisforgatás sinusát és cosinusát is.

$$\sin \alpha = \frac{2\lambda\sqrt{1-y^2}}{1+\lambda^2+(1-\lambda^2)y} \quad 4.33$$

$$\cos \alpha = \frac{1-\lambda^2+(1+\lambda^2)y}{1+\lambda^2+(1-\lambda^2)y} \quad 4.34$$

A következő pontban a hullámellenállást számítjuk ki.

### 5. Kapacitív csatolású szűrő hullámellenállása

A szűrő hullámellenállását a következő formula adja:

$$Z = \sqrt{-X_{ii}X_r} = \sqrt{-\frac{\omega^2}{C(C+2C_k)} \cdot \frac{1}{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2)}} \quad 5.1$$

A relatív paraméterek bevezetésével

$$Z = \frac{1}{\omega_0 x_0 \sqrt{C(C+2C_k)}} \sqrt{\frac{1+x_0 y}{1-y^2}} \quad 5.2$$

Bevezetve a

$$Z_0 = \frac{1}{\omega_0 x_0 \sqrt{C(C+2C_k)}} \quad 5.3$$

névellenállást,

$$Z = Z_0 \sqrt{\frac{1+x_0 y}{1-y^2}} \quad 5.4$$

a másik alaptípussal megegyező hullámellenálláslefolyást találunk. Itt is jó közelítést ad a

$$Z \approx \frac{Z_0}{\sqrt{1-y^2}} \quad 5.5$$

formula.

A következőkben vizsgáljuk meg mindkét alaptípus névellenállását tüzetesebben. Nézzük először az induktív csatolású szűrőt.

A névellenállás 3.3-ból

$$Z_0 = \frac{1}{\omega_0 C x_0}$$

helyettesítsük ebbe  $\omega_0$  értékét 2.8-ból és  $x_0$  értékét 2.13-ból. Ekkor

$$Z_0 = \sqrt{\left[1 + \frac{L_k}{L_1}\right] \frac{L_k}{L_1}} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C}} \quad 5.6$$

Ugyanez mágneses csatolás esetén 1.5 és 1.6 transzformációs formulákkal

$$Z_0 = \frac{\sqrt{1-k^2}}{k} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad 5.7$$

Tudjuk, hogy egy veszteséges rezgőkör ( $L, C$ ) veszteségi ellenállásának párhuzamos aequivalense

$$R_0 = Q \sqrt{\frac{L}{C}} \quad 5.8$$

ahol  $Q$  a rezgőkör (tekerics) jósága. Az 5.8-at 5.7-tel összevetve

$$Q = \frac{\sqrt{1-k^2}}{k} \quad 5.9$$

Mivel keskenysávú szűrőkben  $k^2 \ll 1$

$$Q \approx \frac{1}{k} \quad 5.10$$



Ez a »kritikus csatolás« esete.

Az a döntő jelentőségű eredmény adódott, hogy a szűrő lezáró ellenállását a párhuzamos rezgőkörök veszteségi ellenállásai adják.

Nagyobb  $Q$  esetén a lezáró ellenállások nagyobbak a névelenállásnál, ekkor a csatolás »laza«; a kritikus csatoláshoz tartozó  $Q$ -nál kisebb  $Q$  esetén a lezáró ellenállás kisebb a névelenállásnál, ilyenkor a csatolás »szoros«.

Majdnem pontosan ugyanerre az eredményre jutunk a kapacitív szűrő vizsgálata esetén is. Itt

$$Z_0 = \sqrt{\frac{C}{C_k} \cdot \frac{C + C_k}{C_k}} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad 5.11$$

Ha itt a  $k$  csatolási tényezőt a

$$k = \frac{C_k}{C_1 + C_k} \quad 5.12$$

formulával definiáljuk

$$Z_0 = \frac{\sqrt{1-k}}{k} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad 5.13$$

Itt tehát

$$Q = \frac{\sqrt{1-k}}{k} \approx \frac{1}{k} \quad 5.14$$

Ezeknek az eredményeknek az a jelentősége, hogy ismeretükben a rádióvevőkészülékek sávszűrői veszteségi ellenállásukkal lezárt veszteségmentes hullámszűrők módjára tárgyalhatók.

## 6. Üzemi csillapítás az áteresztősávban

A következőkben a két alaptípust egységesen tárgyaljuk, hiszen a mágneses csatolású szűrő hullámellenállása megegyezik a kapacitív csatolásúval, a csillapítás ill. fázisforgatás pedig  $\lambda = 1$  választással adja a mágneses csatolású szűrő viszonyait.

A konstans ( $R_0$ ) lezáró ellenállással lezárt veszteségmentes szűrő üzemi csillapítása az átteresztő tartományban

$$b = \frac{1}{2} \lg \left[ 1 + \frac{1}{4} \left( \frac{R_0}{Z} - \frac{Z}{R_0} \right)^2 \sin^2 \alpha \right] \quad 6.1$$

Legyen

$$R_0 = i Z_0 \quad 6.2$$

$Z$  értékét 5.5-ből,  $\sin \alpha$  értékét 4.33-ből helyettesítve,

$$b = \frac{1}{2} \lg \left( 1 + \frac{\lambda^2 (i^2 - 1 - i^2 y^2)^2}{i^2 [1 + \lambda^2 + (1 - \lambda^2) y]^2} \right) \quad 6.3$$

Vezessük be a »fojtás«-t ( $D$ ), a

$$b = \frac{1}{2} \lg [1 + D^2] \quad 6.4$$

relációval.

A csillapításfüggvény nevezetesebb helyeit és értékeit vizsgáljuk.

Zérus lesz a csillapítás ott, ahol a  $D$  fojtás zérus. 6.3-ból láthatjuk, hogy ez

$$|y_R| = \sqrt{\frac{i^2 - 1}{i}} \quad 6.5$$

normált frekvenciánál következik be. Láthatjuk, hogy ez  $\lambda$ -tól független.  $i = 1$  esetén  $y_R = 0$ .

A sávközépen ( $y = 0$ ) a csillapítás

$$b_0 = \frac{1}{2} \lg \left[ 1 + \left( \frac{\lambda}{1 + \lambda^2} \cdot \frac{i^2 - 1}{i} \right)^2 \right] \quad 6.6$$

$\lambda = 1$  esetben

$$[b_0]_{\lambda=1} = \lg \frac{i^2 + 1}{2i} \quad 6.7$$

A toeretikus határfrekvenciákon ( $|y| = 1$ ) a csillapítások  $\lambda \neq 1$  esetben nem pontosan egyformák. Az alsó határfrekvencián ( $y = -1$ )

$$b_{c-1} = \frac{1}{2} \lg \left[ 1 + \frac{1}{4i^2 \lambda^2} \right] \quad 6.8$$

A felső határfrekvencián ( $y = +1$ )

$$b_{c+1} = \frac{1}{2} \lg \left[ 1 + \frac{\lambda^2}{4i^2} \right] \quad 6.9$$

$\lambda = 1$  esetben a csillapítás mindkét határfrekvencián

$$b_c = \frac{1}{2} \lg \left[ 1 + \frac{1}{4i^2} \right] \quad 6.10$$

A praktikus átteresztő tartomány határfrekvenciáit azzal a megfontolással nyerjük, hogy ott a csillapítás a sávközép ( $y = 0$ ) csillapításával legyen egyenlő. Ebben az esetben a praktikus átteresztő tartományban ez a csillapításérték lesz a csillapítás-ingadozás mértéke.  $H$  indexszel jelölve a praktikus határfrekvencia frekvenciáját ( $y_H$ ), érvényes a következő egyenlet:

$$1 + \frac{\lambda^2 (i^2 - 1 - i^2 y_H^2)^2}{i^2 [1 + \lambda^2 + (1 - \lambda^2) y_H]^2} = 1 \quad 6.11$$

$$= 1 + \frac{\lambda^2}{(1 + \lambda^2)^2} \cdot \frac{(i^2 - 1)^2}{i^2}$$

Ez rendezés után a következő másodfokú egyenletre vezet

$$i^2 (1 + \lambda^2) y_H^2 - (i^2 - 1) (1 - \lambda^2) y_H - 2(1 + \lambda^2) (i^2 - 1) = 0 \quad 6.12$$

Ennek megoldása

$$y_H = \frac{i^2 - 1}{2i^2}$$

$$1 - \lambda^2 \pm \sqrt{(1 - \lambda^2)^2 + \frac{8i^2}{i^2 - 1} (1 + \lambda^2)^2} \quad 6.13$$

$$1 + \lambda^2$$

Könnyen belátható, hogy  $\lambda = 1$  esetben

$$y_H = \frac{\sqrt{2(i^2 - 1)}}{i} = |y_R| \sqrt{2} \quad 6.14$$



6.14-ből  $i$ -t kifejezhetjük

$$i = \sqrt{\frac{2}{2 - y_H^2}} \quad 6.15$$

$\lambda = 1$  esetben módunkban áll megadott csillapítás-ingadozás ( $b_0$ ) esetén  $i$ -t meghatározni. 6.7-ből írható

$$\frac{i^2 + 1}{2i} = e^{b_0} \quad 6.16$$

Ebből

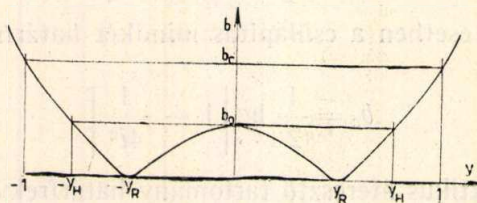
$$i = e^{b_0} \pm \sqrt{e^{2b_0} - 1} \quad 6.17$$

Mivel az áteresztőtartományban hullámosság csak  $i > 1$  esetben van (ellenkező esetben a csillapítás-görbe monoton emelkedik), a 6.17-ben a pozitív előjelet kell vennünk

$$i = e^{b_0} + \sqrt{e^{2b_0} - 1} \quad 6.17a$$

$\lambda \pm 1$  esetben ez a megfontolás szigorúan nem érvényes, de mivel  $\lambda \approx 1$  a praktikus eset, ezért igen jó közelítéssel helyes eredményt kapunk ebben az esetben is.

A csillapításgörbe menetét a 11. ábra mutatja.



11. ábra

Az  $R_0 = iZ_0$  egyenletet kifejtve

$$Q \sqrt{\frac{L}{C}} = i \sqrt{\frac{1 - k^2}{k^2}} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad 6.18$$

ebből

$$Q = i \frac{\sqrt{1 - k^2}}{k} \quad 6.19$$

## 7. Tervezési utasítások

A tárgyaltak alapján lehetőség nyílik fenti típusú szűrők tervezésére. Kiindulási adataink:

a) A praktikus áteresztő tartomány határfrekvenciái ( $\omega_{HA}$ ,  $\omega_{HF}$ ).

b) A praktikus áteresztőtartományban megengedett csillapításingadozás (hullámosság,  $b_0$ ).

c) Itt két lehetőség van:

1. a névelenállás ( $R_0$ )

2. a rezgőköri kapacitás ( $C$ ).

A realizálás szempontjából elegendő csupán kapcsolási paraméterek meghatározása, tervezési és ellenőrzési szempontok azonban megkívánják az alábbi mennyiségek meghatározását.

A) A teoretikus sávközép ( $\omega_0$ ).

B) A sávzélességjellemző ( $x_0$ ).

C) A teoretikus határfrekvenciák ( $\omega_1$ ,  $\omega_2$ ).

D) A kapcsolási paraméterek.

E) A rezgőkörök saját frekvenciái.

F) A csillapításgörbe menete az áteresztő és zárótartományban.

A) A teoretikus sávközép

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_{HA}^2 + \omega_{HF}^2}{2}} \quad 7.1$$

B) A sávzélességjellemző ( $x_0$ )

A hullámosság ismeretében  $i$  számítható

$$i = e^{b_0} + \sqrt{e^{2b_0} - 1} \quad 7.2$$

A normált praktikus határfrekvencia  $i$  ismeretében

$$y_H = \frac{\sqrt{2(i^2 - 1)}}{i} \quad 7.3$$

az

$$\omega_{HF} = \omega_0 \sqrt{1 + x_0 y_H} \quad 7.4$$

egyenletből

$$x_0 = \frac{1}{y_H} \left[ \left( \frac{\omega_{HF}}{\omega_0} \right)^2 - 1 \right] \quad 7.5$$

C) A teoretikus határfrekvenciák

$$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - x_0} \quad 7.6$$

és

$$\omega_2 = \omega_0 \sqrt{1 + x_0} \quad 7.7$$

D) A kapcsolási paraméterek

számításánál a következőképpen járunk el. Az aequivalens kapcsolások mindegyikénél külön tárgyaljuk a c) pont két lehetőségét.

D. I. Mágneses csatolású szűrő.

D. I. 1. A névelenállás ( $Z_0$ ) adott.

Ekkor 3.3-ből

$$C = \frac{1}{\omega_0 Z_0 k_0} \quad 7.8$$

$L$  érték 2.5 és 1.5 figyelembevételével

$$L = \frac{Z_0 x_0}{\omega_0 (1 - x_0^2)} \quad 7.9$$

és

$$k = x_0 \quad 7.10$$

A tekercsjsóság

$$Q = i \sqrt{\frac{1 - x_0^2}{x_0^2}} \quad 7.11$$

D. I. 2. A rezgőköri kapacitás adott.

7.8 és 7.9-ből

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C (1 - x_0^2)} \quad 7.12$$

és

$$k = x_0 \quad 7.10$$

$$Q = i \sqrt{\frac{1 - x_0^2}{x_0^2}} \quad 7.11$$

Az induktív csatolást a gyakorlatban nem alkalmazzák. Delta elrendezésénél kényelmetlenül nagy, csillag elrendezésénél kényelmetlenül kicsi induktivitások adódnak. Tisztán a teljesség kedvéért közöljük a méretezési formulákat.

D. II. Induktív (delta) csatolású szűrő.



D. II. 1. A névelenállás ( $Z_0$ ) adott.  
Ekkor

$$C = \frac{1}{\omega_0 Z_0 x_0} \quad 7.13$$

2.5, 2.11 és 3.3-ból

$$L_1 = \frac{Z_0 x_0}{\omega_0 (1 - x_0)} \quad 7.14$$

Előbbiek és 2.8 összevetéséből

$$L_k = \frac{Z_0}{\omega_0} (1 - x_0) \quad 7.15$$

$$Q = i \sqrt{\frac{1 - x_0^2}{x_0^2}} \quad 7.11$$

D. II. 2. A rezgőköri kapacitás ( $C$ ) adott.  
Ekkor

$$L_1 = \frac{1}{\omega_0^2 C (1 - x_0)} \quad 7.16$$

$$L_k = \frac{1 - x_0}{\omega_0^2 C x_0} \quad 7.17$$

$$Q = i \sqrt{\frac{1 - x_0^2}{x_0^2}} \quad 7.18$$

D. III. Induktív (csillag) csatolású szűrő.

D. III. 1. A névelenállás ( $Z_0$ ) adott.  
3.3-ból

$$C = \frac{1}{\omega_0 Z_0 x_0} \quad 7.19$$

7.14, 7.15, 2.5 és 1.9, felhasználásával

$$L'_1 = \frac{Z_0 x_0}{\omega_0} \cdot \frac{1 - x_0}{1 + x_0^2} \quad 7.20$$

Előbbiek és 1.10 figyelembevételével

$$L'_k = \frac{Z_0 x_0}{\omega_0} \cdot \frac{1}{(1 - x_0)(1 + x_0^2)} \quad 7.21$$

D. IV. Kapacitív (delta) csatolású szűrő.

D. IV. 1. A névelenállás ( $Z_0$ ) adott.  
Ekkor 4.12, 4.24 és 5.3 egybevetéséből

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0 Z_0 x_0} \sqrt{\frac{1 - x_0}{1 + x_0}} \quad 7.22$$

Előbbiek és 7.22-ből

$$C_k = \frac{1}{\omega_0 Z_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - x_0^2}} \quad 7.23$$

Előbbiek és 4.5 alapján

$$L = \frac{Z_0 x_0}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - x_0^2}} \quad 7.24$$

$$Q = i \sqrt{\frac{1 - x_0^2}{x_0^2}} \quad 7.25$$

D. IV. 2. A rezgőköri kapacitás ( $C_1$ ) adott.  
7.22 és 7.23-ból

$$C_k = C_1 \frac{x_0}{1 - x_0} \quad 7.26$$

4.5 és 4.10-ből

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C_1 (1 + x_0)} \quad 7.27$$

$$Q = i \sqrt{\frac{1 - x_0^2}{x_0^2}} \quad 7.28$$

D. V. Kapacitív (csillag) csatolású szűrő.

D. V. 1. A névelenállás adott.

7.22, 7.23 és 1.1 figyelembevételével

$$C'_1 = \frac{1}{\omega_0 Z_0 x_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - x_0}} \quad 7.29$$

7.22, 7.23, 7.29 és 1.2 összevetéséből

$$C'_k = \frac{1}{\omega_0 Z_0 x_0} \cdot \frac{\sqrt{1 - x_0}}{x_0} \quad 7.30$$

$L$  értéke megegyezik 7.24-gyel.

$$L = \frac{Z_0 x_0}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - x_0^2}} \quad 7.31$$

és

$$Q = i \sqrt{\frac{1 - x_0^2}{x_0^2}} \quad 7.32$$

D. V. 2. A rezgőköri kapacitás ( $C'_1$ ) adott.  
7.29 és 7.30-ból

$$C'_k = C'_1 \frac{1 - x_0}{x_0} \quad 7.33$$

1.3, 7.27 és 7.33-ból

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C'_1 (1 - x_0)} \quad 7.34$$

és végül

$$Q = i \sqrt{\frac{1 - x_0^2}{x_0^2}} \quad 7.35$$

Ezzel valamennyi aequivalens kapcsolás paramétereinek formuláit áttekintettük.

**E)** Beállítási és ellenőrzési szempontból érdekes a rezgőkörök saját frekvenciája. A következőkben valamennyi aequivalensnél közöljük a saját frekvenciákat ( $\omega_s$ ).

E. I. Mágneses csatolású szűrő:

$$\omega_s = \omega_0 \sqrt{1 - x_0^2} \approx \omega_0 \quad 7.36$$

E. II. Induktív (delta) csatolású szűrő:

$$\omega_s = \omega_0 \sqrt{1 - x_0} \quad 7.36a$$

E. III. Induktív (csillag) csatolású szűrő:

$$\omega_s = \omega_0 \sqrt{\frac{1 + x_0^2}{1 - x_0}} \approx \omega_0 \sqrt{1 + x_0} \quad 7.37$$

E. IV. Kapacitív (delta) csatolású szűrő:

$$\omega_s = \omega_0 \sqrt{1 + x_0} \quad 7.38$$

E. V. Kapacitív (csillag) csatolású szűrő:

$$\omega_s = \omega_0 \sqrt{1 - x_0} \quad 7.39$$



Ezekből a formulákból láthatjuk, hogy a mágneses csatolású szűrő rezgőköréit praktikusán a sáv-középre, a többit pedig valamelyik teoretikus határfrekvenciára kell hangolnunk. Azt is megfigyelhetjük, hogy az induktív és kapacitív csatolású szűrők komplementer sajátságokat mutatnak (induktív csillag csatolás esetén csak quasikomplementer sajátságról beszélhetünk).

F) A csillapításgörbe menetét az áteresztőtartományban a jellegzetes frekvenciák és csillapítások ismeretében vázlatosan könnyen megrajzolhatjuk.

A  $b_0$  hullámosság ismeretében ismerjük a csillapítás értékét a sávközepen és a praktikus áteresztő tartomány határfrekvenciáin. Érdekel még bennünket a zérus csillapítás helye. Ez 6.5-ből számítható

$$|y_R| = \frac{\sqrt{i^2 - 1}}{i} \quad 7.40$$

A teoretikus határfrekvenciákon a csillapítás

$$b_c = \frac{1}{2} \lg \left[ 1 + \frac{1}{4i^2} \right] \quad 7.41$$

A záró tartomány üzemi csillapításának pontos számítása, vagy a

$$b = \frac{1}{2} \lg \left[ 1 + \frac{(i^2 - 1 - i^2 y^2)^2}{4i^2} \right] \quad 7.42$$

formulával történik, de egyszerűbb a hullámcsillapítással számolni

$$\text{th} \frac{b}{2} = \lambda^{\pm 1} \sqrt{\frac{|y| - 1}{|y| + 1}} \quad 7.43$$

Az üzemi csillapítás  $|Z_1| = (2 - \sqrt{3})R_0$  és  $|Z_2| = (2 + \sqrt{3})R_0$  között legfeljebb 6dB-el kisebb, mint a hullámcsillapítás, másutt mindenütt nagyobb.

Ha ezt a feltételt relatív frekvenciában fejezzük ki (6,2 és 3,5 figyelembevételével),

$$\sqrt{1 + \left(\frac{i}{2 + \sqrt{3}}\right)^2} \cong y \cong \sqrt{1 + \left(\frac{i}{2 - \sqrt{3}}\right)^2} \quad 7.44$$

határok között kisebb az üzemi csillapítás a hullámcsillapításnál, másutt nagyobb.

## 8. Sávszélességszabályozás

Vevőkészülékekben gyakran felmerül a sáv szélesség szabályozhatóságának szükségessége.

Vizsgáljuk meg, hogy az aequivalens kapcsolások közül melyik a legalkalmasabb erre a célra. A sáv szélesség szabályozás fontos feltétele a sáv-közép fixen tartása. Ellenkező esetben u. i. »elhúzzuk« a szűrő áteresztő tartományát. Mivel a sáv szélesség jellemzője  $x_0$ , ezért azt kell megvizsgálnunk, hogy melyek azok a kapcsolások, amelyekben a sáv-közép ( $\omega_0$ ) nem változik  $x_0$  változtatásával. Ezért a sáv-közepet minden kapcsolatban kifejezzük a kapcsolási paraméterek és  $x_0$  függvényében. Praktikus követelmény az, hogy a sáv szélességet egyetlen elemmel tudjuk változtatni.

1. Mágneses csatolás:  
7.21-ből

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC(1 - x_0^2)} \quad 8.1$$

2. Induktív (delta) csatolás:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1 (1 - x_0)} \quad 8.2$$

3. Induktív (csillag) csatolás:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C} \cdot \frac{1 - x_0}{1 + x_0} \approx \frac{1}{L_1 C (1 + x_0)} \quad 8.3$$

4. Kapacitív (delta) csatolás:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC_1 (1 + x_0)} \quad 8.4$$

5. Kapacitív (csillag) csatolás:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC_1 (1 - x_0)} \quad 8.5$$

Ezekből a formulákból kiderül, hogy a sáv szélesség szabályozásával minden kapcsolatban változik a sáv-közép frekvenciája. Ez a változás azonban mágneses csatolásnál a szóhajóható sáv szélességváltoztatási igények mellett elhanyagolható ( $x_0$  a négyzetben szerepel), a többi kapcsolatban azonban már el nem hanyagolható elhangolást okoz.

Természetesen ott sincs elvi akadály a sáv szélesség változtatásának, de ekkor már három elemet kell változtatni (pl. kapacitív csatolás esetén mindhárom kapacitás értékét).

Könnyen kimutatható, hogy mágneses csatolás esetén az  $x_0$  sáv szélességnek  $\Delta x_0$  megváltoztatása a sáv-közép frekvenciájának

$$\frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} = x_0 \Delta x_0 \quad 8.6$$

relatív változtatását vonja maga után.

Pl. 480 kHz-es sáv-közép és 10 kHz-es teoretikus sáv szélesség esetén

$$x_0 \approx \frac{10}{480} = 20,83 \cdot 10^{-3}$$

Ha a sáv szélességet 100%-kal változtatjuk,  $\Delta x_0 = 20,83 \cdot 10^{-3}$

Ekkor

$$\Delta \omega_0 = (20,83 \cdot 10^{-3})^2 \omega_0 = 206 \text{ Hz}$$

tehát praktikusán elhanyagolható változás.

Ugyanígy megfontolás a többi esetre

$$\frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} = \sqrt{x_0} [\sqrt{x_0^9} - \sqrt{x_0}] \quad 8.7$$

eredményt ad, ahol  $x_0'$  a megnövelt sáv szélesség. Az előbbivel egyező feltételek esetén

$$\frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} = x_0 [\sqrt{2} - 1]$$



A számértékek helyettesítése után

$$\Delta\omega_0 = 1,41 \text{ kHz},$$

tehát hétszerese az előbbinek és ez már nem elhanyagolható elhangolást okoz.

### 9. Tervezési példa

A tervezési eljárás illusztrálására egy számpéldát dolgozunk ki. Úgy gondoljuk, hogy elegendő, ha a kapcsolási paraméterek meghatározásánál csak a két leggyakrabban alkalmazott típus — a mágneses és a kapacitív csillag csatolású — eredményeit adjuk.

Kiindulási adataink a következők:

a) A praktikus áteresztő tartomány határfrekvenciái

$$\omega_{HA} = 469,1 \text{ kHz}; \quad \omega_{FA} = 478,1 \text{ kHz}$$

b) A praktikus áteresztő tartomány megengedett hullámossága.

$$b_0 = 0,2 \text{ N} = 1,74 \text{ dB}$$

c) A rezgőköri kapacitás értéke

$$C = 200 \text{ pF}$$

A) A teoretikus sávközép

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_{HA}^2 + \omega_{HF}^2}{2}} = \sqrt{\frac{469,1^2 + 478,1^2}{2}} \text{ kHz}$$

$$\omega_0 = 473,62 \text{ kHz} = 2,975 \text{ Mrad/sec}$$

B)  $b_0 = 1,74 \text{ dB}$ -hez

$$i = e^{b_0} + \sqrt{e^{2b_0} - 1} = e^{1,74 \text{ dB}} + \sqrt{e^{2 \cdot 1,74 \text{ dB}} - 1}$$

$$i = 1,92 \text{ tartozik.}$$

A normált praktikus határfrekvencia

$$|y_H| = \frac{\sqrt{2(i^2 - 1)}}{i} = \frac{\sqrt{2(1,92^2 - 1)}}{1,92}$$

$$|y_H| = 1,207$$

A praktikus áteresztő tartomány nagyobb a teoretikus áteresztősávnál. Ezt alátámasztja az a tény, hogy a teoretikus határfrekvenciákon a csillapítás

$$b_c = \frac{1}{2} \lg \left[ 1 + \frac{1}{4i^2} \right] = \frac{1}{2} \lg \left[ 1 + \frac{1}{4 \cdot 1,92^2} \right]$$

$$b_c = 1,4 \text{ dB}$$

kisebb, mint a megengedett hullámosság.  $y_H$  ismeretében

$$x_0 = \frac{1}{y_H} \left[ \left( \frac{\omega_{HF}}{\omega_0} \right)^2 - 1 \right] = \frac{1}{1,207} \left[ \left( \frac{478,1}{473,62} \right)^2 - 1 \right]$$

$$x_0 = 0,00785$$

C) A teoretikus határfrekvenciák

$$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - x_0} = 473,62 \text{ kHz} \sqrt{1 - 0,00785} = 471,73 \text{ kHz}$$

$$\omega_2 = \omega_0 \sqrt{1 + x_0} = 473,62 \text{ kHz} \sqrt{1 + 0,00785} = 475,48 \text{ kHz}$$

D) A kapcsolási paraméterek számításánál előbb a mágneses csatolású szűrő kapcsolási paramétereit számítjuk

D. I. 2.

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C (1 - x_0^2)} = \frac{1}{(2,975 \text{ Mrad/sec})^2 \cdot 200 \text{ pF} (1 - 0,00785^2)}$$

$$L = 566 \text{ } \mu\text{H}$$

$$k = x_0 = 0,00785 = 7,85^0/_{10}$$

A tekercsjsóság

$$Q = i \sqrt{\frac{1 - x_0^2}{x_0^2}} = 1,92 \sqrt{\frac{1 - 0,00785^2}{0,00785^2}} = 245$$

ilyen tekercsjsóság modern vasmagos tekercsekkel megvalósítható.

D. V. 2. A kapacitív csillag csatolású szűrő kapcsolási paramétereit.

$$C'_1 = 200 \text{ pF}$$

$$C'_k = C'_1 \frac{1 - x_0}{x_0} = 200 \text{ pF} \frac{1 - 0,00785}{0,00785}$$

$$C'_k = 2,547 \text{ nF}$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C_1 (1 - x_0)} = \frac{1}{(2,975 \text{ Mrad/sec})^2 \cdot 200 \text{ pF} (1 - 0,00785)}$$

$$L = 570 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L = 570 \text{ } \mu\text{H}$$

és

$$Q = 245$$

E) A rezgőkörök sajátfrekvenciái.

E) I. Mágneses csatolás esetén

$$\omega_s \approx \omega_0 = 473,62 \text{ kHz}$$

E. V. Kapacitív csillag csatolás esetén

$$\omega_s \approx \omega_1 = 471,73 \text{ kHz}$$

F) A csillapításgörbe menetét gyorsan rajzolhatjuk a következő egyszerű megfontolással.

Ismeretes, hogy

$$\omega_2 = \omega_0 \sqrt{1 + x_0}$$

Ebből

$$x_0 = \left( \frac{\omega_2}{\omega_0} \right)^2 - 1$$

Legyen a teoretikus sávszélesség

$$\omega_2 = \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}$$



Ekkor

$$x_0 = \left(\frac{\omega_2}{\omega_0}\right)^2 - 1 = \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1 = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} + \left(\frac{\Delta\omega}{2\omega_0}\right)^2$$

A számításbajjövő sávzélességeknél

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \gg \left(\frac{\Delta\omega}{2\omega_0}\right)^2 \text{ és így}$$

$$x_0 \approx \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

A praktikus áteresztő tartományon belül az

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 + x_0 y}$$

kifejezésben  $1 \gg x_0 y$  és ezért igen jó közelítéssel

$$\omega = \omega_0 \left(1 + \frac{x_0 y}{2}\right) = \omega_0 \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} y\right)$$

ill.

$$\omega = \omega_0 + y \Delta\omega$$

tehát

$$y = \frac{\omega - \omega_0}{\Delta\omega}$$

vagyis az  $y$  nem más, mint a sávzélességhez viszonyított relatív elhangolás mértéke.

Az elkövetett hiba 1%-on belül marad mindaddig, amíg

$$x_0 |y| \leq 0,04$$

ill.

$$|y| \leq \frac{0,04}{x_0}$$

Esetünkben

$$|y| \leq 5,1$$

értékeken belül jó közelítést ad az

$$y = \frac{\omega - \omega_0}{\Delta\omega} \text{ formula}$$

A zárórészben az üzemi csillapítás

$$\sqrt{1 + \left(\frac{i}{2 + \sqrt{3}}\right)^2} \leq y \leq \sqrt{1 + \left(\frac{i}{2 - \sqrt{3}}\right)^2}$$

határon belül legfeljebb 6 dB-lel kisebb a hullámcsillapításnál.  $i$  értékét helyettesítve

$$\sqrt{1 + \left(\frac{1,92}{2 + \sqrt{3}}\right)^2} \leq y \leq \sqrt{1 + \left(\frac{1,92}{2 - \sqrt{3}}\right)^2}$$

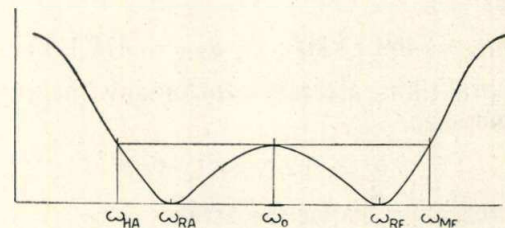
ill.

$$1,126 \leq y \leq 7,22$$

A pontos formula az üzemi csillapításra

$$b = b_{hull} + \lg \frac{1}{4} \left( \frac{R_0}{|Z|} + \frac{|Z|}{R_0} \right)$$

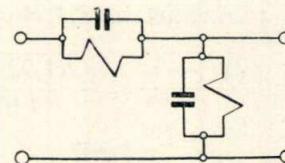
A csillapításgörbét mérethelyesen a 12. ábra mutatja.



12. ábra

### 10. Befejezés

Kitűzött feladatunkat megoldottuk. Befejezés-képpen még megjegyezzük, hogy természetesen semmi akadálya nincs annak, hogy nagyobb garanciális csillapításkövetelmények esetén megfelelő számú ilyen féltagot fűzzünk láncba és a szűrőt Zobel eljárása alapján tervezzük meg. Annak sincs akadálya, hogy derivált féltagokat alkalmazzunk (13. ábra), és ezzel jobb szűrőkihasználást érjünk el.



13. ábra

A rádióvevőkészülékek szűrőinek tervezése tehát semmiben nem különbözik az átviteltechnika hullámszűrőinek tervezésétől.