

*Magyar*  
**HÍRADÁSTECHNIKA**



**6**

Magyar

## HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

## Felelős szerkesztő:

Balogh Pál  
V., Október 6. u. 7.  
Telefon: 183-772

## Szerkesztő:

Boglár Gyula  
XI., Fehérvári út 70.  
Telefon: 268-940

A Híradástechnikai  
Tudományos Egyesület  
Titkársága:

V., Szabadság tér 17  
Telefon: 113-027

## Előfizetési ár

egész évre 30 Ft  
Egyes szám ára 5 Ft

Megjelenik kéthavonként

## TARTALOM:

<i>Hargitai Endre</i> : Mágneses anyagok fejlesztési irányai .....	201
<i>Győry Tibor</i> : Generátor és fogyasztó illesztése veszteséges elemeket tartalmazó négy pólusokkal, II. rész .....	223
<i>Zakariás Gábor</i> : Nyomatott áramkörök konstrukciós alkalmazása .....	230
<i>Dr. Somogyi J.—Tichelka F.</i> : Hibrid tetszőleges számú vonalra	236
Klubnap Kilinszki Antoni professzor részvételével .....	237
Zusammenfassungen in deutscher Sprache .....	241
Summaries in English .....	241
Résumé des articles en langue française .....	241

## Обобщение

*Харгитаи Э.:* Направления развития магнитных материалов

Статья дает обзоры о материалах, применяемых в электрической промышленности, а особенно в промышленности связи. Показывается зависимость между показателями и экономией. Сообщаются результаты исследований а также новые направления развития.

*Дери Т.:* Согласование генератора и потребителя с помощью четырехполюсников с потерями

Четырехполюсники определяются характеристическими данными и изображаются эквивалентными схемами. Четырехполюсники определяются тремя величинами: входным и выходным волновыми импедансами, дальше трансферным импедансом. Согласование генератора данного внутреннего сопротивления и потребителя может быть исполнено без отражения для передачи или максимальной активной или максимальной реактивной мощности. Нагрузка расходящаяся от волнового импеданса может быть считана как источник напряжения отражения, внутреннее сопротивление которого является волновым импедансом четырехполюсника. Условием отсутствия отражения и одновременно передачи максимальной активной мощности является активная величина волнового импеданса. Волновый импеданс Г-образных звеньев является активным только в случае, если они построены или из активных элементов или из реактивных элементов без потерь. Импедансы Т-образных и П-образных звеньев определя-

ются величинами характеризующими четырехполюсники. Специальным случаем согласования с симметричным мостовым звеном является схема Бушера. В случае резонансных контуров содержащих элементы с потерями, в схеме с индуктивным или емкостным связыванием и последовательным или параллельным питанием характер схемы определяет волновой сдвиг фаз. Волновое затухание определит допускаемые величины сопротивлений потерь.

*Закариаш Г.:* Конструкционное применение печатных схем

Статья, после осмотра современных конструкционных точек зрения, описывает методы производства основных пластин печатных схем, дальше вопросы взаимосвязи между печатными схемами и их конструкциями, основные точки зрения проектирования. Наконец дается оценка конструкций печатных схем.

*Др. Шомоди Й. и Тихелка Ф.:* Смешанная катушка для любого количества линий

Возможность соединения любого количества цепей без связи друг с другом. Изложение относительно элементов схемы.

## Mágneses anyagok fejlődési irányai

HARGITAI ENDRE

Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

*A cikk áttekintését adja a villamos iparban, de különösképpen a híradástechnikai iparban használatos mágneses anyagoknak. Rámutat a jellemzők és a gazdaságosság összefüggéseire. Ismerteti a kutatások eredményeit és a várható fejlődés új irányait.*

A mágnetizmus irodalma rendkívül terjedelmes és egyben — ami a fejlődés eredménye — rendkívül specializált. Aki használja a mágneses anyagok egyikét-másikat, attól nem várható el, hogy e szerteágazó témakörben teljes áttekintése legyen. Hasznosnak látszik összefoglaló tájékoztató közreadása a jelenlegi helyzetről, eredményekről, mind pedig a fejlődés várható irányairól, még akkor is, ha ez a terjedelem korlátozottsága miatt csak felszínesen oldható meg.

A mágnesség elmélete az utóbbi két évtized alatt nagy átalakuláson ment keresztül. Becker és Döring által 1938-ban összefoglalt és akkor jól megfogalmazott mágnesség-elmélet ma már számos területén nagymértékben kiegészült és egyes jelenségek más magyarázatot kaptak [1].

Az elmúlt két évtized alatt hazánkban is nagy fejlődés tapasztalható a mágneses anyagok gyártása és alkalmazása terén. Amíg a háború előtt a kis energiatartalmú mágneseken és a melegen hengerelt dinamó- és transzformátorlemezekon kívül úgyszólván egyéb anyagokat nem állítottunk elő, addig ma minden fontosabb anyagcsaládban önellátók vagyunk és ezen belül választékot is tudunk biztosítani [2].

A mágneses anyagok elsősorban a híradástechnikai és villamos ipar anyagai, a kutatás és gyártás iránti igény is ezektől az iparágaktól származik. Egyéb iparágak mennyiségi igényei nem jelentősek. Ezért jelen dolgozatban csakis híradástechnikai, illetve villamos ipari szempontok alapján tárgyaljuk e témakört.

A jobb áttekinthetőség érdekében a mágneses anyagokat különféle szempontok szerint szokás csoportosítani, de mindegyik megegyezik abban, hogy két főcsoportot állít fel:

- a mágnesesen kemény és
- a mágnesesen lágy anyagok csoportját.

Tulajdonképpen a két főcsoport szerinti szétválasztás önkényes, mert az anyagok jelenlegi választéka mellett a két főcsoport mágneses és egyéb jellemzői fedik egymást. Nincs ugrás. A koercitív térindukció nagysága alapján kerülnek az anyagok az egyik vagy a másik főcso-

portba. Általában az 1 [mT]-nál nagyobb koercitív térindukciójú anyagok mágnesesen kemények, ezen érték alattiak pedig mágnesesen lágyak. Pawlek szerint ez az elhatárolás nem egészen helyes és ezért mágnesesen kemény anyagoknak azokat tekinti, amelyek koercitív térindukciója 30 [mT] fölött van; ezek a mágnesanyagok. A mágnesesen lágy anyagok koercitív térindukciójának felső határát 0,3 [mT]-ban jelöli meg. A két érték közötti anyagokat felhasználásuk célja szerint osztályozza a mágnesesen kemények vagy lágyak főcsoportjába [3].

Mágneses anyagokat nemcsak mágneses, hanem mechanikai, termikus és egy sor egyéb tulajdonságuk alapján választják meg a felhasználók. Általában a jó mágneses tulajdonságokkal kedvezőtlen mechanikai és termikus tulajdonságok járnak együtt. Egy-egy jellemző tulajdonság javítása a többi romlásával jár.

A jellemző értékének irányfüggősége az anizotropia jelensége, ami az egykristályok tulajdonsága, de polikristályos anyagok is anizotroppá tehetők az elemi kristályok, illetve Weiss-féle zónák irányításával vagy beforgatásával. Például a térben centrált köbös vaskristály legkönnyebben a kockaélek irányában mágnesezhető, de a testátlók iránya e szempontból már kedvezőtlen. Az anizotropia eredetének magyarázata ma még bizonytalan, de előidézésének módjait eléggé kézben tudjuk tartani. Az irányítást többféle technológiával lehet elérni:

- alakítás és rekrisztallizáció (Fe-Si és Fe-Ni lemezeknél),
- oszlopos kristályosítás különleges öntési technológiával és mágneses térben történő lehűtéssel (Fe-Ni-Al-Co mágneseknél),
- mágneses térben történő sajtolás (oxidmágneseknél),
- mechanikai feszültségek előidézése (oxidanyagoknál).

### Mágnesesen kemény anyagok

A mágnesesen kemény anyagokat az 1. táblázat tartalmazza a legfontosabb mágneses jellemzőkkel.\*

\*Az ötvözetek, márkanevek helyett összetevőikkel vannak megnevezve, azok csökkenő súlysúlyaléka szerint. Csak a reprezentatív ötvözetek találhatóak a táblázatokban, mert a különféle gyárak azonosnak tartott anyagtipusai között mágneses szempontból kisebb-nagyobb eltérés van. Ezért a táblázatokban szereplő számadatok tájékoztató jellegűek, semmiképpen sem tekinthetők specifikációknak. Az anyagválaszték a táblázatokban szereplőnél nagyobb. A jobb tájékozódás megkönnyítése céljából az ismertebb márkanevek is szerepelnek.

A mágnesek legfontosabb jellemzői a  $W$  energiataralom, a  $B_r$  remanens indukció és a  $B_0$  koercitiv térindukció.\*\* Mágneses szempontból fő követelménynek számít a minél nagyobb energiataralom és egyes esetekben a minél nagyobb koercitiv térindukció. Utóbbi azért fontos, hogy külső lemágnesező hatások ne érvényesülhessenek.

A mágnesesen kemény anyagoknak az elmúlt évtizedekben bekövetkezett fejlődését az energiataralom szempontjából az 1. ábra szemlélteti [12].

A mágneses polarizáció a mágneses tér hatására mágneses anyagban és vákuumban keletkező indukcióvektorok különbsége:

\*\*A mágneses anyagok jellemzői és mennyiségei az ISO/TC 12 kiadványának megfelelően MKSA mértékrendszerben szerepelnek [4], [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11]. A fontosabb mágneses jellemzők és mértékrendszerek közötti összefüggéseket függelékben adjuk meg.

$$\bar{J} = (\bar{B} - \bar{B}_0)/4\pi \quad [\text{Vs/m}^2], [\text{Wb/m}^2], [\text{T}] \quad (1)$$

Ebből következik, hogy a  $B_0 = \mu_0 H$  térindukció nem lehet nagyobb  $B$  indukció értékénél. Ugyanilyen megfontolás alapján a  $B_0$  koercitiv térindukció sem lehet nagyobb  $B_r$  remanens indukciónál és így felírható a maximális energiataralmat meghatározó egyenlet\*\*\*:

$$W_m = \left(\frac{B_r}{2}\right)^2 \cdot \frac{1}{4\pi \cdot 10^{-7}} \quad [\text{VAs/m}^3], [\text{Ws/m}^3], [\text{J/m}^3] \quad (2)$$

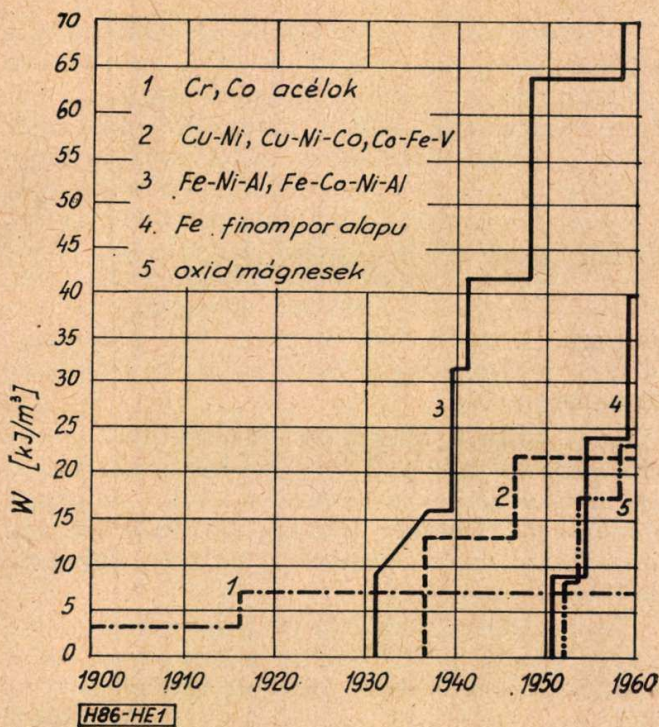
A hiszterezis hurok második negyedbeli szakaszát vizsgálva, az ordinátára  $B$  és  $J$  értékeit

\*\*\*A mágneses indukció és térindukció azonos dimenziójú mennyiségek. Ha  $B_r$  és  $B_0$  éppen egyenlők, akkor a hiszterezis hurok második negyedbeli szakaszán egy az origóból vont  $45^\circ$  szögben álló egyenes a munkapontot metszi ki. A görbültségi tényező a (2) egyenlethől következőleg 0,25.

1. táblázat

Összetétel	$W$ [kJ/m <sup>3</sup> ]	$B_r$ [T]	$B_0$ [T]	Márkanév*
<i>Tömör fémek anyagok</i>				
<i>Alakítható anyagok</i>				
Cr—Co .....	4,0	0,84	0,013	PERMANIT 50
Cu—Ni—Co .....	6,5	0,34	0,06	CUNICO I
Cu—Ni .....	8,0	0,54	0,04	MAGNETOFLEX, CUNIFE I
Co—Fe—V .....	8,0	1,4	0,01	KOERZIT H, VICALLOY I
<i>Rideg anyagok</i>				
Fe—Ni—Al .....	8,7	0,6	0,045	ALNI 90
Fe—Ni—Al—Co .....	12,0	0,75	0,06	ALNICO 160, ALNICO I
Fe—Co—Ni—Al—Ti .....	14,5	0,58	0,09	ALNICO XII
Fe—Co—Ni—Al—Ti .....	26,0	0,8	0,1	ALNICO 400, ALNICO VI
Fe—Co—Ni—Al .....	45,0	1,3	0,06	KOERZIT 560, ALNICO V
Pt—Co .....	72,0	0,65	0,43	
Ag—Mn—Al .....	0,6	0,05	0,03	SILMANAL
<i>Poralapú anyagok</i>				
<i>Kötőanyaggal sajtolt anyagok</i>				
Fe—Ni—Al—Co .....	6,0	0,4	0,07	TROMALIT
<i>Finom-por mágnesek</i>				
Fe izotrop .....	22,0	0,8	0,1	HYFLUX I
Fe anizotrop .....	40,0	1,2	0,08	HYFLUX II
Bi—Mn .....	34,0	0,43	0,34	BISMANOL
<i>Oxidanyagok</i>				
Báriumferrit izotrop .....	6,4	0,2	0,1	FERROXDURE I
Báriumferrit anizotrop .....	25,6	0,38	0,16	KOEROX 300, INDOX V

\* A táblázatokba azoknak a cégeknek márkaneveit vettük fel, amelyek hazánkban jól ismertek. Ilyenek a Vakuumschmelze AG, Friedrich Krupp Widia-Fabrik, Armo Electric Steel Co, Philips Gloeilampenfabrieken, Mullard Ltd és Standard Telephone & Cable Co, Siemens & Halske A. G. stb.



1. ábra.

Mágnesesen kemény anyagok időbeli fejlődése

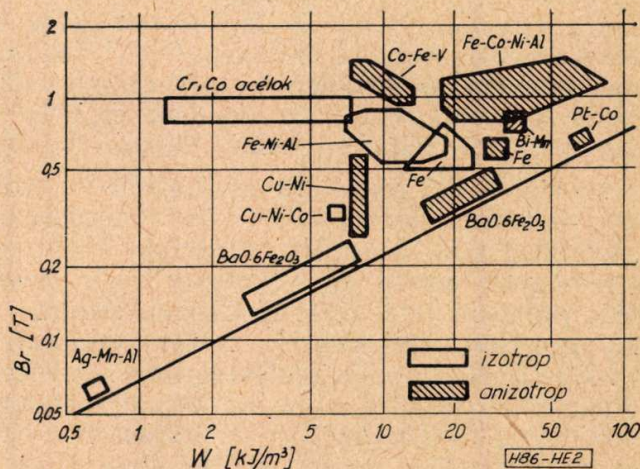
írva ezek zérus értékeinél találjuk a  $B_0$  és  $J_0$  koercitív térindukciókat. Minden esetben fennáll az, hogy  $B_0 < J_0$ . A kétféle koercitív térindukció közötti különbség eléggé nagyjelentőségű. Ideális mágnesanyagoknál  $B_0 = B_r$  és  $J_0 = \infty$ , ezt azonban ma még nem értük el. A Fe-Ni-Al és Fe-Co-Ni-Al mágneseknél gyakorlatilag mindkét koercitív térindukció azonos értékűnek vehető, de az oxidmágneseknél a kettő értéke között 10–20%-os különbség van. Az Ag-Mn-Al ötvözetnél a különbség legalább tízszeres, bár a  $B_0$  értéke közel azonos  $B_r$  értékével és így jól megközelíti a (2) egyenlet szerint számítható maximális energiatartalmat.

A  $J_0$  a nem mágnesezett anyag állapotának felel meg, vagyis amikor a Weiss-féle zónák teljes irányítás nélküliek. Ezzel szemben a  $B = 0$  értékhez tartozó  $B_0$  az (1) egyenlet alapján  $J = -H$ -nak felel meg és azt jelenti, hogy a külső, lemágnesezést előidéző mágneses térerősség megszűnésekor a mágnesezés ismét észlelhető lesz. Ennek a visszaálló mágnesezésnek a nagyságát a histerézis hurok második negyedbeli szakaszának alakja és különösképpen a  $B_0$  értéke határozza meg. Minél nagyobb ugyanis a koercitív térindukció értéke, annál nagyobb mértékben áll vissza ismét az eredeti mágnesezettség állapota. Oxidmágneseknél a  $B_0$  eléggé megközelíti a  $B_r$  értékét és ezenfelül megvan a lehetőség a görbültségi tényező értékének 0,25 fölé emelésére is. Ezért ma már olyan oxidmágnesek állíthatók elő, amelyek ellentétes irányú külső mágneses tér hatására már nem mutatnak mágnességet, de e tér megszűnésekor ismét teljesértékű mágnesként használhatók. A nagy koercitív térindukcióval rendelkező anyagok külső lemágnesező térerővel szemben nem nagyon érzékenyek.

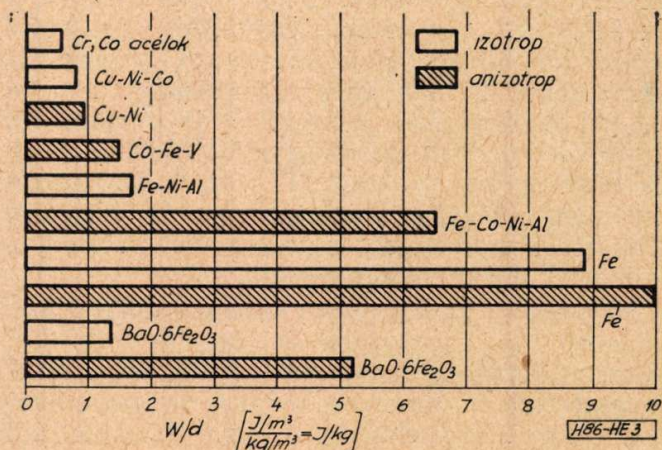
Az eddigiek szerint a 2. ábrán látható diagramba foglalhatók a mágnesanyagok [13]. Az ábra a (2) egyenlet alapján meghúzható átlós vonalat is szemlélteti, amely a remanens indukcióhoz tartozó maximális energiatartalmat jelenti. Amint látható, a Fe-Co-Ni-Al anyagok közül még a legnagyobb energiatartalmú, oszloposan kristályirányítottak sem érik el ezt az elméleti értéket, azonban az oxidmágnesek, a Pt-Co és az Ag-Mn-Al ötvözetek jól megközelítik. A más anyagok zömének az energiatartalma lényegesen kisebb az elméleti szerinti értéknél.

A 3. ábra az egyes mágnesanyagok súlyegységre eső energiatartalmát szemlélteti. Ebből látható, hogy az irányított struktúrájú mágnesek mennyivel előnyösebbek e szempontból az irányítottság nélkülieknél.

Az energiatartalmat elvileg a remanens indukció és a koercitív térindukció növelésével lehet emelni. A koercitív térindukciónak egy bizonyos értéken túli növelése azonban nem jár a kívánt eredménnyel [14]. Az energiatartalom növelése szempontjából az 1,0 görbültségi tényezőnek megközelítése sokkal eredményesebb, ami a histerézis hurok alakjának négyszögössé tételét



2. ábra. Mágnesesen kemény anyagok



3. ábra. Mágnesesen kemény anyagok súlyegységre vonatkoztatott energiatartalma

célozza. Erre az anizotropiát előidéző technológiák adnak korlátozottan lehetőséget.

A jó mágneses jellemzők mellett igen fontosak a felhasználást megkönnyítő tulajdonságok, továbbá a gazdaságosság kérdései. Tehát a maximális energiatartalom olcsón előállítható mágnessel legyen elérhető, a mágneses jellemzők szélsőséges igénybevétel mellett se változzanak jelentősen (stabilitás), pontos méretekkel (kis tűrésekkel), és ha szükséges (tömegalkatrészekhez), a mágnes gazdaságos hidegalakítással legyen gyártható. Nem vitás, hogy ezek a követelmények egy anyaggal maradéktalanul nem elégíthetők ki. Egy-egy fontos követelményhez különlegesen kialakított tulajdonságú anyagot kell alkalmazni, amely a jellemzők tekintetében mindig kompromisszumot jelent.

**Alakítható mágnesek.** Ebbe az anyagcsaládba tartoznak a hengerelt króm és kobalt acélok, mert kilágyítva alakíthatók, ezt követő edzés után ezek az anyagok mágnesezhetők. A hidegen alakítható, sajtolható mágnesanyagok kutatása terén meglepő eredmények vannak. Kidolgoztak olyan anyagokat is, amelyek előzetes lágyítás nélkül is jól alakíthatók és edzés nélkül tartósan mágnesezhetők. Ilyen a Cu-Ni-Co, mely apró sajtolat alkatrészek előállítására alkalmas [19], [20], [21], nagy kobalttartalma miatt azonban drága. A fejlődést e téren a hengerlési anizotropiát mutató Cu-Ni jelenti, amelynek energiatartalma a Cu-Ni-Co-nál valamivel nagyobb. Ezek az anyagok egyébként nagy szakító szilárdságukkal tűnnek ki [15].

Az alakítható mágnesek családjába tartozik még — többek között — a Co-Fe-V ötvözet is, viszonylag kis koercitiv térindukcióval, de a mágnesek között egyedülállóan nagy remanens indukció értékkel [16]. Energiasűrűsége a kis koercitiv térindukció miatt mindössze 8 [kJ/m<sup>3</sup>], holott a (2) egyenlet szerint a remanens indukcióból számíthatóan az energiatartalom maximuma [500 kJ/m<sup>3</sup>] lenne. Ennek elérésére azonban egyelőre semmi kilátás sincs [12].

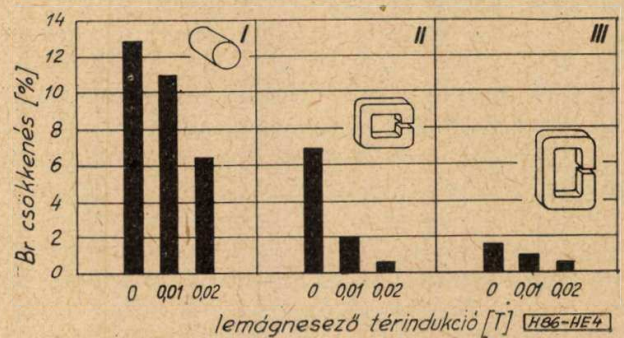
**Rideg mágnesek.** Ebbe a csoportba az öntési vagy szinterelési technológiával előállított mágnesanyagok tartoznak. Nagy jelentőségűek a Fe-Co-Ni-Al ötvözetek. Előállítási technológiájuk jól kidolgozott, és szélsőséges igényeket is kielégítenek. Például miniatűr fejhallgató részére 2,8 [g]-os darabokat szinterelési technológiával állítanak elő, de magfizikai gyorsítókhöz 450 [kg]-os példányokat öntenek [17]. Ezek az ötvözetek még 500 [C°] hőmérsékleten is kielégítő stabilitást mutatnak, azonban 600 [C°]-nál a jellemzők hirtelen leromlanak.

Szélsőséges körülmények között működő híradástechnikai berendezések részére nagyobb hőmérsékleten is működő alkatrészcsoporthoz fejlesztettek ki, amelyek közül a mágnes anyagok sem hiányozhattak. Ilyen szempontból megvizsgálva az ismert anyagokat, egyedül a Fe-Co-Ni-Al ötvözet bizonyult alkalmasnak 500 [C°] hőmérséklet körüli alkalmazásra.

A stabilitás szempontjából az alkalmazott mágnes alakja sem közömbös. A 4. ábra három jellegzetesen kialakított mágnes remanens indukciójának csökkenését szemlélteti különféle váltakozó irányú lemágnesező térindukció függvényében, +25...-10...+500...+25 C°-os hőciklus egyidejű alkalmazása mellett [18]. A kísérletek eredményéből következik, hogy minél kisebb légrésű konstrukciót kell alkalmazni, a mágneskör hosszát viszonylag nagyra kell méretezni és előre öregíteni kell a mágneszt öt fenti hőciklus alatti 25 [mT] értékű váltakozó térindukcióval.

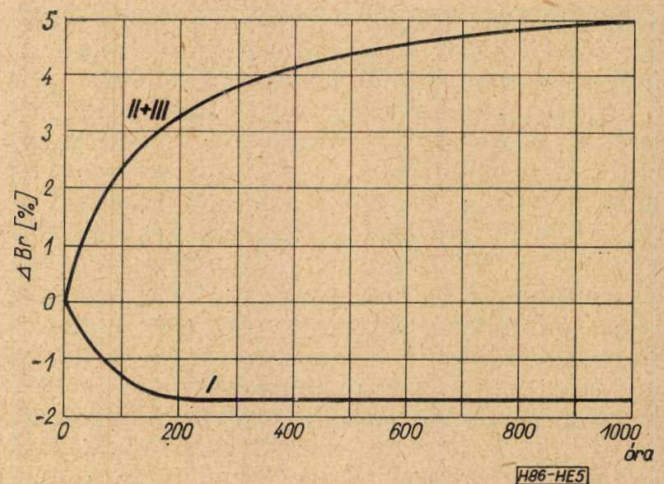
Az 5. ábra a hőregítés hatását mutatja az idő függvényében. Látható, hogy megint a kis légrésű alakok a kedvezőek. Ezek nemhogy romlanának, hanem inkább javulnak néhány százalékkal, ezzel szemben a nyitott alak nem kedvező.

Természetesen az 500 [C°]-os üzem végső soron kisebb teljesítményt eredményez, mint ami 25 [C°]-on mérhető. Például egy 500 [C°]-on működő generátor rotorjában alkalmazott Fe-Co-Ni-Al mágnesnél a következő veszteségekkel kell számolni: 2% ciklikus öregítésből,



4. ábra. Fe-Co-Ni-Al mágnesek remanens indukciójának csökkenése különféle lemágnesező télerősségeknél, +25...-10...+500...+25 C°-os hőciklus egyidejű alkalmazásával

- I. Munkapont  $B_r$  közelében
- II. Munkapont a maximális energia szempontjából megválasztva
- III. Munkapont  $B_B$  közelében



5. ábra. Hőregítés hatása a 4. ábra szerinti alakokra

9% a remanens indukció hőmérsékleti együtt-hatójából. Összesen tehát mintegy 11%-os teljesítménycsökkenés áll elő a 25 [C°]-os üzeme-hez képest.

A Fe-Co-Ni-Al mágnesanyagoknál a fejlődés főleg az ötvözés technikájának finomodásában jelentkezett. Niobium, tantál és titán adalékokkal, sőt bizonyos célok érdekében rézzel is, a mágneses tulajdonságokat előnyösen befolyásolták, illetve fokozták az energiatartalmat, növelték a koercitív térindukciót, csökkentették a remanens indukció hőmérsékleti együtt-hatóját, nagy görbütségi tényezőt értek el [22], [23]. A kristályirányítást sikerült nagymértékben megnövelni mágneses térben történő öntés utáni hirtelen hűtéssel, amikor is oszlopos kristálystruktúra alakult ki [24], [25], [29]. Az elemi kristályok a legkedvezőbb kristályirányba állanak be és így dermednek meg. Az öntecs lehülésekor a minta fala felől indul meg a dermedés, középen még olvadt fázisban van az anyag. Nagyon fontos a zavartalan kristálystruktúra kialakulása érdekében a dermedést egyenletessé tenni, mert az egyenlőtlen lehülés — a keletkező feszültségek miatt — az öntecs kérgében irányítás nélküli kristályelrendeződést okoz. E hátrányos kristályelrendeződést éppen hazai fejlesztés eredményeként sikerült majdnem maradéktalanul kiküszöbölni. Egyéb-ként ezért szokták — a legkevésbé sem gazdaságos — köszörüléssel eltávolítani az irányítás nélküli kerget és így rekord energiatartalmakat érnek el [26].

A porkohászati úton, szintereléssel előállított darabok bonyolult alakúak, finom élekkel rendelkezhetnek és így a legtöbb utómunkálat feleslegessé válik. Öntött darabokat ugyanis csak utólagos köszörüléssel lehet kialakítani, bonyolult formákban, furatokkal nem készíthetők. A szinterelési technológia kidolgozása ismét ráirányította a figyelmet a Fe-Co-Ni-Al ötvözetekre, mert a poralapú, műanyaggal sajtolt mágneseknek alakítási technológiájában rejlő előnyét behozták [27], energiatartalmuk azonban lényegesen nagyobb azokénál. Ma ott tartunk, hogy a porkohászati úton, szinterelési technológiával előállított mágnesek mágneses jellemzőik szempontjából azonosak az öntöttel, kivéve természetesen az oszloposan kristályirányított típusokat, amilyenek szinterelve még nem állíthatók elő. Gazdaságossági szempontból is jól elhatárolódtak az öntött és szinterelt anyagok; 100 [g] alatt olcsóbban és kisebb selejttel állíthatók elő mágnesek szintereléssel, mint öntéssel, de 100 [g] fölötti darabokat gazdaságosabb önteni [28].

A Fe-Co-Ni-Al mágneseknél elért nagy energiatartalmakra a Becker-féle teória nem ad magyarázatot. Mélyreható vizsgálatokkal megállapították, hogy az ötvözetek strukturájában nagy mennyiségű pálcika alakú részecske található, az elektronmikroszkóp feloldó képességének határán álló méretekkkel [30]. Ez a tény igazolja a Néel-féle elméletet, amely az elemi részek

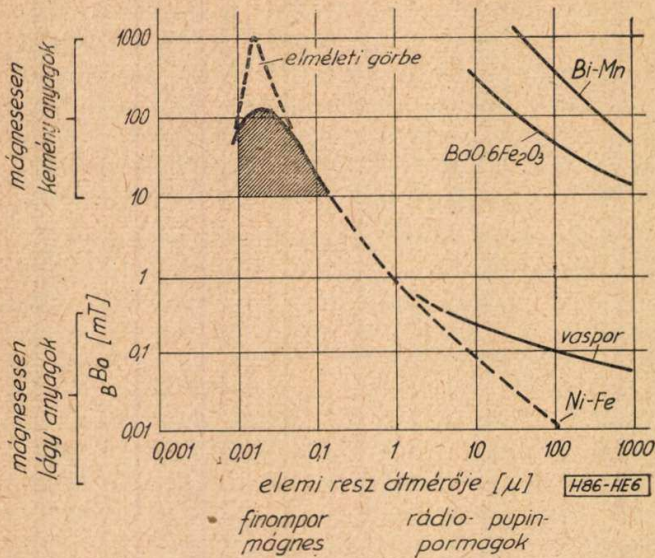
nagysága függvényének tekinti a koercitív térindukció értékét [31]. Tehát a Fe-Co-Ni-Al anyagoknál nem is a kristályanizotropia, hanem a mikrostruktúra részecskéinek alakanizotropiája okozza a nagy energiatartalmat. Ezzel, úgy látszik, a koercitív térindukcióra vonatkozó különféle elméletek egy pontban futnak össze.

A négyszöges hiszterezis hurok jelentőségét Néel elmélete is aláhúzza. Eszerint 1,35 [T] remanens indukcióhoz 0,67 [T] koercitív térindukció tartozna, ami az elemi részek láncszerű elhelyezkedését feltételezi. Ez esetben a Fe-Co-Ni-Al ötvözet energiatartalma 560 [kJ/m<sup>3</sup>] lenne [32]. Elméletét módosították ugyan, de még így is 160 [kJ/m<sup>3</sup>] energiatartalom adódik, mint elérhető célkitűzés. A láncszerű részecske-elrendeződés biztosítására, a mágneses térben történő hűtés mellett, csíráképződést kell létrehozni az anyagba zárt oxidok, karbidok vagy nitridek formájában. Ha ez nem lenne megvalósítható, akkor rácshiba előidézésével kell a csíráképződést beindítani. A célkitűzés azonban a jelenlegi leggondosabb öntési technológiával sem valósítható meg. Ehelyett a zónás olvasztást tartják célravezetőnek; így talán lehetséges lesz a fenti értéket megközelíteni. Eddig a leggondosabb öntés laboratóriumban 87 [kJ/m<sup>3</sup>] energiatartalmat eredményezett [26].

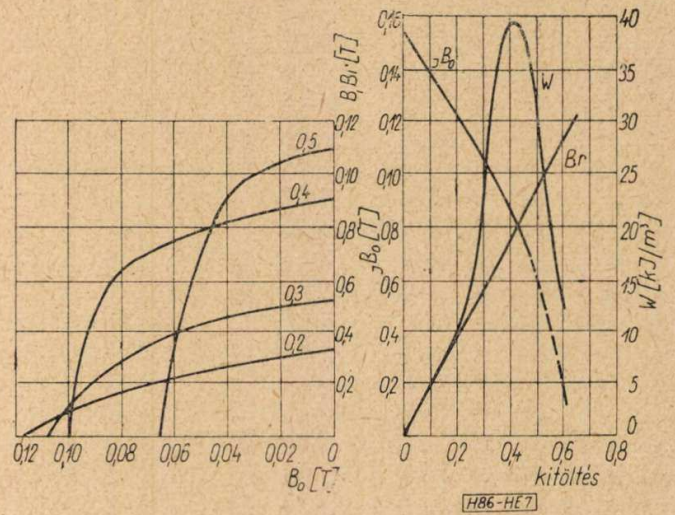
Külön utat jelentenek a Pt-Co ötvözetek 17...23% kobalt-tartalommal. Ennek az ötvözetnek energiatartalma 72 [kJ/m<sup>3</sup>] és így az igen nagy energiájú anyagok közé tartozik. A Pt-Co anyagnál majdnem elérték az elméletileg kitűzött értéket. Alkalmazására — néhány egészen különleges esettől eltekintve — alig kerülhet sor, mert nemcsak energiatartalomban, de árban is csúcsot jelent [33].

*Poralapú mágnesek.* A kutatás előterében állnak a finompor mágnesek, amelyek Néel és Weil munkáinak eredményeként születhettek meg [34], [35], [36]. Egyelőre csak mintegy 15 éves múltra lehet visszatekinteni, de az elméletek igazolásán kívül gyakorlatilag hasznosítható eredmény csak az utóbbi néhány évben született. Néel fedezte fel azt a jelenséget, hogy a mágnesezési koercitív térindukció a vaspár szemcsenagyságának csökkenésével növekszik, a permeabilitás pedig csökken. Ezt a 6. ábra szemlélteti.

A vasnál, pusztán a szemcsenagyságtól függően, a mágnesesen lágy anyagtulajdonságok ugrás nélküli átmenetét a mágnesesen keménybe a domén- vagy Bloch-falak hiányával magyarázzák. Ugyanezen okból a doménfal eltolódása sem fordul elő, amely jelenségnek a kis mágneses térerősségek melletti mágnesezéskor van jelentősége. Néel a nagy térerő melletti mágnesezhetőséget az általa felállított forgatási elmélettel magyarázza. Elméletét igazolták az utóbbi évek kísérleti eredményei, mert a hosszúkás és megfelelően elrendezett részecskékből felépített anyagok is anizotropiát mutattak. A



6. ábra. Vaspör szemcsenagysága és a koercitív térindukció közötti összefüggés



7. ábra. Finom vaspör mágnesek főbb jellemzőinek alakulása a kitöltési tényező függvényében

részecskék mint elemi egykristályok alakantropiával rendelkeztek. Jól igazolta az elméletet ilyen mágnesek elektronmikroszkópi vizsgálata, amely szerint a részecskék nagysága 0,015  $\mu$  körüli volt. Néel elmélete sok hasznos tanácsot tartalmaz a várható fejlődést illetően. Például az elemi részeknek hosszúkás alakjuk mellett is kisebbeknek kell lenniük a Weiss-féle zóna nagyságánál. Ekkor a koercitív térindukció jól megközelíti a (2) egyenletben szereplő  $B_r/2$  értéket, ami nagy lépést jelenthet a maximális energiatartalom elérése érdekében.

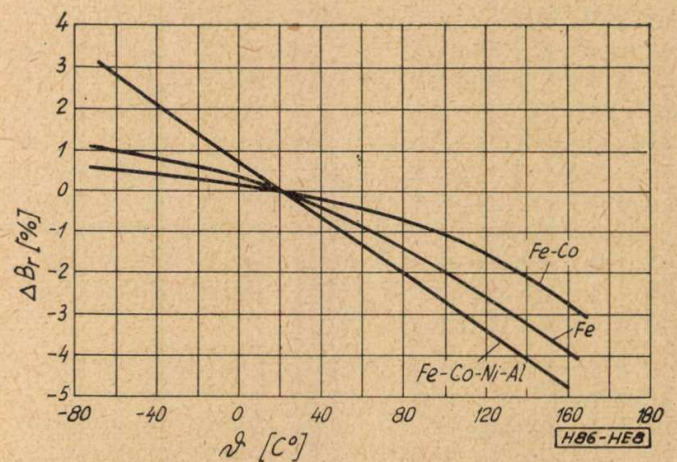
A finom porból sajtolt anyag mágneses tulajdonságai nagymértékben a kitöltési tényezőtől, a tömörségtől, illetve a porozitástól függenek. Az összefüggéseket a 7. ábra szemlélteti [18], [37]. Az energiatartalom maximuma 40%-os kitöltési tényezőnél érhető el. Ennél nagyobb kitöltési tényező a remanens indukció növekedésével jár ugyan, de mind az energiatartalom, mind pedig a mágnesezési koercitív térindukció csökken. A 40%-nál kisebb kitöltési tényező csak a mágnesezési koercitív térindukció növekedését okozza a többi jellemző rohamos romlásával. Ma már 25  $\text{kJ/m}^3$  fölötti energiatartalmakat érnek el ezekkel az anyagokkal.

Óriási előnye a finompor mágneseknek a méretpontos gyárthatóság, utólagos forgácsolással történő megmunkálhatóság, forraszthatóság. Ez a mágnes típus kiszoríthatja még az oxidmágneseket is, mert csak vasat tartalmaz. Igaz, hogy amíg ez bekövetkezik, addig még hosszú út előtt állunk, mert a 0,015  $\mu$  nagyságrendű, erősen piroforikus porból e mágneseknek nagy mennyiségű, gazdaságos előállítása még nincs megoldva.

Külön érdekessége a kobaltot nem tartalmazó finompor mágneseknek, hogy radioaktív sugárzásnak kitett helyeken is alkalmazhatók. A kobaltot tartalmazó mágnesek ugyanis ilyen helyeken veszélyesek. A kobaltból radioaktív sugárzás hatására keletkező Co 60 felezési

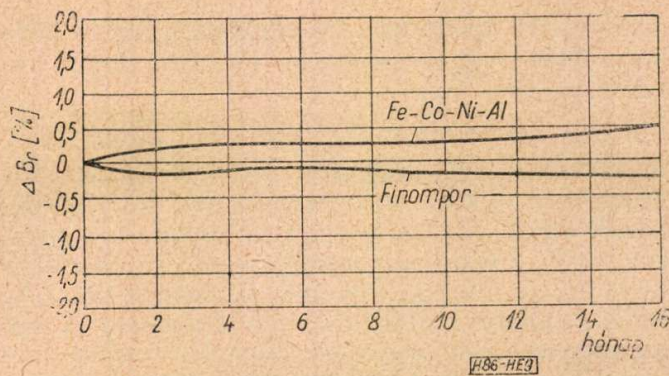
ideje 5,2 év és radioaktivitása az emberi szervezetre veszélyes nagyságú. Ezzel szemben az Fe 55 izotóp felezési ideje csak 2,9 év és radioaktív sugárzásának erőssége mindössze négyezred része a Co 60 sugárzásának [18].

A finompor mágnesek kutatását továbbfolytatva rájöttek, hogy mintegy 15%-os kobalt beötözése figyelemre méltó energianövekedést okoz [38]. Már most olyan eredményekről tudunk, hogy elérték a 40  $\text{kJ/m}^3$  energiatartalmat. Igen fontos lenne a részecskék szigetelése, aminek megoldása ma még nem látható. A kötőanyagok felületi feszültségének és a 0,015  $\mu$  nagyságrendű vaspör ezekkel történő nedvesítésének tanulmányozása talán eredményt hoz és lehetővé válik a 80...100  $\text{kJ/m}^3$  elméleti energiatartalom elérése. Várható a jelenleg folyó kutatásoktól az is, hogy az adalékok mennyiségének optimális beállítása révén nemcsak kevésbé öregedő, hanem hőmérsékletre sem nagyon érzékeny mágnesanyagot állítanak elő, ami elsősorban a műszeripar régi problémáját



8. ábra. Finom vaspör mágnesek és Fe-Co-Ni-Al mágnesek hőmérsékletfüggősége. A kobalt adalékkal készült finom vaspör mágnes ebből a szempontból a legjobb





9. ábra. Finom vaspor és Fe-Co-Ni-Al mágnesek öregedése

oldaná meg. A jelenleg használt anyagok hőmérséklet függését a 8. ábra, öregedését pedig a 9. ábra szemlélteti [18].

A finompor mágnesek csoportjába tartozik még a Bi-Mn intermetallikus kötéséből létrehozott anyag típus [39]. Kittel elmélete megengedi, hogy a részecskék tetszőleges alakúak legyenek, de feltételként állítja, hogy nagyságuk kisebb legyen egy Weiss-féle zónánál [40]. Ha ez a feltétel teljesül, akkor a koercitív térindukció  $B_0 = 2K/J_s$ , amelyben a  $K$  a kristályanizotropia állandója és  $J_s$  a telítési polarizáció. Tehát ezen elmélet szerint olyan anyagból kell kiindulni, amely nemcsak rendkívül kis méretű részecskékből áll, hanem nagy kristályanizotropiával is rendelkezik. A feltételt csak részben tudják teljesíteni, mert a porítás mechanikai úton történik és így tudvalevőleg a maximális követelményeknek megfelelő kis szemcseméretet nem tudják elérni, viszont a Bi-Mn kötésnek van a legnagyobb ismert kristályanizotropiája. A nagy koercitív térindukció miatt ez az anyag eléggé érzéketlen a külső lemágnesező terekkel szemben, energiataralma is viszonylag nagy: kb. 40 [kJ/m<sup>3</sup>]. Az energiataralom elméleti maximuma azonban 120 [kJ/m<sup>3</sup>] lenne. Tehát mágneses szempontból kiváló anyaggal állunk szemben. Egészen más, de nem közböns kérdés az, hogy érdemes-e ezt az anyagot továbbfejleszteni. A bizmut alig beszerezhető fém, a mágnesanyag rendkívül hajlamos a korrózióra és nagymértékben hőmérsékletfüggő. Jelentősége ezek miatt is, de rendkívül bonyolult és ezért igen költséges előállítási technológiája miatt, kicsi [41], [42].

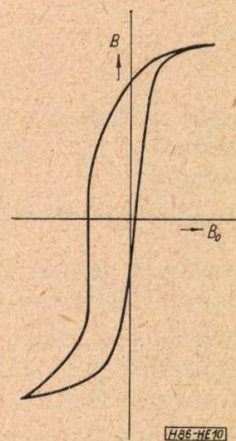
**Oxidmágnesek.** A mágneses anyagok fejlődése egyik legszebb eredményének az oxidanyagokat tekinthetjük. E pontban csak a mágnesesen kemény anyagokról szólunk, a lágyakról később. Az oxidmágnesek kifejlesztésénél több utat jártak végig, de csak kettő érdemel figyelmet: a  $PbO \cdot 4Fe_2O_3$  + adalékok és a  $BaO \cdot 6Fe_2O_3$  + adalékok [43], [44], [45], [46]. Gazdasági szempontból ezeknek az oxidmágneseknek nagy előnyük, hogy a világviszonylatban is szűken rendelkezésre álló kobaltot és nikkelt nem tartalmazzák. Gyakorlatban megvalósít-

ható a 30 [kJ/m<sup>3</sup>] energiataralom az anizotrop típusokkal. Az elméleti maximumot mind az izotrop, mind pedig az anizotrop anyag jól megközelíti. Az energiataralom további növelésére csak úgy lenne lehetőség, ha a kiinduló ferritált anyagot szemcsenagyság szerint osztályozni lehetne és csak az optimális nagyságot használnák fel, vagy megtalálnák a módját annak, hogy a legkedvezőbb nagyságú szemcsék keletkezzenek. Jelenleg még a gazdaságos szítálás sincs tökéletesen megoldva.

Ha az oxidmágneseket összehasonlítjuk a Fe-Co-Ni-Al ötvözetekkel, több hátrányukat is észrevesszük előnyeik mellett. Ezekkel alkalmazásuk során számolni kell, tehát a Fe-Co-Ni-Al mágnesek nem helyettesíthetők minden további nélkül oxidmágnesekkel. Durva összehasonlítást végezve közel kétszeres térfogatú oxidmágneseket kell alkalmazni azonos légrésindukció biztosítása céljából. Mivel az oxidanyagok sűrűsége alig valamivel több mint a fele a Fe-Co-Ni-Al mágnesekének, az oxidmágnest tartalmazó konstrukció súlya nem lépi túl lényegesen az előbbi anyagokat használó konstrukciót. A nagyobb térfogat azonban nem mindig engedhető meg, továbbá a nagy méretek miatt lényegesen nagyobb a szórt tér is. Az oxidanyagok hőmérsékleti együtthatója meg lehetően nagy és ezért stabilitást kívánó mágneskörökben csak körülményes hőkompenzációval alkalmazhatók.

**Egyéb mágnesanyagok.** A kobalttal kapcsolatban új anizotropiát fedeztek fel. Legfinomabb kobaltpor felületét kobalttoxiddal vonták be és megfelelő hőmérsékleten az antiferromágneses kobaltoxid és a ferromágneses kobalt olyan kölcsönhatása lép fel, amely a hiszterezis hurok aszimmetriát okozza az indukciótengelyhez viszonyítva: a hurok erősebben eltörlődik a második negyedbe. Tehát az elvileg mágnesesen lágy anyag állandó mágnes tulajdonságait mutatja. Ennek az anyagnak a hiszterezis hurkát a 10. ábra szemlélteti [47].

A fennálló anizotropia csak egyirányú, hasonlóan a kobalt egykristályéhoz. Ez azt jelenti, hogy az eddig ismeretes anyagokkal kapcsola-



10. ábra. Aszimmetrikus anizotropiájú finom kobaltpor-kobaltoxid mágnes hiszterezis hurokja

tos anizotropiákhoz viszonyítva — amelyek egy „tengelyen” kétirányúak — itt csak egy irányba mutató jelenségről van szó. Sok érdekességet mutat ez a „mágnes”, nevezetesen az irreverzibilis mágneses tulajdonságok miatt (az anyag nem mágnesezhető le) a legnagyobb térerősség mellett is megtartja szokatlanul nagy értékű rotációs hiszterezisét. A rotációs hiszterezis a köbtartalom egységére vonatkoztatott energiacsökkenés mértéke abban az esetben, amikor a vizsgálandó mintát egy irányú mágneses térben körbeforgatják. Ennek értéke a térerősség függvényében a legtöbb anyagnál hirtelen emelkedik és egy maximum után ismét lecsökken 0-ra. Ezzel szemben az új anyagé lassan megnövekszik egy meglehetősen nagy értékre és bármilyen nagy térerősség mellett sem csökken le. Ez a tulajdonsága igen alkalmasra tenné hiszterezis motorokban való alkalmazásra. Elértek 32 [kJ/m<sup>3</sup>] energiataralmat, de a folyékony nitrogén hőmérsékletén (—195,65 [C°])! E miatt az igen alacsony Curie-hőmérséklet miatt gyakorlati alkalmazhatósága vitás. E felfedezés kihatásait ma még csak jósolni lehet, de mivel a világviszonylatban sem nagyon beszerezhető kobaltot igényli, tömeggyártására már csak ezért sem kerülhet sor. Lehetséges azonban, hogy ez a felfedezés a mágneses anyagkutatás más területén fog gyümölcsözni.

**Mágnesesen lágy anyagok**

A mágnesesen lágy anyagokat, nagy számuk miatt, több táblázatban szétosztva mutatjuk be, az alábbi főbb csoportosítás alapján:

**Tömör fémek anyagok**

Koercitív térindukcióval jellemzett anyagok  
Veszteséggel és indukcióval jellemzett anyagok

Permeabilitással jellemzett anyagok  
Nagy indukcióval jellemzett anyagok  
Négyszögtényezővel jellemzett anyagok  
Hőmérsékletfüggőséggel jellemzett anyagok  
Magnetostrikcióval jellemzett anyagok  
Mágnesezéssel szembeni immunitással jellemzett anyagok

**Poralapú anyagok**

**Oxidanyagok**

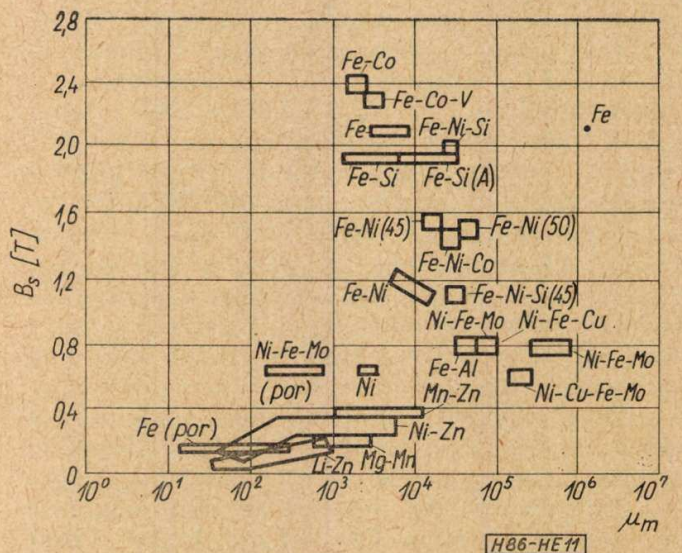
Permeabilitással jellemzett anyagok  
Ultrarövidhullámon kis veszteséggel jellemzett anyagok  
Giromágneses effektussal jellemzett anyagok  
Négyszögtényezővel jellemzett anyagok  
Magnetostrikcióval jellemzett anyagok

A fontosabb anyagsaládokat a telítési indukció és a maximális permeabilitás szerint osztályozva a 11. ábra szemlélteti.

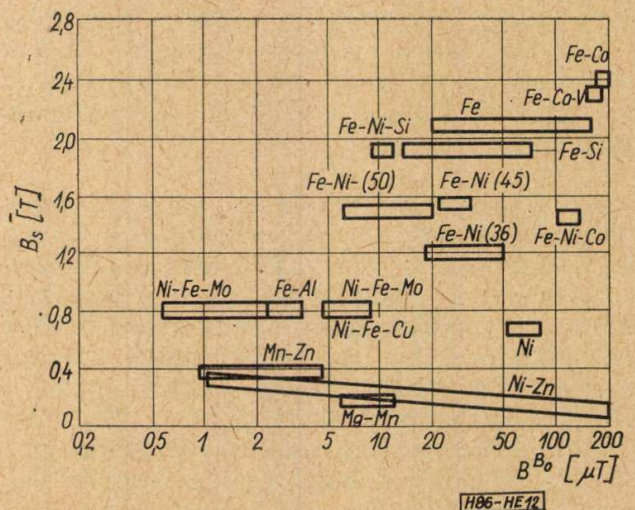
Ugyanezeket az anyagsaládokat a koercitív térindukció és a telítési indukció függvényében a 12. ábra mutatja be.

A relatív hiszterezis veszteséget a kezdő permeabilitás függvényében a 13. ábra teszi áttekinthetővé.

**Koercitív térindukcióval jellemzett anyagok.** A mágnesesen lágy anyagok közül a tiszta vas, különböző fokú szennyezettséggel, a mágneskörök egyik fontos anyaga (jelfogók, hangszórók stb). Minőségi osztályozása a koercitív térindukció alapján történik, de nem közömbös annak időbeni stabilitása sem (öregedés). A kis szennyezettségű anyagok koercitív térindukciója 20...140 [μT] között van. E csoportba tartoznak még a két és három, sőt négy összetevős Fe-Si, Fe-Ni, Ni-Fe-Mo, Ni-Fe-Cu és Ni-Cu-Fe-Mo anyagok is. A nikkeltartalmú anyagokkal 3 [μT] koercitív térindukcióig le lehet menni, míg a Si-tartalmú ötvözetek telítési indukciója nagyobb a Ni-tartalmúakénál, a nagy fajlagos villamos ellenállás miatt pedig az átmágnesezési veszteség kisebb a tiszta vashoz képest. Gyors kapcsolási impulzusok átvitelére Fe-Si ötvözetből kell készíteni a jelfogók mágneskö-



11. ábra. Mágnesesen lágy anyagok (μ<sub>m</sub> — B<sub>s</sub>)



12. ábra. Mágnesesen lágy anyagok (B<sup>B</sup><sub>0</sub> — B<sub>s</sub>)

Összetétel	$B_{B_0}$ [ $\mu T$ ]	$B_s$ [T]	$\mu_A$ [1]	$\mu_m$ [1]	$\rho$ [ $\mu\Omega cm$ ]	Márkanevek
Fe 20 .....	20	2,1	600	7 000	10	HYPERM 0,2, S-3
Fe 60 .....	60	2,1	400	6 000	12	HYPERM 0,5, R-3
Fe 100 .....	100	2,1	300	5 000	15	HYPERM 0-A
Fe 140 .....	140	2,1	300	4 000	15	HYPERM 0-1,5
Ni-Cu-Fe-Mo .....	3	0,6	30 000	65 000	53	M 1040
Ni-Fe-Cu .....	6	0,8	14 000	45 000	52	MUMETALL, HYPERM 766
Ni-Fe-Mo .....	8	0,6	8 000	32 000	55	PERMALLOY C
Fe-Ni.....	10	1,5	2 800	35 000	45	PERMENORM 5000 G-3
Fe-Ni.....	30	1,1	1 700	14 000	73	PERMENORM 3601 K-3
Fe-Si .....	15	1,8	1 000	8 000	55	HYPERM 7
Fe-Si .....	30	1,8	250	12 000	55	HYPERM 4

rét vagy extrém esetben az elektromosan szigetelőnek számító és így örvényárammentes nagypermeabilitású ferritekből, amelyeket később tárgyalunk.

A koercitív térindukcióval jellemzett anyagokat főbb jellemzőikkel a 2. táblázat tartalmazza.

#### Veszteséggel és indukcióval jellemzett anyagok.

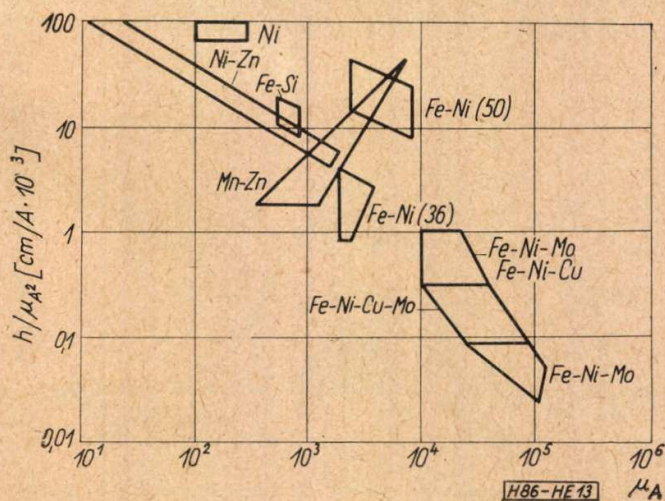
Ebbe a csoportba a Fe-Si lemez-, illetve szalaganyagok sorolhatók, amelyeket transzformátorokhoz és forgógépekhez használ a híradástechnikai és villamos ipar. Ezeket az anyagokat melegen hengerelve izotrop tulajdonságokkal állítják elő, míg hideghengerlési technológiával állítják elő a hengerlés irányában anizotropiát mutató szalagokat. Előbbiek szilíciumtartalma 0,9...4,6% között van; mágneses tulajdonságaik, ridegségük, hajlíthatóságuk a

szilíciumtartalom függvénye. A hidegen hengerelt anizotrop anyagok szilíciumtartalma egységesen 3% [48], [49].

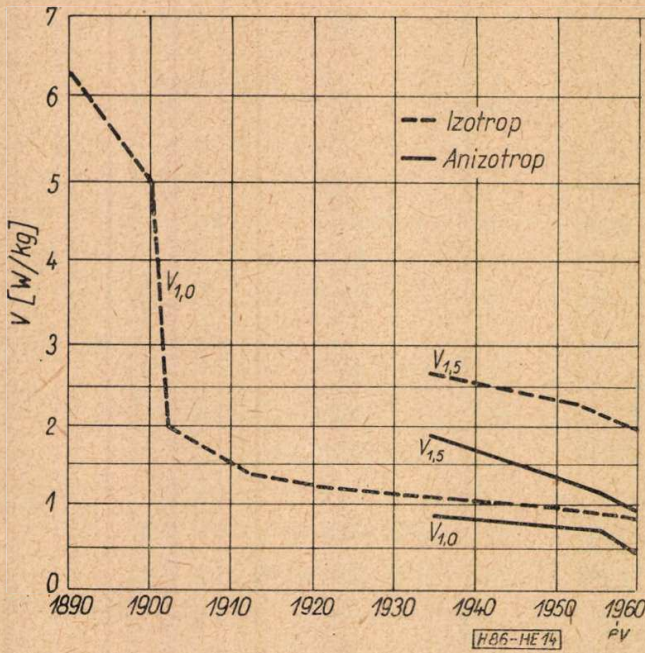
Rendkívül fontos jellemzője ezeknek az anyagoknak az 1 [T] indukciónál mért fajlagos átmágnesezési veszteség. Hasonlóképpen meg szokták adni az 1,5 [T]-nél mért értékeket is. A veszteségek csökkentését az eltelt 70 év alatt a 14. ábra szemlélteti [14].

Amint látható, az anizotrop lemezek átmágnesezési vesztesége éppen a felé a melegen hengerelt izotrop lemezekének. Ezért nem meglepő, hogy az erősáramú ipar, energiamegtakarítás céljából, nagy transzformátorainál több mint 80%-ban ilyen anizotrop anyagokat kíván felhasználni. Azért nem 100%-ban, mert egyelőre még nem tudnák a mennyiségi igényeket kielégíteni. Goss által kb. 25 évvel ezelőtt felfedezett elv alapján már 1952-ben 150 000 tonna ilyen anyagot gyártottak az USA-ban. Ma az évi termelés meghaladja a 850 000 tonnát. Európában csak 3-4 éve foglalkoznak ezen anyagok gyártásával, a gyártott mennyiség nem éri el a 100 000 tonnát évente [50].

A hengerlés irányában kialakuló anizotropia a polikristályos anyagstruktúra átrendeződéséből adódik. Az elemi mágneses részecskék, a Fe-Si kristályok, különböző kristályirányokban különbözőképpen mágnesezhetők. Ezek az elemi kristályok legjobban a Miller-féle osztályozás szerinti [100]-as irányban mágnesezhetők. Ezt szemlélteti a 15. ábra [51], [52]. Tehát az optimális mágneses tulajdonságokat akkor fogja a szalag mutatni, ha ezeknek az elemi kristályoknak [100]-as iránya párhuzamosá válik az anyagban, vagyis sikerül ezeket így beforgatni. Természetesen ezzel az iránnyal nem párhuzamos irá-



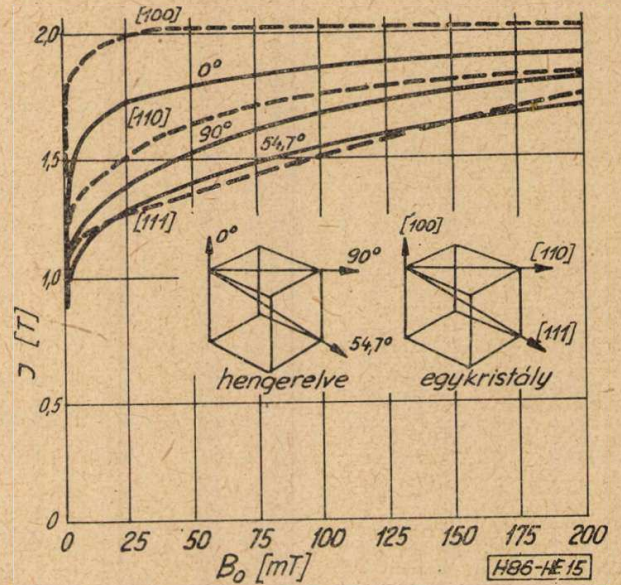
13. ábra. Mágnesesen lágú anyagok ( $\mu_A - h$ ) ( $\mu_A^2$ )



14. ábra. Átmágnesezési veszteségek alakulása az elmúlt 70 év alatt

nyokban a mágneses tulajdonságok rosszabbak lesznek. Igen rosszak a mágneses tulajdonságok a [110]-es irányban, de még ennél is kedvezőtlenebb a kristálytúló iránya, a [111]-es irány. A (110), de különösképpen a [111]-es irányban a mágneses tulajdonságok lényegesen rosszabbak, mint hasonló szilíciumtartalmú melegen hengerelt izotrop lemezeknél mérhető értékek. A 15. ábra alapján jól látható a mágnesezési görbe alakulása a három nevezetes irányban. A 16. ábra polárdiagramban szemlélteti a permeabilitás és az indukció értékét [53].

Az anizotropia nem minden esetben kívánatos, mert forgógépeket például ilyen anyagokból nem is készíthetnek, kis transzformátorok stancolt M, EI és U magalakokból összeállítva nem lesznek jobbak a melegen hengerelt izotrop lemezekből készíttettekhez képest, sőt lényegesen rosszabb eredményt mutatnak fel. Ennek oka az, hogy a körben haladó fluxusvonalak feltétlenül befordulnak a [110], illetve a [111]-es kristályirányokba s így, amit a réven nyerünk, mind elveszítjük a vámon. Ezért ezekből az anyagokból a magokat nem stancolt lapokból állítják elő, hanem tekercselik. Ezáltal eléri azt, hogy a fluxusvonalak mindig a legkedvezőbb [100]-as irányban maradnak. Ez azonban nem olcsó megoldás. Kis transzformátoroknál tekercselt, ragasztott, felvágott és köszörült magokat alkalmazva legalább 3-szoros a költség. Az anizotrop anyag, minden különleges magkialakítás nélkül is körülbelül a duplájába kerül az izotropnak. Nagy transzformátorok vasmagjánál nem kell feltétlenül a tekercselési technológiát választani, mert gazdaságosan megoldható az optimális sarokillesztés. Elmarad a lemezek ragasztása, felvágása és köszörülése is, ami kis transzformátoroknál

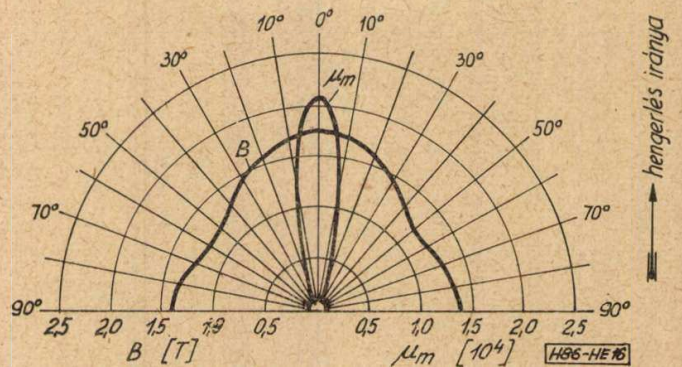


15. ábra. Fe-Si egykristály főirányai Miller szerint. Anizotrop Fe-Si szalag indukcióértékei a mágneses térindukció függvényében a három főirányt paraméterként választva. A hengerlés iránya 0°-nak felel meg, erre merőleges irány a 90°-kal jelzett. Ezek a főirányok a lemez síkjában helyezkednek el

elengedhetetlen. Ezekkel a magkialakítási technológiákkal azonban cikkünkben részletesebben nem foglalkozhatunk.

Az anizotrop — más néven textúras — anyagoknál a minél kisebb átmágnesezési veszteség elérése érdekében a kiinduló anyagok nagy tisztasága elsőrendű fontosságú. Ennek jelentősége abból is látszik, hogy korszerű transzformátoroknál megengedett 100 [C°] üzemi hőmérsékletnél a vasanyag felveszi a levegőben lévő széndioxidot, ami az átmágnesezési veszteség folyamatos növekedését okozza. Olajtranszformátoroknál a szerves olaj szénhidrogénjeiből szennyeződik az anyag. Az irodalom szerint már 400...800 óra után 50%-os átmágnesezési veszteség növekedést állapítottak meg.

Az anizotrop lemezek átmágnesezési veszteségének csökkentése  $V_{1,0} = 0,4$  (W/kg) alá, metallurgiai eszközökkel nem látszik lehetségesnek. Az örvényáramú veszteség csökkentése a fajlagos ellenállás megnövelése révén a Si



16. ábra. Anizotrop Fe-Si szalag maximális permeabilitása és indukciója különböző irányokban mérve. A hengerlés iránya 0°-nak felel meg

ötvezőnek 3%-nál nagyobb mérvű bevitelével nem vihető keresztül, mert amúgy is a hengerelhetőség határán van az anyag [54].

Ma még nem ismeretesek eléggé a rekrisztallizációs jelenségek és így nem mondható ki, hogy mely út vezet az anyag legjobb irányítotttsága felé, amely egyúttal finom kristályszerkezetet is biztosít az örvényáramú veszteségek csökkentése céljából [55]. A hidegen hengerelt anizotrop anyagok további javításának útja elsősorban a kedvezőbb textúra kialakításában rejlik. A köbös irányítotttság megvalósítására számos kísérlet történt és várható, hogy néhány év múlva ilyen anyagok gyártását meg tudják valósítani [56]. Ennek jelentősége főleg a kis transzformátoroknál és villamos forgógépeknél domborodik ki, amelyek részben technikai, részben pedig gazdaságossági okokból még mindig melegen hengerelt izotrop anyagokból készülnek. A köbös irányítotttságú anyagok alkalmazásával annak idején, kis transzformátoroknál kb. 40–50%-os veszteségcsökkenést lehet elérni a legjobb melegen hengerelt anyagokból készülttel szemben. Kis transzformátoroknál ugyanis a mágneses anyagok veszteségei csak mintegy 20–40%-át teszik ki az összes veszteségnek. Nagy transzformátoroknál már most is megvan a lehetőség a mágnesesen kedvezőtlen igénybevétel gazdaságos kiküszöbölésére. Kis transzformátoroknál erre a lehetőséget csak a köbös irányítotttságú lemezek adják meg, mert ekkor ismételt M, EI és U alakú magalakokat lehet felhasználni. Tehát a köbös irányítotttságú anyagok elsősorban a híradástechnikát és csak másodsorban az erősáramú ipart érdeklik.

Fentiek ellenére is van létjogosultsága a jelenlegi anizotrop anyagoknak bizonyos, kisebb híradástechnikai területen (kis szórású hálózati transzformátorok, impulzus transzformátorok, hangfrekvenciás nagyteljesítményű transzformátorok stb.). Különösen nagy előny a hangfrekvenciás alkalmazás szempontjából a melegen hengerelt lemezekhez képest a kétháromszoros kezdő permeabilitás, továbbá igénybevehetőek ezek az anyagok 1,7 [T] indukcióig.

A melegen hengerelt izotrop lemezek fejlődése általában lezártnak tekinthető és 1 [T] indukciónál mérhető átmágnesezési veszteség a tömegben gyártott 0,35 [mm] vastag lemezeknél 0,8 [W/kg] alá nem vihető. A veszteség csökkentésének határt szab a ridegség is. Kísérletek történtek 6,5% szilíciumtartalommal kis átmágnesezési veszteségű izotrop lemezek előállítására anélkül, hogy a mechanikai tulajdonságok a Si-tartalom növekedésével romlának. A kísérletek csak részben voltak eredményesek, mert elérték ugyan  $V_{1,0} = 0,2$  [W/kg] és  $V_{1,5} = 0,45$  [W/kg] értékeket, de a lemez annyira rideg volt, hogy feldolgozásra nem volt alkalmas. Megpróbálkoztak azzal is, hogy kis Si-tartalmú anyagból kivágott lemezmaglakokat utólag feldúsítsák gázfázisú Si bevitelével.

A Kirkendall-effektus miatt azonban a várt eredményt nem érték el.

Vákuumhőkezeléssel (1300[C°]+nagyvákuum) az alapanyagok utólagos tisztulása folytán javulás következik be. Ezzel a módszerrel elérték  $V_{1,0} = 0,55$  [W/kg] értéket, de érdekes módon a  $V_{1,5} = 1,5$  [W/kg] nem volt jobban leszorítható. Ez a technológia igen költséges, tömeggyártásra majdnem alkalmatlan, de még így sem lehet elérni a hidegen hengerelt anizotrop anyagoknál üzemszerűen megvalósított értékeket [14].

Érdekes középutat jelent az úgynevezett semianizotrop anyag, amely meleg hengerlési technológiával készül, különféle szilíciumtartalommal, de az utolsó hengerlés (utolsó szúrás) hidegen történik, minden hőkezelés nélkül. Ezáltal bizonyos fokú anizotropia alakul ki a hengerlési irányban és ami nem éppen közömbös, simább felület lesz az eredmény. Ezt az anyagot is szalagban gyártják, ami feldolgozásánál előnyös, mert lehetővé teszi a présgépek automatikus etetését. Az így hengerelt anyag átmágnesezési veszteségei kb. 15–20%-kal kisebbek a melegen hengerelt izotrop lemezekhez képest. A fennálló anizotropia miatt a szokásos M, illetve EI magalakoknál a hengerlés irányára merőlegesen haladó fluxusvonalak (a járomban) nagyobb mágneses ellenállást találnak, és ezért ezek a transzformátorok sem lesznek jobbak a melegen hengerelt lemezekből készültelnél, sőt nagyobb veszteségekre is számítani lehet. A  $V_{1,0} = 1,2$  [W/kg] átmágnesezési veszteségű melegen hengerelt izotrop lemezekkel szemben már nem mutatnak semmi előnyt. Tehát ha van lehetőség ezen értéknél jobb meleg hengerlésű lemezek felhasználására, akkor a semianizotrop anyagok mellőzhetőek. Tekercselt magként való alkalmazásuk nem gazdaságos, mert akkor lényegesen jobb eredmény érhető el, azonos költségek mellett, teljes értékű anizotrop anyagokkal. Egyébként a semianizotrop anyagok a hideg utóhengerlés miatt keményednek és ezért csak kisebb Si-tartalmú kiinduló anyagokból lehet készíteni, amelyeknek átmágnesezési vesztesége általában  $V_{1,0} = 1,3$  [W/kg]-nál nem kisebb.

A 17. ábra összehasonlítja az izotrop és anizotrop anyagokat. A 3. táblázat a veszteséggel és indukcióval jellemzett anyagokat tartalmazza azoknak főbb jellemzőivel.

*Permeabilitással jellemzett anyagok.* E csoport anyagai a híradástechnika szempontjából rendkívül nagy jelentőségűek, mégsem történt az elmúlt évek során lényeges előhaladás. Mindössze a metallurgiai módszerek tökéletesedésével sikerült a klasszikus ötvözeteket jobb mágneses jellemzőkkel előállítani. A Fe-Ni, Ni-Fe-Mo, Ni-Fe-Cu és Ni-Cu-Fe-Mo anyagok körében komolyabb fejlődés nem várható, mert e területet már alaposan átkutatták. Mindemellett elméletileg nem tisztázták ezen anyagok ellenállás anomáliáit. Nincs kizárva, hogy még valamilyen kiugró eredmény szülessék [57].

E csoportba sorolható a 12...16% alumíniumot tartalmazó Fe-Al ötvözet is, amely kiváló tulajdonságaival és főleg nikkellentességével tűnik ki. Főbb jellemzői a közepes kezdő permeabilitás, nagy maximális permeabilitás, kis koercitív térindukció, nagy villamos ellenállás, nagy kopásállóság és emellett jó hajlíthatóság, stancolhatóság, korrózióállóság. A Ni-tartalmú anyagok közül többet sikeresen helyettesíthet.

A 4. táblázatban a permeabilitással jellemzett anyagok találhatóak a főbb jellemzők feltüntetésével.

*Indukcióval jellemzett anyagok.* A nagy telítési indukciójú anyagok egyik képviselője a

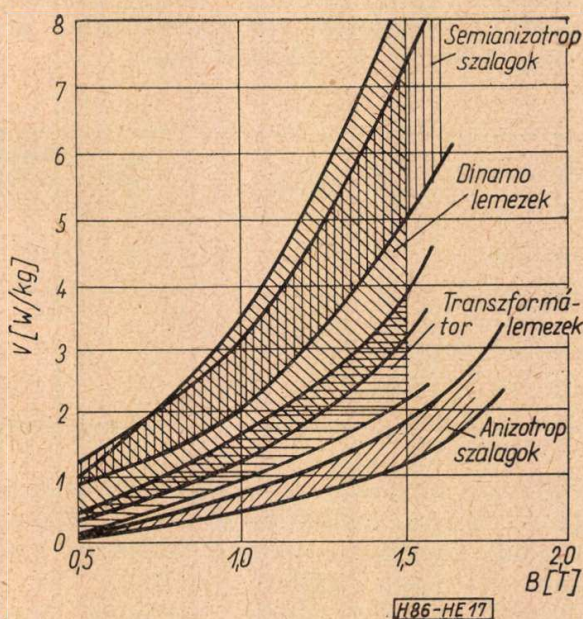
35% kobaltot tartalmazó Fe-Co. A telítési indukció értéke 2,4 [T], ami a legnagyobb az ismert anyagok között. A kobalt tartalmat 48%-ra növelve és még 2% vanádiumot is hozzáötözve a telítési indukció kismértékben csökken, de a permeabilitás növekszik. Az említett két anyag könnyű mágnesezhetőségével tűnik ki. Mágneses ellenállásuk ( $R_m = U_m/\Phi$ ) kicsi, vagyis kis mágneses térindukció értékekkel telítésbe vihetők. Reverzibilis permeabilitásuk nagy, és így előmágnesezett körökben, például telefonmembránként, szuperponált váltakozó terekkel könnyen vezérelhetők. Ezek az anyagok nem ridegek és hidegalakítással is jól megmun-

3. táblázat

$V_{1,0}$ [w/kg]	$V_{1,5}$ [w/kg]	$B_s$ [T]	$\rho$ [ $\mu\Omega\text{cm}$ ]	Si- tartalom [%]	ARMCO	MSZ 42-50	GOSZT 802
<i>0,5 mm vastag Fe—Si izotrop dinamó lemezek</i>							
3,6	8,6	2,14	20	0,7	DA 3650	E2	3 1
3,0	7,3	2,12	25	1,1	DA 3050	E3	
2,6	6,3	2,00	32	1,7	DA 2650		3 2
2,3	5,6	2,08	36	2,2	DA 2350	E4	3 3
2,0	4,9	2,04	44	2,8	DA 2050	E5	3 3A
1,8	4,3	2,02	48	3,2	TRA 1750	E6	3 4
1,6	3,9	1,99	52	3,6	TRA 1555		3 4A
1,4	3,5	1,96	58	4,1		E7	3 4AA
1,3	3,3	1,93	61	4,4	TSTA 1350	E8	
<i>0,35 mm vastag Fe—Si transzformátor lemezek</i>							
1,6	3,0	2,02	47	3,1			3 3A
1,4	3,4	2,00	51	3,5		E9	3 4
1,3	3,3	1,99	53	3,7	MRA 1335	E10	3 4A
1,2	3,1	1,97	55	3,9	TSTA 1235	E11	3 4AA
1,1	2,8	1,95	58	4,2	MRA 1135	E12	
1,0	2,6	1,93	61	4,4	TSTA 1035		
0,9	2,1	1,92	64	4,6	TSTA 9335		
<i>0,5 mm vastag Fe—Si semianizotrop szalagok</i>							
3,3	7,5	2,0	22	0,9			3 1100
2,8	6,5	2,0	25	1,1			3 1200
2,6	5,9	2,0	26	1,2	TRAN—COR		3 1300
1,7	3,7	1,96	40	2,5	DI—MAX		3 3100
1,5	3,3	1,95	45	3,0			3 3200
<i>0,35 mm vastag Fe—Si anizotrop szalagok</i>							
0,8	1,8	1,87	45	3	M—6X		3 310
0,7	1,6	1,90	45	3	M—7X		3 320
0,6	1,4	1,90	45	3			3 330
0,5	1,2	1,90	45	3	TRANCOR 4W0		3 330—A

4. táblázat

Összetétel	$\mu_A$ [1]	$\mu_m$ [1]	$B_B B_o$ [ $\mu T$ ]	$B_s$ [T]	$\rho$ [ $\mu\Omega cm$ ]	Márkanevek
Fe—Si .....	700	9 000	60	1,85	51	TRAFOPERM N—1
Fe—Si .....	1 200	10 000	30	1,9	58	HYPERM 3
Fe—Si .....	1 500	8 500	30	1,85	61	HYPERM 7
Fe—Ni .....	1 800	6 500	35	1,2	68	PERMENORM 3601 K—1
Fe—Ni .....	2 500	19 000	30	1,55	45	PERMENORM 4801
Fe—Ni—Si .....	2 800	30 000	10	1,1	85	
Fe—Al .....	3 000	50 000	4	0,8	140	VACODUR 16 ALFENOL
Ni—Fe—Mo .....	20 000	70 000	5	0,8	55	PERMALLOY C
Ni—Fe—Cu .....	25 000	70 000	6	0,8	52	VACOPERM, MUMETALL
Ni—Cu—Fe—Mo .....	40 000	135 000	2	0,6	56	M 1040
Ni—Fe—Mo .....	80 000	300 000	0,6	0,8	60	SUPERMALLOY, ULTRAPERM



17. ábra. Átmagnesezési veszteségek az indukció függvényében dinamo és transzformátor lemezeknél, semianizotrop és anizotrop szalagoknál

kálhatók. A nagy kobalt-tartalmú és éppen ezért nem olcsó anyagok rendelkeznek a legnagyobb remanens indukcióval is ( $B_r \geq 1,8[T]$ ). A főbb jellemzőket az 5. táblázat tartalmazza.

*Négyszögtényezővel jellemzett anyagok.* E csoportból kitűnik az 50—50%-os Fe-Ni anyag. Irányítottsága nemcsak a hengrelés irányában, hanem arra merőlegesen is jelentkezik, ami a Fe-Si lemezeknél tárgyalt elemi kristá-

lyokhoz hasonlóan köbös irányitottságot jelent. Az e csoportba sorolható anyagokat főbb jellemzőikkel a 6. táblázat tartalmazza.

5. táblázat

Összetétel	$B_s$ [T]	$B_r$ [T]	$B_B B_o$ [ $\mu T$ ]	$\mu_A$ [1]	Márkanevek
Fe—Co	2,4	1,2	260	160	HYPERM Co 35 HYPERCO
Fe—Co—V	2,35	1,8	180	550	HYPERM Co 50 V-PERMENDUR

*Hőmérsékletfüggőséggel jellemzett anyagok.* E csoport anyagai eléggé ismertek, különösebb fejlődés nem volt és nem is várható, mert az összefüggéseket eléggé tisztázták. Általában olyan nikkeltartalmú ötvözetekről van szó, amelyek Curie-hőmérséklete 50 és 100 [C°] között van. Főleg mágnesek hőkompenzálására

6. táblázat

Összetétel	$R_s$ [1]	$B_r$ [T]	$B_s$ [T]	$B_B B_o$ [ $\mu T$ ]	$\mu_A$ [1]	Márkanevek
Fe—Ni—Si	0,85	1,7	2,0	120	400	ISOPERM T
Fe—Ni—Co	0,8	1,2	1,5	30	1800	PERMINVAR 45-25
Fe—Ni	0,92	1,35	1,5	20	1000	PERMENORM 5000 Z

alkalmazzák, mágneses mellézkárként. Néhány jellegzetes ilyen anyagot főbb jellemzőivel a 7. táblázat tartalmaz.

7. táblázat

Összetétel	$B_s$ 20 [T]	$B_s$ 40 [T]	$B_s$ 80 [T]	$B_s B_o$ [ $\mu$ T]	Márkanevek
Fe—Ni..	0,4	0,28	0,08	0,2...0,7	THERMOFLUX
Fe—Ni..	0,1	0,05	0,01	0,2...0,7	THERMOPERM

**Magnetostrikcióval jellemzett anyagok.** E csoportba majdnem kizárólag a tiszta nikkeltartozik. Egyes jellemzők kedvezőbb kialakítása céljából azonban 0,3% mangánnal adalékolják. Ennek az anyagnak főbb jellemzőit a 8. táblázat tartalmazza.

8. táblázat

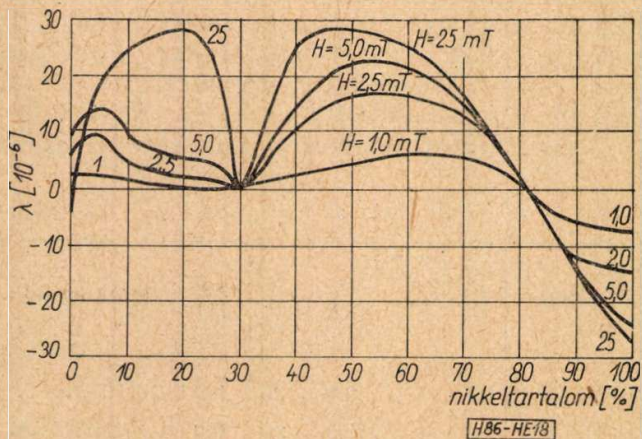
Összetétel	$\lambda_s$ [ $10^{-6}$ ]	$B_s$ [T]	$B_s B_o$ [mT]	$\mu_A$ [1]	Márkanevek
Ni—Mn.....	-35	0,6	0,07	250	JOULPHY I

Természetesen ötvözetek is rendelkeznek magnetostrikciós tulajdonságokkal. A 18. ábra Ni—Fe ötvözet magnetostrikciós együtthatóját szemlélteti a nikkeltartalom függvényében; paraméter a térindukció.

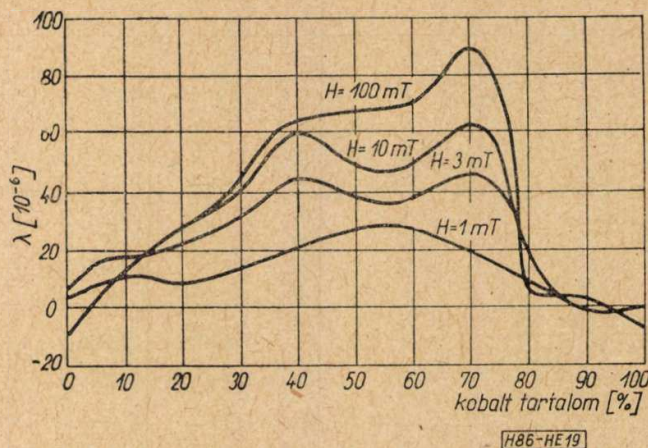
A 19. ábrán a kobalt-tartalmú ötvözet e jellemzője látható, a kobalt-tartalom függvényében.

Amint látható a kobalt ötvözet kiváló magnetostrikciós anyag lenne, de éppen a kobalt miatt gyakorlatilag nem jön szóba.

Még igen sok — már más anyagcsoportban szereplő — anyag is mutat kisebb-nagyobb magnetostrikciós effektust, de ezeket kifejezetten ilyen célokra (ultrahang sugárzó stb) nem alkalmazzák.



18. ábra. Nikkelötvözet magnetostrikciós együtthatójának változása a nikkeltartalom függvényében, különböző térerősség paraméterek mellett



19. ábra. Kobaltötvözet magnetostrikciós együtthatójának változása a kobalttartalom függvényében, különböző térerősség paraméterek mellett

**Mágnesezéssel szembeni immunitással jellemzett anyagok.** Ebbe a csoportba azok az érdekes anyagok tartoznak, amelyek Curie-hőmérséklete mélyen a víz fagyáspontja alatt van. A híradástechnikai ipar például televízió kábelcsövek egyes elektródáit készíti ezek egyikéből. A villamosiparban az öntött anyagokat nagy áramerősségű megszakítókban alkalmazzák, amelyeknél a fémrészekben feszültség indukálódását kívánják elkerülni. Eléggé változatos összetételű ötvözetek sorolhatók ezek közé. Az áttekintést a 9. táblázat adja.

9. táblázat

Összetétel	$\mu_A$ [1]	$\rho$ [ $\mu\Omega$ cm]	$B_s$ [T]	$\sigma_{nyomó}$ kg/cm <sup>2</sup>	Márkanevek
Fe—Ni—Mn....	1,03	1,5	1,0	36	NOMAG
Fe—Ni—Cu....	1,03	1,5	1,1	170	REMANIT 1880
Fe—Ni—Cr—Mn	1,01	0,7	1,0		EFC 212
Fe—Cr—Ni....	1,05	0,8	1,0	65	V2A

**Poralapú anyagok.** A vaspormag a háború előtt az egyik legfontosabb nagyfrekvenciás anyagnak számított, amelyet azonban már a háborús években kezdett leváltani, főleg az USA-ban, a Ni-Fe-Mo-Sn porokból készült anyag. Japánban kidolgozták a Fe-Si-Al típusú porokat közvetlenül a háború után. Ezek azonban meglehetősen rövidéletűeknek bizonyultak, mert a ferritek előretörésével már az 50-es évektől új konstrukciókban vaspor vagy ötvözetpor magokat alig alkalmaznak. A tiszta vasporokat általában a Carbonil-eljárással állítják elő [58]. Hazánkban elektrolitikus úton oldottuk meg a vasporgyártást [59].

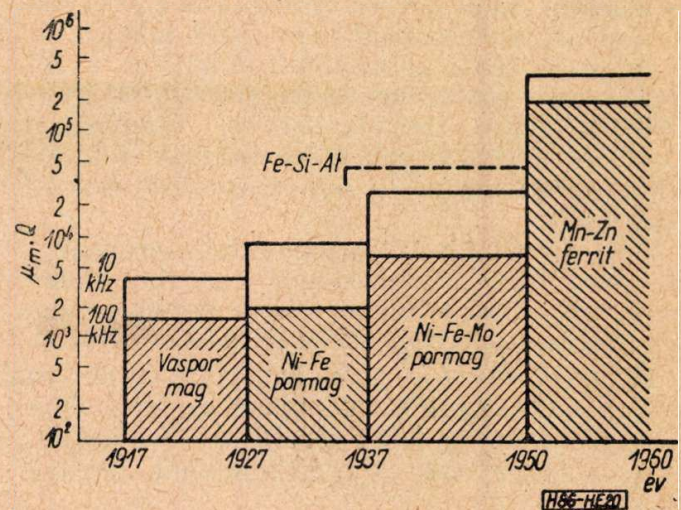
Sem gazdasági, sem pedig műszaki szempontok nem indokolják ezeknek az anyagoknak további alkalmazását és gyártását. A fejlődést világosan szemlélteti a 20. ábra.

A poranyagokat főbb jellemzőikkel a 10. táblázat foglalja össze.



**Oxidanyagok.** 1946-tól, Snoek alapvető publikációjának megjelenésétől napjainkig eltelt idő óta a ferritek jelentősége egyre fokozódott [60.] Kutatásuk során mindig újabb irányok bontakoznak ki és ma ott tartunk, hogy számos olyan helyen lehet ezeket az anyagokat jól felhasználni, ahol eddig fémes mágneses anyagokat alkalmaztak. A ferritek kiváló mágneses tulajdonságaikkal, főleg a nagyfrekvenciás területeken, ma nem helyettesítők a vaspor-magoknak, hanem azoknál lényegesen jobbak, ultra-nagyfrekvenciás területen pedig a régi konvencionális anyagok közül egyik sem versenyezhet ezekkel.

A ferritek a háromvegyértékű vasoxid és kétvegyértékű fémek (Mn, Ni, Mg, Zn, Co) oxidjainak kötéséből állnak [61]. A ferriteket a magnetit szubsztitúciós termékének lehet tekinteni. A nemfémes jellegű ferritek kristálystruktúrája köbös (spinell struktúra) [62]. Ha a felsorolt fémek oxidjai helyett bárium vagy stroncium oxidjait alkalmazzuk, akkor hexagonális kristálystruktúra alakul ki [63]. Mind a köbös, mind pedig a hexagonális ferritek a gyakorlatban keverék ferritekből állanak, amelyek általában háromösszetevősek. A ferriteket kerámiai technológiával állítják elő. Nem mágneses tulajdonságaik nagyon hasonlítanak a kerámiai anyagokéra: ridegek, törékenyek és utólag csak köszörüléssel munkálhatók meg. A szinterelésnél a zsugorodás 15...30% között van s így a pontos mérettűrés csak utólagos köszörüléssel tartható.



20. ábra. Pormagok és mangán-cink ferritek mágneses jóságának ( $\mu_m \cdot Q$ ) alakulása az évek folyamán. Különösen szembeűnő a ferrit nagy mágneses jósága 100 kHz-nél

A ferritek általában elektromos szigetelőknak, illetve félvezetőknek tekinthetők, mert fajlagos ellenállásuk 5...15 nagyságrenddel nagyobb a fémekénél és így az örvényáramú veszteségek a legtöbb esetben elhanyagolhatóak. Éppen ezért a fémes anyagoknál alkalmazott lemezelésre nincs szükség. Ferriteket igen kis, de nagy (6000 körüli) kezdő permeabilitással is elő lehet állítani. A telítési indukció általában 4–5-

10. táblázat

Összetétel	$\mu_A$ [1]	$h$ [cm/A 10 <sup>6</sup> ]	$w$ [ $\mu$ s]	$n$ [‰]	$Tk/\mu$ [10 <sup>-6</sup> /C°]	$B_{\infty}$ [mT]	Márkanevek
Fe 5.....	5	1,0	0,01	1,0	+80 ±40	0,3	CARBONIL HP
Fe 8.....	8	1,5	0,01	1,2	-12 ±6	0,3	CARBONIL HFF
Fe 12.....	12	3,0	0,02	1,5	-11 ±6	0,5	CARBONIL E
Fe 14.....	14	5,0	0,03	2,0	- 5 ±4	0,5	CARBONIL E
Fe 22.....	22	12,0	0,05	4,0	+100	0,5	CARBONIL C
Fe 33.....	33	35,0	0,08	7,0	+300	0,8	
Fe 40.....	40	45,0	0,12	10	+400	1,1	CARBONIL CP
Fe 50.....	50	55	0,2	12	+500	1,0	CARBONIL HP
Fe 60.....	60	70	0,3	18	+520	1,0	CARBONIL S
Fe-Si-Al.....	22	10	0,2	5	+200	0,6	ALSIFER VC 22
Fe-Si-Al.....	32	16	0,3	7	+250	0,6	ALSIFER VC 30
Fe-Si-Al.....	50	25	0,4	12	+150	0,5	ALSIFER TC 50
Fe-Si-Al.....	65	40	0,5	15	+400	0,4	ALSIFER TC 60
Ni-Fe-Mo.....	60	12	0,3	3	+150		PERMALLOY
Ni-Fe-Mo.....	90	20	0,6	4	+200		PERMALLOY
Ni-Fe-Mo.....	120	30	1,2	5	+200		PERMALLOY
Ni-Fe-Mo.....	160	50	3,0	7	+200		PERMALLOY

ször kisebb, mint a vasötvezeteké, és ezért erős-áramú alkalmazásoknál nem jöhet szóba.

Nagyobb kezdő permeabilitású ferritek nagyfrekvenciás veszteségei is nagyobbak és így a frekvenciahatár szerinti sorolás összefügg a kezdő permeabilitással. A veszteségek frekvenciafüggősége mágneses rezonanciaeffektusokkal függ össze.

A ferritek főbb jellemzőinek határértékeit a 21. ábra teszi áttekinthetővé. Az ábra külön feltünteti néhány frekvencián a kezdő permeabilitás és az elérhető tekerecsjóság szorzatát is.

*Permeabilitással jellemzett ferritek.* E csoportba három nagy, összetevők szerint is megkülönböztethető anyagcsalád sorolható: a mangán-cink, a nikkelt-cink és a lithium-cink ferritek családjai.

A Mn-Zn ferriteket általában 600...6000 értékű kezdő permeabilitással állítják elő. 1 [MHz]-ig terjedően kb. 7—8 anyaggal fedik át a frekvenciasávokat. A frekvenciasáv felső határát a mágneses rezonanciaeffektusok és az anyag viszonylag kis fajlagos ellenállása korlátozza. Snoek ezt a felső határt kritikus frekvenciának nevezte, amit az jellemez, hogy a veszteségek növekedésével és a permeabilitás csökkenésével ezek a frekvenciafüggvények egymást egy helyen, a kritikus frekvenciánál keresztezik [64]. Újabb kutatások eredményeként kismennyiségű adalékokkal sikerült a fajlagos ellenállást nem lényegesen növelni, de ezzel a mágneses rezonancia effektus szempontjából döntő dielektromos állandót kedvezően módosítani. Ezek a kisebb kezdő permeabilitású Mn-Zn ferritek ( $\mu_A \approx 400$ ) 2 [MHz]-ig is felhasználhatók.

A Mn-Zn ferritek jellemző a viszonylag nagy kezdő permeabilitás, kis hiszterezis- és maradék veszteség, kis hőmérsékleti együttható, nagy időbeli és mágneses stabilitás és a viszonylag nagy telítési indukció. A Mn-Zn ferritek nem mutatnak magnetostrikiós jelenséget. E ferritcsalád fajlagos ellenállása az összes ferritfélések között a legkisebb (20...500 [ $\Omega$ cm]), de még így is  $10^5$ -szer nagyobb ellenállásúak

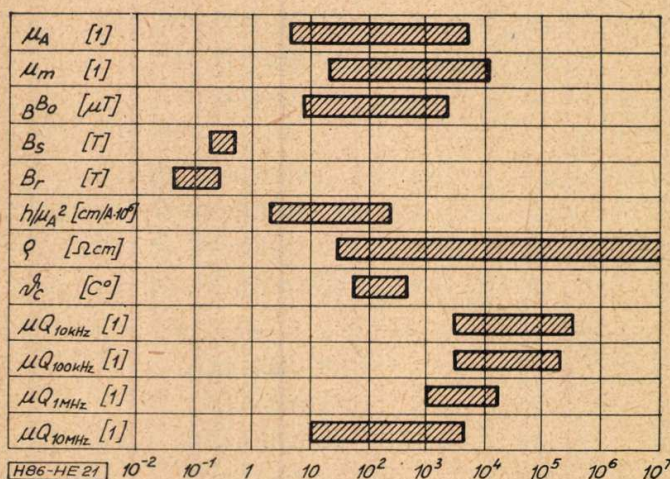
a fémes anyagokhoz viszonyítva. A Curie-hőmérséklet is viszonylag alacsonyabb: kb 120 [C°].

Megfelelően megválasztott ferrittípussal 1000 fölötti tekerecsjóság is elérhető, bár nem nagyon széles frekvenciasávban. A nagyfrekvencián fellépő veszteséget a ferritanyagból készített alkatrész megfelelő kialakításával is csökkenteni lehet. Erre példa a ferrit antennarúd korszerű kivitele. Az antennarúdba hosszirányban haladó mély rovátkákkal az amúgy is kismértékű örvényáramú veszteségek lényegesen lecsökkenthetők anélkül, hogy a hasznos keresztmetszet károsan csökkenne. Készíthető az antennarúd lapos kivitelben is, mert ezzel is csökkennek az örvényáramú veszteségek. A rovátkolt ferritrúdra készített antennatekerecs jósága 1 [MHz] körül is 30%-os növekedést mutat a rovátkolatlan rúdra készített azonos tekerccsel szemben.

A Mn-Zn ferritek viszonylag nagy telítési indukciója onnan ered, hogy ennek a kötésnek van a legtöbb Bohr-féle magnetonja. A nagypermeabilitású ferritek kutatása arra irányult, hogy a telítési indukció növekvő kezdő permeabilitással együttjáró csökkenésének határt szabjanak. Ismeretes, hogy a Curie-hőmérséklet csökkenésének arán a telítési indukció tartható, de olyan anyag, amely már 50 [C°]-on elveszti mágneses tulajdonságait, a gyakorlatban nem alkalmazható. Ezért az összetevők arányának megfelelőbb megválasztásával, az előállítási technológia optimumának megkeresésével sikerült olyan, igen nagy kezdő permeabilitású ferriteket előállítani, amelyek 100 [C°] körüli Curie-hőmérséklettel rendelkeznek és telítési indukciójuk eléri a 0,2 [T]-t. Azért fontos a viszonylag nagy telítési indukció biztosítása a nagy kezdő permeabilitású ferritek-nél, mert ezeket éppen kisfrekvenciás transzformátorokhoz használják. Ezek az anyagok vannak hivatva a nagy nikkeltartalmú fémes anyagokat gazdaságosabban helyettesíteni. Például 10 [kHz] fölötti frekvenciákon teljesítmény transzformátorok lényegesen kisebb méretekben készíthetők ferritekből, mint lemezelte fémes anyagokból. A fémes anyagok nagyobb telítési indukciója nem előny ebben az esetben, mert elsősorban az örvényáramú veszteségek határozzák meg a magméretek.

Mágneses hangszalagok törőfejeihez mindinkább ferritanyagokat használnak, nemcsak azért, mert kevésbé kopnak a puha Ni-Fe anyagokhoz képest, hanem azért is, mert a kisebb veszteségek miatt nagyobb törőfrekvenciát lehet alkalmazni, ami legalább 75%-kal kisebb energiát igényel. Ez is méretcsökkentés.

A Ni-Zn ferriteket az jellemzi, hogy mágneses rezonancia effektus csak rendkívül nagy frekvenciáknál jelentkezik. Ebből következik, hogy 20 [MHz]-ig felhasználhatóak. A Ni-Zn ferritekkel készített tekercek jósági tényezője széles frekvenciasávon belül egyenletes, nem úgy, mint a Mn-Zn ferriteknél. A relatív per-



21. ábra. Mágnesesen lágy ferritek

Sor- szám	$\mu_A$ [1]	$\mu_m$ [1]	$B_0$ [mT]	$\text{tg}\delta/\mu_A$ [ $10^{-4}$ ]	$f_m$ [MHz]	$TK/\mu$ [ $10^{-6}$ ]	Márkanevek
<i>Nikkel—cink ferritek</i>							
1.	10	50	2,0	20,0	120	35	SIFERRIT 7U15, FERROXCUBE IVE
2.	20	110	1,0	8,0	40	20	SIFERRIT 20K12.
3.	50	260	0,8	4,5	20	17	SIFERRIT 40K13, FERROXCUBE IVD
4.	100	540	0,4	3,0	9	15	SIFERRIT 80K1, FERROXCUBE IVC
5.	200	900	0,2	1,0	2	12	SIFERRIT 300M11, FERROXCUBE IVB
6.	600	3 500	0,5	0,7	1	7	SIFERRIT 450M3, FERROXCUBE IVA
7.	1000	4 600	0,3	0,5	0,5	6	SIFERRIT 1500N4,
8.	2000	5 300	0,2	0,3	0,2	4	SIFERRIT 2000T7
<i>Mangán—cink ferritek</i>							
1.	600	1 000	0,04	0,5	1,5	2	SIFERRIT 550M25, FERROXCUBE IIID3
2.	800	1 600	0,04	0,4	0,5	3	FERROXCUBE IIIB3
3.	1200	2 000	0,03	0,2	0,2	2	SIFERRIT 1100N22, FERROXCUBE IIIC2
4.	2000	4 000	0,02	0,4	0,4	4	SIFERRIT 2000N28, FERROXCUBE IIIB7
5.	3000	5 000	0,015	0,2	0,3	10	FERROXCUBE IIIC4
6.	4000	7 000	0,01	0,3	0,1	20	FERROXCUBE IIIC3
7.	6000	10 000	0,008	0,2	0,1	35	

meabilitás 1 : 100 arányban változtatható előmágnesezéssel. A Ni-Zn ferritek magnetostríciós hatást mutatnak.

A lithium-cink ferritek jelentősége csekély. Maradékvesztései tényezőjük kisebb, mint a hasonló permeabilitású Ni-Zn ferriteké. Emiatt jól használhatók például ferritantennákhoz. Curie-hőmérsékletük 300 [C°] körül van.

A Mn-Zn és Ni-Zn ferritekről a 11. táblázat nyújt áttekintést.

*Ultrarövid hullámon kis veszteséggel jellemzett anyagok.* Újabb kutatások eredményeként kidolgozták a hexagonális kristályszerkezetű ferriteket Ba és Co összetevőkkel [63]. A 22. ábrán a háromalkotós rendszer látható  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ ,  $\text{Me}_1\text{O}$  és  $\text{Me}_2\text{O}$  alkotókkal.  $\text{Me}_1$  kétvegyértékű fémet jelent nagy ionsugárral, például földfémeket, az  $\text{Me}_2$  kis ionsugarú szintén kétvegyértékű fémet, például Ni-t, Zn-t, Mn-t.

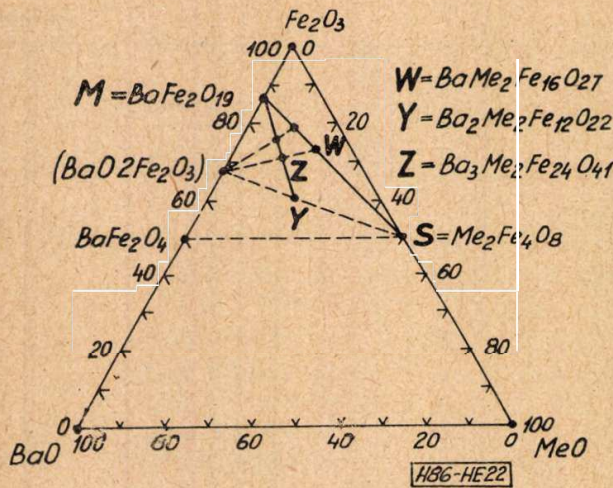
A rendszer feltárása során az ismert rendszerek mellett egy új anyagcsalád is kiugrott, amelynek sémája W, Y és Z ( $W = \text{BaO} \cdot \text{MnO} \cdot 8\text{Fe}_2\text{O}_3$ ,  $Y = 2\text{BaO} \cdot 2\text{CoO} \cdot 6\text{Fe}_2\text{O}_3$  és  $Z = 3\text{BaO} \cdot 2\text{ZnO} \cdot 12\text{Fe}_2\text{O}_3$ ). Ezek az anyagok

síkban irányítottak, amely irányítás merőleges a hexagonális tengelyre. Mivel a komponensek még sokféleképpen variálhatók a rendszeren belül, várható, hogy újabb különleges tulajdonságú anyagok fognak létrejönni. Ennél az anyagtípusnál a veszteségek több száz MHz-ig nem jelentősek. A 23. ábra szemlélteti a permeabilitás és a veszteségek frekvenciafüggőségét, összehasonlítva egy nagyfrekvenciás Ni-Zn ferrittel.

A hexagonális kristálystruktúrájánál a mágnesezési vektor könnyen befordul a kristály kedvező síkirányába. Ettől eltérő kristályirányokban a mágnesezés lényegesen kisebb lesz. A külső változó térerő és a mágnesezési vektor rezonanciája, amely a permeabilitás csökkenését és a veszteségek megnövekedését okozza, a hexagonális ferriteknél csak igen nagy frekvencián jelentkezik, amelynél a köbös kristálystruktúrájú, minden irányban jól mágnesezhető ferritek már régen használhatatlanok.

Egyes hexagonális anyagtípusoknál a kristályok nincsenek irányítva, ezért izotrop jellegűek. A szinterelést megelőző sajtolás alkalmá-

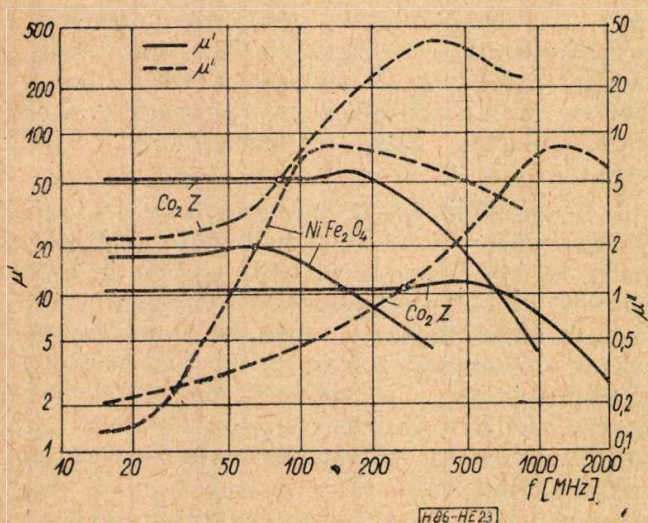




22. ábra. Hexagonális kristálystruktúrájú ferritek diagramja

val alkalmazott erős mágneses tér a kristályszerkezetet kedvezően alakítja ki, és így válik az anyag anizotroppá. Ennek az anyagnak a relatív permeabilitása megnövekszik az izotropéhoz képest, de a frekvencia felső határa korlátozódik. Ezt az anyagtypust az ultrarövidhullámú sávban működő készülékekben lehet előnyösen felhasználni, főleg szimmetrikus szélessávú bemenő transzformátoroknál.

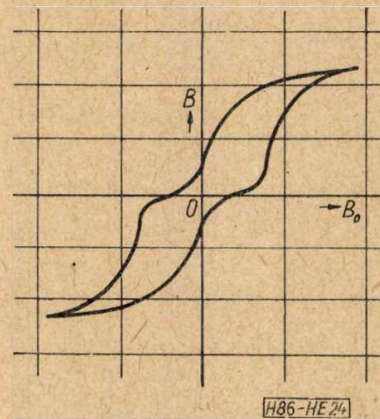
Más utat jelent a nagyfrekvenciás veszteségek csökkentése a perminvar effektussal. A ferritek maradékvesztését meghatározó tényezők (idegen atomok diffúziója, rácshibák stb.) nagymértékben hőmérséklet és frekvencia függők. A ferrit szempontjából fontos hatások nagyságát eléggé tág határok között lehet befolyásolni az összetétel és szennyezők arányával, továbbá megfelelő hőkezeléssel. Kiderítették, hogy a Jordan-féle maradékvesztést a hőhatásra előálló Barkhausen-ugrások, tehát az irreverzibilis mágnesezési folyamatok idézik elő, ami például a hiszterezis hurok alakját is lényegesen módosítja. A megmaradó állapot



23. ábra. Hexagonális kristálystruktúrájú ferritek permeabilitásának frekvenciafüggősége. Összehasonlításképpen egy, a legnagyobb frekvenciahatáru nikkelt-cink ferrit hasonló görbéi is fel vannak tüntetve

már hőmérséklettől és frekvenciától független lesz. A giromágneses effektus lényegesen nagyobb frekvenciatartományba tolódik el s így a giromágneses veszteség is csak több száz MHz-nél jelentkezik. Egyelőre csak a  $(Ni, Zn)_{1-0,06}Co_{0,06}Fe_{>2}O_{4+\delta}$  összetételnél sikerült eredményesen a perminvar effektust megvalósítani. Megfigyelték azonban, hogy a legtöbb Mn-Zn ferrit is mutat kismértékben ilyen jellegűt [65]. A hiszterezis hurok jellegzetes alakját a 24. ábra szemlélteti. A permeabilitás és a veszteségek frekvenciafüggősége az előző 23. ábrán látható.

A ferritek veszteségének csökkentésére irányuló kutatások mellett különleges célok érdekében olyan kísérletek is történtek, hogy a veszteségeket növeljék. A fémes anyagok veszteségei nagyfrekvencián meglehetősen nagyok, de mégsem lehet ezeket például csillapítóele-

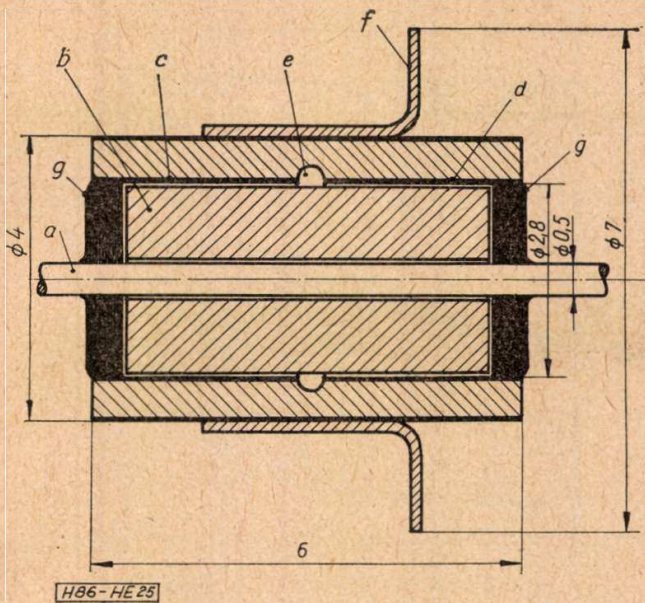


24. ábra. Perminvar ferrit jellegzetes hiszterezis hurokja

mekben alkalmazni, mert a frekvenciával növekedő fluxusbehatolás a permeabilitást már néhány [MHz]-nél 1-re csökkenti. Nagyfrekvenciás fojtótekersekhez, csillapítókhoz stb. olyan önindukciók szükségesek, amelyeknek impedanciája széles frekvenciasávban frekvenciafüggetlen. A legegyszerűbb ilyen megoldás az, hogy ferritgyöngyöt fűznek a nagyfrekvenciás áramot vezető huzalra. Ennek az elrendezésnek az impedanciája 100 [MHz]-ig valós és frekvenciafüggetlen. Egy ilyen — szerző által még 1955-ben javasolt — megoldást szemléltet a 25. ábra. Ezt az alkatrészt főleg ultrarövidhullámú készülékekben használhatják az átvezető kondenzátoroknál jobb szűrőhatás elérése érdekében.

**Giromágneses effektussal jellemzett anyagok.** A mikrohullámú tartományban az eddigi ferritcsaládok nem használhatók egyrészt azért, mert a hullámterjedés jelensége alapvetően más fizikai elveket hasznosító alkatrészeket követel, mint amelyek a vezetékben lejátszó folyamatok mellett alkalmasak.

A mikrohullámú tartományban (1000... 24 000 [MHz]) használható mágneses anyagok Mg-Mn vagy Ni-Zn ferritek különböző Co, Cr vagy Al adalékkal. Egyik fő követelmény a



25. ábra. Átvezető kondenzátor ferritgyönggyel. *a* — átvezető huzal mint önindukció; *b* — ferritgyöngy; *c* és *d* — kondenzátor fegyverzetek a kerámia cső belső falára égetve; *e* — kerámia dielektrikum, cső alakban, belső falán körbeköszörülve; *f* — külső fegyverzet peremezett tárcsakivezetése; *g* — belső fegyverzetek lágy forrasztása átvezető huzalhoz

nagy fajlagos ellenállás, amely  $\rho > 10^9$  [ $\Omega\text{cm}$ ] nagyságrendet ír elő, mivel e hullámtartományban az elektromos tér egy része a ferrit anyagba is behatol. Külső mágneses tér alkalmazásával a veszteségek csökkennek és telítésnél elméletileg 0-vá zsugorodnak. A spinek precessziós mozgása a váltakozó (nagyfrekvenciás) térből energiát von el; a legtöbbet annál a frekvenciánál, amelynél a precesszió rezonanciában van. Az energiaabszorpciók veszteségként jelentkeznek [67].

A térvektorokat — amelyekből a haladó hullámot összetettnek lehet elképzelni — a hullámvezetőben elhelyezett ferritrúd különbözőképpen befolyásolja (elektronspinek irányá egyik térvektorral megegyezik, másikkal nem). Emiatt a lineárisan polarizált hullám bizonyos szöggel elfordul. Ez a Faraday-effektus, amely a külső, egyirányú mágnesező tér függvénye. Ezzel adva van a lehetősége annak, hogy nem reciprokok elemeket lehessen építeni, amelyek a hullámterjedés két irányában különböző csillapításokat mutatnak [68]. Ezeknek az irányvezetőknek alsó határfrekvenciája annál kisebb, minél kisebb a ferrit telítési mágnesezése. Újabban kifejlesztett Mg-Mn-Al ferritek telítési mágnesezése kisebb, mint 0,1 [T]. Ezekkel az anyagokkal olyan irányvezetőket lehet építeni, amelyek 2000 [MHz] fölött is jól felhasználhatók.

Előnyös, ha az egyirányú mágnesztér viszonylag kisebb méretű mágnesekkel, tehát kisebb légrésindukcióval megvalósítható. Ezért olyan ferritek kidolgozására törekedtek, amelyeknek a telítési indukciója kicsi. E célt többek között a Curie-hőmérséklet leszállítása árán lehet elérni. Minél kisebb a Curie-hőmérséklet, annál nagyobb mértékű a telítés hőmérsékletfüggősége is. A ferritet az abszorbeált teljesítmény

felmelegíti és így telítési mágnesezése is csökken, ami nem kívánatos. Emiatt az elrendezés rezonanciafrekvenciája eltolódik. A kutatás célja a hőmérsékletfüggőség javítása.

Másik fontos jellemzője a mikrohullámú ferriteknek a frekvenciafüggő relatív dielektromos állandó, amely 10 körül van. A relatív dielektromos állandó és a fajlagos vezetőképesség ( $1/\rho$ ) együttesen határozzák meg az anyag dielektromos veszteségi tényezőjét ( $tg\delta$ ). A kutatás jelenlegi főiránya a  $tg\delta$  és a telítési mágnesezés hőmérsékletfüggőségének további csökkentése [66].

Újabban a féldrágaköveket is besorozták a híradástechnika anyagai közé. A ritka földfémek oxidjai közül a perovszkit szerkezetű  $\text{CaO} \cdot \text{TiO}_2$ -ben a kalcium részben lanthánnal és titánnal, részben pedig mangánnal helyettesíthető. A keletkezett új anyag ferromágneses rezonanciát mutat [69].

A granát nevű féldrágakőnél — amelynek összetétele  $\text{Ca}_3\text{Fe}_2\text{Si}_3\text{O}_{12}$  — kétszeres helyettesítéssel a kalcium és szilícium helyett háromvegyértékű ionokat lehet bevinni. Ritka földfémeknél köbösen kristályosodó  $3\text{Y}_2\text{O}_3 \cdot 5\text{Fe}_2\text{O}_3$  típusú kötést nyerhetünk. A legtöbb háromvegyértékű földfémek megvizsgálták e szempontból. Ezeknek a spinellrendszereknek felhasználási területe a mikrohullámú technikában a paraméteres erősítőkkel kapcsolatban várható, mert elméletileg — a rendkívül éles rezonanciagörbe eredményeként — igen gazdaságos energiaviszonyokat biztosít alkalmazásuk. Az yttriumvasoxid granát alkalmazása mellett a jelenlegi pumpenergia töredékrese elégséges lenne komoly teljesítmények elérésére.

Négyzetglényezővel jellemzett ferritek. Számológépekben memoriaelemként mindinkább a négyzetgözü hiszterezis hurkú ferriteket alkalmazzák, mert ezek hiszterezis vesztesége és átmágnesezési idejük is megfelelően kicsi. A mágnesezésnek egy impulzus által létrehozott átváltása, például pozitív remanenciából negatívba, a gyűrű alakú mag szekunder körében feszültségimpulzust hoz létre. Az impulzus ideje és az átváltáshoz szükséges térerősség ezen anyagok főbb jellemzői. Nem elhanyagolható követelmény a jellemzők kis hőmérsékletfüggősége sem [70]. A fejlesztés iránya a még kisebb térerővel működő, azaz kis koercitív térindukciójú anyagok felé mutat. Ezáltal lehetővé válik a tranzisztorokkal működtethető matrixsémák felépítése legkisebb méretű gyűrűkből.

A tároló ferritgyűrűkben átbillenéskor lejátszódó mágneses jelenségek még nincsenek maradéktalanul felderítve. Egyszerű ferritmagos tárolók leolvasásakor a tárolt információ egy része elvesz, csak különleges kapcsolástechnikai megoldásokkal lehet ezt az információ-vesztést elkerülni. Ez nagyobb költséget igényel és a működési sebességet is jelentősen csökkenti. Rajchman többnyilású gyűrűkkel, a transzfluxorokkal oldotta meg a kérdést, amelyek egyszerű kapcsolástechnika mellett is infor-

mációvesztés nélkül működnek. Az egyelőre nem gépesíthető matrix készítés helyett a hosszadalmas fűzőtetést elkerülendő, vékony ferritlemezeket használnak, amelyeket apró lyukakkal látnak el. A huzalozást nyomtatott technológiával állítják elő.

Memoriamatrixokat üveglemezre fémét gőzölve is előállítanak [71]. A Ni-Fe ötvözetet mágneses térben gőzöltetik el. A mágneses tér azért szükséges, hogy az üveglemezre lecsapódó kristályok már eleve bizonyosfokú irányítással rendelkezzenek. Ezzel áll elő az információ tároláshoz szükséges bistabil állapot. Az üveglemezre tulajdonképpen kis körterületen csapják le a mágneses ötvözetet, fémmaszkon keresztül. A kísérleti példányokon  $1 \text{ [cm}^2\text{]}$ -re 16 ilyen kis pont kerül, amelyek átmérője kb  $1 \text{ [mm]}$ . A huzalozás nyomtatási technológiával készül, de több síkban. Azt tervezik, hogy  $1 \text{ [cm}^2\text{]}$ -re 1600 kis pontot helyezzenek el  $0,1 \text{ [mm]}$  átmérővel, amely szinte fantasztikus helykihasználást biztosítana a jelenlegi — ugyancsak technikai bravúrnak számító — ferritgyűrűs matrixsémákkal szemben.

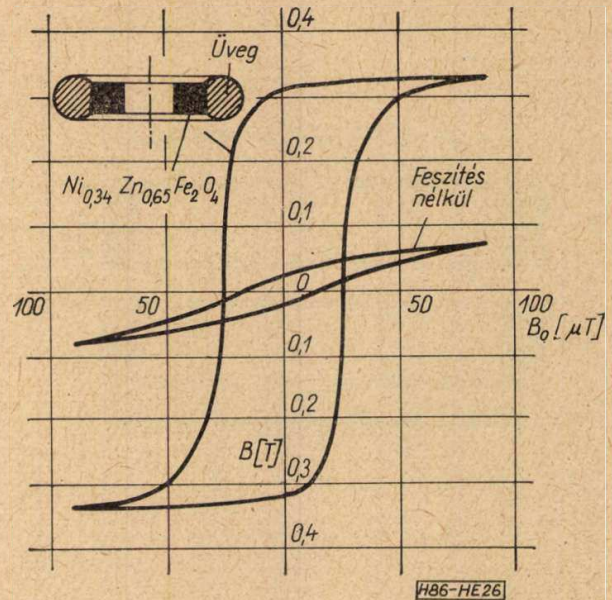
Négyszögűhiszterezis hurkú ferriteket alkalmaznak még nagyfrekvenciás mágneses erősítőkből és egyéb logikai kapcsolásokban is.

Az alapanyagok nagy tisztasága, a pontos összetétel és a nagy szemcse a ferritek minőségjavításánál is fontos tényezők. Guillaud-nak sikerült ezek szem előtt tartásával 6000 kezdő permeabilitású Ni-Zn ferritet előállítani. A legnagyobb meglepetést a számított sztöchiometriai összetételtől történt eltérés során a négyszögű hiszterezis hurok kialakulása okozta. Ennek elméleti alátámasztása még hiányzik, de jelentősége meglehetősen nagy a tároló ferritmagok szempontjából [72].

Érdekes jelenséget fedeztek fel a Ni-Zn ferritekkal kapcsolatban, amely szintén négyszögű hiszterezis hurok kialakulásához vezetett. Nevezetesen a ferrit mechanikai megfeszítése lényegesen módosítja a hiszterezis hurok jellegét. Ferritgyűrűk köré üveget olvasztottak, amely lehüléskor összehúzódva a gyűrűnek nyomást adott. A 26. ábra szemlélteti a hurok átalakulását [73].

**Magnetostrikiós ferritek.** Fémek helyett sikerrel alkalmazhatók a ferritek magnetostrikiós célokra is. A ferritrezgőt nem kell lemezekből kialakítani, mint azokat, amelyek fémes anyagokból készülnek és a ferritek kerámia jellegűknél fogva a folyadékok korrozív hatásának is nagyobb mértékben ellenállanak.

A rezgő Ni-Zn ferritet  $20 \text{ [kHz]}$  fölött ultrahangos teljesítmény sugárzóként alkalmazva, elektroakusztikai hatásfoka lényegesen nagyobb a fémes anyagokénál. A magnetostrikiós tulajdonság miatt elsősorban alkalmazott Ni-Zn ferrit hőmérsékletfüggőségét nagymértékben csökkentette a kismértékű kobalt adalék. Ezzel az adalékkal egyidejűleg a piezomágneses csatolási tényező is megnőtt, amelynek négyzete a



26. ábra. Feszített ferrit hiszterezis hurokja

mágneses energiának mechanikai energiává történő átalakításának mérőszáma.

Ferritekkel készült magnetostrikiós szűrőkben 2000 és 8000 közötti jóságot értek el. A rezonanciafrekvencia hőmérsékleti együtthatója normál Ni-Zn ferritekből készült szűrőknél  $20 \cdot 10^{-6} / [C^\circ]$ . A kobalt adalékos Ni-Zn ferrit szűrőknél a hőmérsékletfüggőséget sikerült  $10 \cdot 10^{-6} / [C^\circ]$ -ra csökkenteni.

#### Függelék

A szocialista országokban kivétel nélkül, így hazánkban is a racionalizált Giorgi-rendszer a szabványos mértékrendszer (MSZ 4900—55). A KGST Gépipari Állandó Bizottságának 9. Szekciója ennél fogva ugyancsak a racionalizált Giorgi, röviden MKSA mértékrendszerben dolgozta ki a mágneses anyagok jellemzőinek definícióit, és az anyagspecifikációkat. Több nyugati ország is felismerte e mértékrendszer előnyeit és fokozatosan rátér ennek használatára, így a DIN szabványokban is ezt a rendszert alkalmazzák és a nemzetközi szabványosítás is ezt vezette be (ISO, IEC). Ennél fogva természetes, hogy a mágneses mennyiségeket fenti cikk is MKSA rendszerben adta meg. Az angol és amerikai irodalomban azonban még mindig a régi Gauss-rendszer egységeit használják. Régebbi könyvekben és folyóiratcikkekben is — a Gauss rendszerrel találkozunk. Hazánkban — éppen a régebbi irodalom hatásaként — még ma is Gauss-rendszerben gondolkodik a szakemberek többsége. Ezért a 12. táblázatban összefoglaljuk a mágneses alapegységeket racionalizált Giorgi- (MKSA) és Gauss- (cgs) rendszerben, egyben megadjuk az átszámítási tényezőt is. Felhívjuk a figyelmet arra, hogy néhány jellemző értelmezése és így neve megváltozott. Például a koercitív erő a régi szemlélet szerint térerő jellegű volt, az újabb szemlélet szerint ez indukció jellegű. Így a koercitív térindukció fogalmát vezettük be a koercitív erő helyett.

A jellemző megnevezése	MKSA		cgs		átszámítás 1 MKSA → cgs
	szimbólum	egység	szimbólum	egység	
Indukciós állandó .....	$\mu_0$	[Vs/Am], [H/m]	$\mu_0'$	[1]	$4\pi \cdot [1]$
Mágneses térerősség .....	$H$	[A/m]	$H'$	[Oe]	$4 \cdot 10^{-3}$ [Oe]
Mágneses indukció .....	$B$	[T]	$B'$	[Gs]	$10^4$ [Gs]
Mágneses térindukció .....	$\mu_0 H = B_0$	[T]	$B_0'$ $H'$	[Gs] [Oe]	$10^4$ [Gs] $10^4$ [Oe]*
Magnetomotoros erő .....	$F_m$	[A]	$F_m'$	[Gb]	$4\pi/10$ [Gb]
Mágneses potenciálkülönbség ...	$U_m = \Theta$	[A]	$U_m'$	[Gb]	$4\pi/10$ [Gb]
Mágneses gerjesztés .....	$\Theta$	[A]	$\Theta'$	[Gb]	$4\pi/10$ [Gb]
Mágneses fluxus .....	$\Phi$	[Wb]	$\Phi'$	[Mx]	$10^8$ [Mx]
Mágneses polarizáció .....	$J$	[T]	$J'$	[Gs]	$10^4/4\pi$ [Gs]
Mágnesezés .....	$M$	[A/m]	$M'$	[Oe]	$4\pi \cdot 10^{-3}$ [Oe]
Mágneses ellenállás .....	$R_m$	[A/Vs]	$R_m'$	[Gb/Mx]	$4\pi \cdot 10^9$ [Gb/Mx]
Mágneses vezeték .....	$\Lambda_m$	[Vs/A]	$\Lambda_m'$	[Mx/Gb]	$10^9/4\pi$ [Mx/Gb]
Remanens indukció .....	$B_r$	[T]	$B_r'$	[Gs]	$10^4$ [Gs]
Koercitív térindukció .....	$B B_0$	[T]	$B H_c$	[Oe]	$10^4$ [Oe]
Energiatartalom .....	$W$	[J/m <sup>3</sup> ]	$(BH)_{max}$ $w$	[Gs · Oe] [erg/cm <sup>3</sup> ]	$4\pi \cdot 10$ [Gs · Oe] $\sim 10$ [erg/cm <sup>3</sup> ]
Görbültségi tényező .....	$\gamma$	[1]	$c$	[1]	—
Abszolút permeabilitás .....	$\mu_{abs}$	[Vs/Am], [H/m]	$\mu$	[Gs/Oe]	$10^7/4\pi$ [Gs/Oe]
Relatív permeabilitás .....	$\mu$	[1]	$\mu_r$	[Gs/Oe]	—
Hiszterezis veszteségi tényező ..	$h$	[m/A]	—	—	—
Örvényáramú veszteségi tényező	$w$	[s]	—	—	—
Maradék veszteségi tényező ....	$n$	[1]	—	—	—
Átmágnesezési veszteség .....	$v$	[W/kg]	—	—	—

## Rövidítések magyarázata:

1 [A] Ampère	= 0,1 [Bi]	
1 [Bi] Biot	= 1 [Gb]	= 10 [A]
1 [Gb] Gilbert	= 1 [Oe · cm]	= 1 [Bi]
1 [Gs] Gauss	= 1 [dyn/(Bi · cm)]	
1 [H] Henry	= $10^9$ [erg/Bi <sup>2</sup> ]	= 1 [Vs/A] = 1 [Wb/A]
1 [J] Joule		= 1 [VAs] = 1 [Ws]
1 [Mx] Maxwell	= 1 [dyn · cm/Bi]	
1 [Oe] Oersted	= 1 [Bi/cm]	
1 [T] Tesla		= 1 [Vs/m <sup>2</sup> ] = 1 [Wb/m <sup>2</sup> ]
1 [V] Volt		= 1 [W/A]
1 [Wb] Weber		= 1 [Vs]
1 [W] Watt		= 1 [VA]

\* vákuumban  $B_0 = 10^4 H'$ 

## IRODALOM

1. *Becker—Döring*: Ferromagnetismus. Springer—Berlin. 1939.
2. Mágneses anyagok specifikációi (KGST kiadvány) 1960.
3. *Pawlek—Reichei*: Fortschritte auf dem Gebiete der magnetischen Werkstoffe und ihrer Anwendung. AEG Mitteilung 1956. XI—XII. p 337—348.
4. ISO/TC 12 Électricité et magnétisme. Grandeurs, unités, symboles, facteurs de conversion et tables de conversion. 1959.
5. *Hallén*: Soma units in the Giorgi system and the C. G. S. system. Trans. Royal Inst. of Technology. Stockholm 1947.
6. *Urbanek*: A villamosságban egyenleteinek írás-módjai és mértékrendszer kérdései. Budapest 1952
7. *Istvánffy*: A Giorgi mértékrendszer. KGST előterjesztés a sz 1959 évi drezdai Szakértői Konferencián.
8. Mágneses anyagok definíciói (KGST kiadvány) 1960.
9. MSZ 4900—55.
10. *Trigg*: Electromagnetic equations in generalized units. Amer. J of Physics. 1959. X. p. 515—516.
11. *Cornelius*: Kurze Zusammenfassung der Elektrizitätslehre. Eine Einführung des rationalisierten Giorgischen Masssystems. Springer—Wien 1951.
12. *Dannöhl*: Entwicklung und Stand der Dauermagnetwerkstoffe. Stahl und Eisen 1953. II. p 65
13. *Pawlek*: Zukunftsaussichten für die Entwicklung magnetischer Werkstoffe. ETZ—A 1959. IX. p. 561—565.
14. *Pawlek*: Magnetische Werkstoffe. Springer—Berlin 1952.

15. *Neumann—Büchner—Reinboth*: Mechanisch weiche Dauermagnetlegierungen aus Fe-Ni-Cu. Metallkunde 1937. p. 173—185.
16. *Fahlenbrach*: Fortschritte auf dem Gebiete der Dauermagnetwerkstoffe. Techn. Mitteilungen Krupp. 1956. I. p. 2—11.
17. *Maynard*: Permanent magnet assemblies. Machine Design. 1957. IV. p. 122.
18. *Arrott*: Design advances from magnetism research in permanent magnets. Electrical Manufacturing 1958. I. p. 91—94.
19. *Dannöhl—Neumann*: Dauermagnetlegierungen aus Co—Cu—Ni. Z. für Metallkunde. 1938. p. 217—231.
20. *Nessbitt—Kellsall*: Vicalloy. Phys. Rev. 1940. p. 230.
21. *Nessbitt*: Vicalloy, a workable permanent magnet alloy. Met. Techn. 1946. p. 1—11.
22. *Zumbusch*: Neuere Entwicklung der Dauermagnete aus Fe-Ni-Al Legierungen mit und ohne Cu-Co-Ti, deren Formgebung und Anwendung. Elektr. u. Maschb. 1942. p. 533. 547.
23. *Zumbusch*: Bericht über die Eigenschaften der technisch wichtigen sinterbare Dauermagnetlegierungen des Systems Fe-Ni-Al mit Ti und Co. Z. für angew. Phys. 1948. p. 45—47.
24. *Hoselitz*: Cause of anisotropy in permanent magnet alloys. Physic 1949. p. 241—243.
25. *Nessbitt*: Mechanism of magnetisation in Alnico 5. Phys. Rev. 1950.
26. *Luteijn-de Voss*: Permanent magnets with  $(BH)_{max}$  values over ten million Gauss Oersted. Philips Res. Rep. 1956. p. 489—490.
27. *Dehler*: Pressmagnete mit verschiedenen Bindemitteln. Stahl und Eisen 1942. p. 983—986.
28. *Howe*: Sintering of Alnico. Iron Age 1940. p. 27—31.
29. *Oliver—Shedden*: Cooling of permanent magnet alloys in a constant magnetic field. Nature. 1938. p. 209.
30. *Nessbitt—Williams*: Shape and crystal anisotropy of Alnico 5. J. of appl. Phys. 1955. p. 1217—1221.
31. *Néel*: Théorie de l'anisotropie de certains aciers a aimants traitées a chaud dans un champ magnétique. C. R. 1947. p. 109—111.
32. *Jacobs—Bean*: An approach to elongated fine-particle magnets. Phys. Rev. 1955. p. 1060—1067.
33. *Martin*: Processing and properties of cobalt-platinum permanent magnet alloys. Boston conference 1956.
34. *Paine—Mendelsohn—Luborsky*: Fine-particle magnets. Electr. Engng. 1957. p. 851—857.
35. *Biefer*: Mikropulvermagnete aus reinem Fe. Techn-Rundschau. 1954. p. 5.
36. *Néel*: Le champ coercitif d'une poudre ferromagnétique cubique de grains anisotropes. C. R. 1947. p. 1550—1551.
37. *Mendelsohn—Luborsky—Paine*: Permanent magnetic properties of elongated single-domain iron particles. J. appl. Phys. p. 1955. 1274.
38. *Stewart*: Influence of additives in the production of high coercivity ultra-fine-powder. J. Metal. 1955. p. 152.
39. *Guillaud*: Les nouveaux matériaux ferromagnétique a haute coercitivité, a haute permeabilité, a faibles pertes. Mémoires de la Soc. Ing. Civils de France. 1951.
40. *Kittel*: Theory of the structure of ferromagnetic domain in films and small particles. Phys. Rev. 1946. p. 965.
41. *Adams—Hubbard—Syeles*: A new permanent magnet from powdered manganese bismuthide. J. of appl. Phys. 1952. p. 1207.
42. *Adams*: Stress corrosion in permanent magnets composed of anisotropic powdered manganese bismuthide. Boston conference 1958.
43. *Adelsköld*: X-Ray studies on magneto-plumbite,  $PbO_6Fe_2O_3$  and other substances resembling Beta-alumina,  $Na_2O \cdot 11Al_2O_3$ . Arkiv for Kemi, Mineralogi o Geologi. 1938. p.
44. *Fahlenbrach*: Oxidische Dauermagnete mit magnetischer Vorzugsrichtung. ETZ-A 1953. p. 388—389.
45. *Ivascu—Tanach*: Magneti permanenti pe baza de ferrita de bariu. Revista Electrotehnica. 1956. p. 417—455.
46. *Went—Rathenau—Gorter—Oosterhout*: Ferroxdure, a class of new permanent magnet materials. Philips Techn. Rev. 1952. I. p. 194—208.
47. *Meiklejohn—Bean*: New magnetic anisotropy. Phys. Rev. 1957. p. 904—913.
48. *Hellbardt—Stäblein*: Zwei Beispiele der Weiterentwicklung von weichmagnetischen Werkstoffen. ETZ-A 1959. p. 570.
49. *Schlüter—StableiF*: Kaltgewalzte Dynamobänder. ETZ-A 1959. p. 576.
50. *Cole*: Grain oriented iron-silicon alloys. Electr. Engng. 1953. p. 411—416.
51. *Bozorth*: Ferromagnetism: Mc-Graw Hill. New York 1957.
52. *Say—Melville*: Magnetic alloys and ferrites. Newness-London. 1954.
53. Armco: Electrical Steel Co katalógusai 1957.
54. *Lihl*: Übergang von Sprödbrech zum Verformungsbruch bei Eisen-Silizium-Legierungen. Radex-Rundschau. 1953. p. 178.
55. *Rusbüldt*: Die Wirbelstromanomalie bei kornorientierten Elektrolechen. ETZ-A 1957. p. 337—342.
56. *Hu—Wiener*: Correlation of energy losses with perfection of crystal orientation and domain structure. J. of appl. Phys. 1959. p. 86—87.
57. *Assmus—Pfeiler*: Widerstandsanomalien einer hochpermeablen Nickel-Eisen-Molibdän Leigerung. Z. Metallkunde. 1951. p. 294—299.
58. *Shes*: Magnetic powders. Electronic Industries. 1945.
59. *Dénes*: Elektrolitikus vaspörök gyártása. Híradástechnikai Konferencia 1955.
60. *Snoek*: Nichtmetallisches magnetisches Material für hohe Frequenzen Philips' Technische Rundschau 1946. p. 353—360.
61. *Went—Gorter*: The magnetic and electrical properties of ferroxcube materials. Philips Techn. Rev. 1952. p. 181.
62. *Plenard*: Considérations sur quelque applications pratiques des ferrites spinelles. Automatisme. 1959. p. 335.
63. *Jonker—Wijn—Braun*: Ferroxplana, hexagonale ferromagnetische Eisenoxidverbindungen für sehr hohe Frequenzen. Philips' Technische Rundschau. 1957. p. 249.
64. *Snoek*: Neuentwicklung von ferromagnetischen Werkstoffen. 1953.
65. *Kornetzki*: Perminvarferrite. ETZ-A 1959. p. 605
66. *Legrand*: Dielectric properties of, and conductivity in ferrites. Proceeding of the IRE 1956. p. 1294.
67. *Bloembergen*: Magnetic resonance in ferrites. Proceeding of the IRE 1956. p. 1259.
68. *Brown—Cole—Honeyman*: Some applications of ferrites to microwave switches, phasers, and isolators. Proceeding of the IRE 1959. p. 722.
69. *Bertaut—Pauthenet*: Crystalline structure and magnetic properties of ferrite having in general formula  $5Fe_2O_3 \cdot 3M_2O_3$ . Proceeding of the IEE. 1957. p. 261.
70. *Eckert—Weides—Wallenfang*: Gütebeurteilung von Rechteckferriten für elektronische Rechenmaschinen. Elektronische Rundschau. 1955. p. 371.
71. *Smith*: Thin magnetic films for digital computer memories. Electronisc 1959. p. 42.
72. *Guillaud*: The properties of magnese-zinc ferrites and the physical processes governing them. Proceeding of the IEE. 1957. p. 165.
73. *Smif—Wijn*: Ferrites. Philips Technical Library. 1959.
74. *Osborn*: Proceedings of the fourth conference on magnetism and magnetic materials. Philadelphia conference 1959.



# Generátor és fogyasztó illesztése veszteséges elemeket tartalmazó négy-pólusokkal

GYÓRY TIBOR  
Posta Kísérleti Intézet

II. rész\*

A négy-pólusokat karakterisztikáik jellemzik, és helyettesítő kapcsolásokkal ábrázolhatók. A négy-pólusokat három mennyiség határozza meg: a be- és kimenő hullámimpedancia, továbbá a hullám-átviteli mérték. Adott belső impedanciájú generátor és fogyasztó illesztése négy-pólusokkal reflexiómentesen, legnagyobb valódi és legnagyobb látzólagos teljesítmény átvitelére történhet. A hullámimpedanciától eltérő lezárás reflexiófeszültség-forrásnak fogható fel, melynek belső impedanciája a négy-pólus hullámimpedanciájával egyenlő. A reflexiómentesség és egyidejűleg a legnagyobb valódi teljesítmény átvitelének az a feltétele, hogy a hullámimpedancia ohmos legyen. L-tagok hullámimpedanciája csak akkor ohmos, ha vagy tiszta ohmos ellenállásokból, vagy veszteségmentes reaktanciákból van felépítve. T- és Π-tagok ágai-ban levő impedanciákat a négy-pólust jellemző mennyiségek meghatározzák. A szimmetrikus felépítésű kereszttaggal történő illesztés különleges esete a Boucherot-kapcsolás. Induktív, illetve kapacitív csatolt soros és párhuzamos táplálású veszteséges elemeket tartalmazó rezgőkörök esetén a kapcsolat jellege meghatározza a hullámforgatást. A hullámcsillapítás megszabja a körök veszteségi ellenállásainak megengedett értékét.

Az I. részben az illesztéssel kapcsolatos fogalmak ismeretése után a L-, T- és Π-tagokkal történő illesztéssel foglalkoztunk. Adott frekvencián L-tagokkal történő illesztés esetén a be- és kimeneti hullámellenállások egyértelműen meghatározzák az ágakban levő elemek értékeit, melyeknek vagy tisztán ohmosoknak, vagy tisztán reaktánsoknak kell lenniük. T- és Π-tagokkal történő illesztés esetén a hullámellenállások, a hullámcsillapítás és a hullámforgatás ismeretében az ágakban levő impedanciák kiszámíthatók.

## 6. Illesztés szimmetrikus kereszttaggal

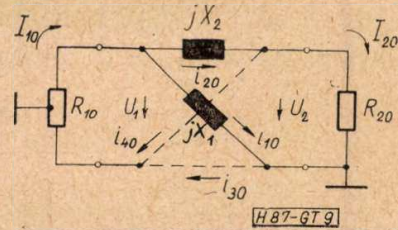
A hídkapcsolású tagokat elsősorban szűrőkben és kiegyenlítőkből alkalmazzák, ezért e helyen velük részletesen nem foglalkozunk. A szimmetrikus felépítésű kereszttag adott frekvencián felhasználható földszimmetrikus és földaszimmetrikus ohmos rendszerek illesztésére, ha az ágakban levő elemek veszteségmentesek. Ezt az ún. Boucherot-kapcsolást a 9. ábrán tüntettük fel.

A levezetés mellőzésével a hídágakban levő reaktanciák:

$$X_1 = \sqrt{R_{10} R_{20}} \quad X_2 = -\sqrt{R_{10} R_{20}} \quad (40)$$

Az ábrán bejelölt áramok és feszültségek  $U_1$ -gyel kifejezve:

$$i_{10} = -j \frac{U_1}{2} \frac{1}{\sqrt{R_{10} R_{20}}} \quad (41a)$$



9. ábra. Szimmetrikus kereszttag földszimmetrikus és földaszimmetrikus rendszerek illesztésére

$$i_{20} = \frac{U_1}{R_{10}} \left( 1 + j \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}}} \right) \quad (41b)$$

$$i_{30} = j \frac{U_1}{2} \frac{1}{\sqrt{R_{10} R_{20}}} \quad (41c)$$

$$i_{40} = \frac{U_1}{R_{10}} \left( 1 - j \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}}} \right) \quad (41d)$$

$$I_{10} = \frac{U_1}{R_{10}} \quad I_{20} = j \frac{U_1}{\sqrt{R_{10} R_{20}}} \quad (41e)$$

$$U_2 = j U_1 \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}}} \quad (41f)$$

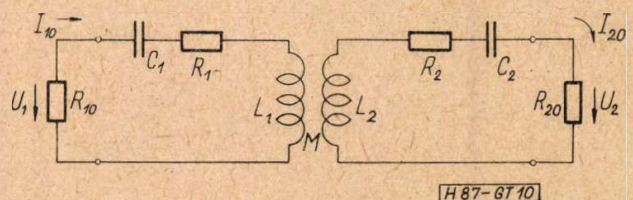
A hullámátviteli tényező, a hullámcsillapítás és a hullámforgatás az előző számban közölt (7) – (10) képletek alapján:

$$\Gamma_0 = -j \quad a_0 = 0 \quad b_0 = -\frac{\pi}{2} \quad (42)$$

## 7. Illesztés induktív csatolású soros rezgőkörökkel

A 10. ábrán induktív csatolású rezgőköröket tüntettünk fel, melyeknél a kapcsolatot lezáró (illesztő) ellenállások a rezgőkörökhöz sorosan kapcsolódnak, más szóval a bemenőkör soros táplálású, úgyszintén a kimenőkör soros terhelésű.

A primer kör  $R_{10}$  belső ellenállású generátorhoz kapcsolódik és  $R_1, L_1, C_1$  elemekből áll; a szekunder körben levő elemek  $R_2, L_2, C_2$ ; a kölcsönös induktivitás  $M$ . Kérdés: hogyan kell megválasztanunk ezen elemek értékeit



10. ábra. Induktív csatolású veszteséges soros rezgőkörök

\*Az I. rész XI. évf. 5. számban jelent meg. Ennek 2. táblázatában (192. oldal), az oszlopok fejrészén, az ábrák felcserélendők.

ahhoz, hogy adott  $\omega_0$  körfrekvencián a csatolt körök az  $R_{10}$  belső ellenállású generátort és  $R_{20}$  ellenállású fogyasztót illesszék.

$$R_{10} = R_1 + j\omega_0 L_1 - j\frac{1}{\omega_0 C_1} + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_2 + j\omega_0 L_2 - j\frac{1}{\omega_0 C_2} + R_{20}} \quad (43)$$

most ugyanis  $Z_{12} = j\omega_0 M$ .

A (43) képletben az 1 és 2 indexek felcse-

$$R_{20} = R_2 + j\omega_0 L_2 - j\frac{1}{\omega_0 C_2} + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_1 + j\omega_0 L_1 - j\frac{1}{\omega_0 C_1} + R_{10}} \quad (44)$$

A valós és képzetes részeket különválasztva a (43) és (44) egyenletekből az alábbi összefüggések adódnak:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_{10}}{R_{20}} \quad (45)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (46)$$

$$\omega_0 M = \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}} (R_{20}^2 - R_2^2)} \quad (47)$$

A (45) — (47) alatti képletek szerint a primer és szekunder kört az illesztési frekvenciára le kell hangolni, a körökben levő veszteségi ellenállások viszonyának a hullámellenállások viszonyával kell egyenlőnek lennie, míg a kölcsönös induktivitás a hullámellenállásoktól, az illesztési frekvenciától és a szekunder kör veszteségi ellenállásától függ. Adott  $R_{10}$ ,  $R_{20}$  és  $\omega_0$  mellett három mennyiség (célszerűen  $R_2$ ,  $L_2$  és  $L_1$ ) szabadon felvehető. A csatolt körök egyéb elemei az alábbi képletekkel határozhatók meg:

$$R_1 = R_2 \frac{R_{10}}{R_{20}} \quad M = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}} (R_{20}^2 - R_2^2)} \quad (48a)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} \quad C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} \quad (48b)$$

A 10. ábrán bejelölt áramok  $U_1$ -gyel kifejezve:

$$I_{10} = \frac{U_1}{R_{10}} \quad I_{20} = j U_1 \sqrt{\frac{R_{20} - R_2}{R_{10} R_{20} (R_{20} + R_2)}} \quad (49)$$

$$\frac{I_2}{I_{20}} = \frac{2\gamma}{1 + \text{th } a_0} \cdot \frac{1}{1 - Q_{10} Q_{20} \left(\gamma - \frac{1}{\gamma}\right)^2 + \gamma^2 e^{-2a_0} + j(Q_{10} + Q_{20}) \left(\gamma - \frac{1}{\gamma}\right)} \quad (53)$$

$$\gamma = \frac{\omega}{\omega_0} \quad Q_{10} = \frac{\omega_0 L_1}{R_{10} (1 + \text{th } a_0)}$$

$$Q_{20} = \frac{\omega_0 L_2}{R_{20} (1 + \text{th } a_0)} \quad (54)$$

A bemenő impedanciának a szekunder kör  $R_{20}$ -val lezárt állapotában az (5) képlet alapján  $R_{10}$ -val kell egyenlőnek lennie:

relésével a bemenetén  $R_{10}$ -val lezárt négy-pólus kimenő ellenállását kapjuk:

A (7) — (8) képlet alapján a hullámátviteli tényező, a hullámcsillapítás és a hullámforgatás:

$$\Gamma_0 = -j \sqrt{\frac{R_{20} + R_2}{R_{20} - R_2}} \quad a_0 = \ln \sqrt{\frac{R_{20} + R_2}{R_{20} - R_2}} \quad b_0 = -\frac{\pi}{2} \quad (50)$$

A hullámcsillapítást adottnak tételezve fel, a primer és szekunder körben megengedett veszteségi ellenállások, valamint a magreaktancia:

$$R_1 = R_{10} \text{th } a_0 \quad R_2 = R_{20} \text{th } a_0 \quad \omega_0 M = \frac{\sqrt{R_{10} R_{20}}}{\text{ch } a_0} \quad (51)$$

Ha a hullámcsillapítás 0 (azaz a körök veszteségmentesek),  $\omega_0 M = \sqrt{R_{10} R_{20}}$ , ami az optimális csatolás ismert képlete.

A szekunder oldalt lezáró  $R_{20}$  ellenálláson fellépő feszültség:

$$U_2 = j \frac{U_1}{e^{a_0}} \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}}} \quad (52)$$

A kimenő feszültség a bemenő feszültséghez képest fázisban  $90^\circ$ -kal siet.

A (48b) és (51) alatti képletek segítségével a méretezés elvégezhető tetszés szerinti  $a_0$ ,  $L_1$  és  $L_2$  esetre. Ez utóbbi mennyiségek további feltételekből nyerhetők. Ilyenek: a primer vagy szekunder sáv szélesség, a sávon belül megengedett fázisforgatás vagy ezek kombinációi. Példaképpen felírjuk a lezáró ellenálláson folyó viszonylagos áramerősséget, ha a csatolt köröket  $R_{10}$  belső ellenállású generátorról tápláljuk:

Az (53) képletben alkalmazott jelölések:

$I_2$  az  $\omega$  körfrekvencián folyó áramerősség,  
 $I_{20}$  az  $\omega_0$  illesztési körfrekvencián folyó áramerősség.

Az (53) képletből kifejezhető az áramerősség viszonylagos abszolút értéke:  $\left| \frac{I_2}{I_{20}} \right|$  és az áram-

erősség viszonylagos fázisa:  $\arccos \frac{I_2}{I_{20}}$ . A sáv-  
szélességet a  $\gamma_1$  és  $\gamma_2$  viszonylagos frekvenciák  
határozzák meg. Mindegyikhez tartozik egy-  
egy  $\left| \frac{I_2}{I_{20}} \right|$  és  $\arccos \frac{I_2}{I_{20}}$ , ami összesen négy egyen-  
letet jelent. Az  $a_0$ ,  $Q_{10}$  és  $Q_{20}$  ismeretlenek  
meghatározásához a négy egyenlet közül három  
egyenlet elégséges, így a számításhoz szükséges  
feltételek négyféle képpen (a négy egyenlet-  
ből alkotható harmadosztályú kombinációk  
száma) adhatók meg. A számítás bonyolult  
képletekhez vezet, ezért a gyakorlat szempont-  
jából célravezetőbb, ha a próbálgatással fel-  
vett  $a_0$ ,  $L_1$  és  $L_2$  (azaz  $a_0$ ,  $Q_{10}$  és  $Q_{20}$ ) értékeket  
helyettesítjük az (53) képletbe és így ellen-  
őrizzük a sávátvitelt. A viszonylagos áramerős-  
ség-függvény vizsgálata azonban cikkünk kere-  
tét meghaladja.

A sávátvitelre vonatkozó megfontolásokat a  
később ismertetendő kapcsolásokra hasonló-  
képpen el lehet végezni. A képletek bonyolult  
volta, továbbá amiatt, hogy az illesztést csak  
egyetlen frekvenciára lehet megvalósítani (te-  
hát témánkkal közvetlenül nem függ össze),  
az ismertetéstől eltekintünk. A később ism-  
ertetendő kapcsolásoknál — ugyanúgy, mint a  
soros köröknél — három mennyiség szabadon  
választható. Numerikus számításoknál külön-

$$G_{10} = G_1 + j\omega_0 C_1 + \frac{1}{j\omega_0 L_1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{j\omega_0 L_2 + \frac{1}{G_{20} + G_2 + j\omega_0 C_2}}} \quad (55)$$

legyen. Hasonlóképpen írható fel — az 1 és 2  
indexek felcserélésével — a kimeneti  $G_{20}$  hull-  
lámvezetés.

Ha  $G_{10}$  és  $G_{20}$  képleteiben a valós és képze-  
tes részeket különválasztva az egyenletrend-  
szert megoldjuk, az alábbi összefüggéseket  
nyerjük:

$$\frac{G_1}{G_2} = \frac{G_{10}}{G_{20}} \quad (56)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(1-k^2)L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{(1-k^2)L_2 C_2}} \quad (57)$$

$$\omega_0 M = \frac{k^2}{1-k^2} \sqrt{\frac{G_{20}}{G_{10}(G_{20}^2 - G_2^2)}} \quad (58)$$

ahol  $k = M/\sqrt{L_1 L_2}$  a csatolási tényező.

$$I_{L1} = U_1 \frac{G_{10}}{G_{20}} [G_{20} - G_2] \left[ 1 - j \frac{1-k^2}{k^2} \omega_0 L_2 (G_{20} + G_2) \right] \quad (59c)$$

$$I_{L2} = U_1 \sqrt{\frac{G_{10}}{G_{20}} (G_{20}^2 - G_2^2)} \left[ \frac{1}{(G_{20} + G_2)(1-k^2)\omega_0 L_2} - j \right] \quad (59d)$$

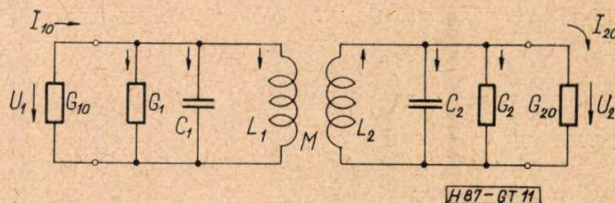
$$I_{C2} = U_1 \frac{1}{(1-k^2)\omega_0 L_2} \sqrt{\frac{G_{10}(G_{20} - G_2)}{G_{20}(G_{20} + G_2)}} \quad (59e)$$

$$I_{G2} = -j U_1 G_2 \sqrt{\frac{G_{10}(G_{20} - G_2)}{G_{20}(G_{20} + G_2)}} \quad (59f)$$

böző értékeket felvéve, approximative próbál-  
gatással határozhatók meg azon értékek, melyek  
mellett a kívánt sávátvitel biztosítható. Célsze-  
rűségi okokból a szekunder kör veszteségét  
(vagy a vele összefüggésben levő hullámcsilla-  
pítást), a szekunder kör önindukcióját és a csa-  
tolási tényezőt vesszük fel adott hullámellen-  
állások és illesztési frekvencia esetén.

8. Illesztés induktív csatolású párhuzamos rezgő-  
körökkel

A 11. ábrán induktív csatolású párhuzamos  
táplálású és párhuzamos terhelésű rezgőkörö-  
ket tüntettünk fel. A jelölések értelemszerűen  
azonosak a 10. ábra jelöléseivel, azon külön-  
séggel, hogy most a körök veszteségeit a  $G_1$   
és  $G_2$  átvezetésekkel jellemeztük.



11. ábra. Induktív csatolású párhuzamos vesztesé-  
ges rezgőkörök

Tekintve, hogy  $G_{10} = 1/R_{10}$  és  $G_{20} = 1/R_{20}$ ,  
az illesztés feltétele az, hogy a bemeneten mutat-  
kozó hullámvezetés:

Az (56) — (58) képletek szerint adott  $\omega_0$ ,  
 $G_{10}$  és  $G_{20}$  esetén — a soros körökhöz hason-  
lóan — három mennyiség választható szaba-  
don (célszerűen  $G_2$ ,  $L_2$  és  $k$ ) az illesztés bizto-  
sítására. A kapcsolásban feltüntetett többi elem  
az (56) — (58) képletekből meghatározható.

A körök  $G_1$ ,  $C_1$ ,  $L_1$  stb. elemein az illesztési  
frekvencián folyó áramokat rendre  $I_{G1}$ ,  $I_{C1}$ ,  $I_{L1}$   
stb.-vel jelölve, a 11. ábrán bejelölt áramok  
 $I_{G1}$ -gyel és a felvett  $G_2$ ,  $L_2$  és  $k$  mennyiségek-  
kel kifejezhetők:

$$I_{10} = U_1 G_{10} \quad I_{G1} = U_1 G_2 \frac{G_{10}}{G_{20}} \quad (59a)$$

$$I_{C1} = j U_1 \frac{1-k^2}{k^2} \frac{G_{10}}{G_{20}} (G_{20}^2 - G_2^2) \omega_0 L_2 \quad (59b)$$

$$I_{20} = -j U_1 \sqrt{G_{10} G_{20} \frac{G_{20} - G_2}{G_{20} + G_2}} \quad (59g)$$

A veszteségi levezetések megszabják a hullámcsillapítást:

$$G_1 = G_{10} \operatorname{th} a_0 \quad G_2 = G_{20} \operatorname{th} a_0 \quad (60)$$

A  $G_{20}$  lezáró hullámvezetésen létrejövő feszültségesés:

$$U_2 = -j \frac{U_1}{e^{a_0}} \sqrt{\frac{G_{10}}{G_{20}}} \quad (61)$$

A kimenő feszültség a bemenő feszültséghez képest fázisban  $90^\circ$ -kal késik. A hullámátviteli jellemzők a (7) és (8) képletek alapján:

$$\Gamma_0 = j \sqrt{\frac{G_{20} + G_2}{G_{20} - G_2}} \quad a_0 = \ln \sqrt{\frac{G_{20} + G_2}{G_{20} - G_2}} \quad (62)$$

$$b_0 = \frac{\pi}{2}$$

$$G_{10} = G_1 + j \omega_0 C_1 + \frac{1}{j \omega_0 L_1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{20} + R_2 + j \left( \omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C_2} \right)}} \quad (63a)$$

A kimeneti hullámellenállás:

$$R_{20} = R_2 + j \left( \omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C_2} \right) + \frac{\omega_0^2 M^2}{j \omega_0 L_1 + \frac{1}{G_{10} + G_1 + j \omega_0 C_1}} \quad (63b)$$

A valós és képzetes részek szétválasztásával a megoldás:

$$\frac{G_1}{R_2} = \frac{G_{10}}{R_{20}} \quad (64)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - k^2) L_2 C_2}} \quad (65)$$

$$M = k^2 L_2 \sqrt{\frac{R_{20}}{G_{10} (R_{20}^2 - R_2^2)}} \quad (66)$$

ahol  $k = M/\sqrt{L_1 L_2}$  a csatolási tényező.

Adott  $\omega_0$ ,  $G_{10}$  és  $R_{20}$  esetén három mennyiség itt is szabadon választható. Célszerűségi okokból  $R_2$ -t,  $L_2$ -t és  $k$ -t felvéve a fenti képletek a rezgőköri elemek meghatározására közvetlenül alkalmazhatók.

Az illesztési frekvencián a csatoltköri elemeken, továbbá a be- és kimeneten folyó áramok az ismert jelölésekkel:

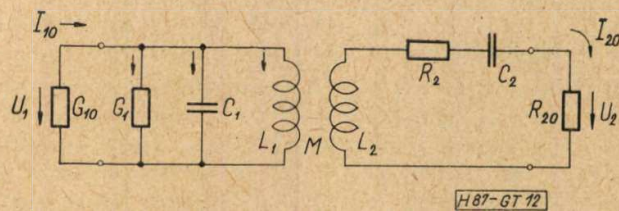
$$I_{10} = U_1 G_{10} \quad I_{G1} = U_1 G_{10} \frac{R_2}{R_{20}} \quad (67a)$$

$$I_{C1} = j \frac{U_1}{k^2 \omega_0 L_2} (R_{20}^2 - R_2^2) \frac{G_{10}}{R_{20}} \quad (67b)$$

$$I_{L1} = U_1 \frac{G_{10}}{R_{20}} (R_{20} - R_2) \left( 1 - j \frac{R_{20} + R_2}{\omega_0 L_2 k^2} \right) \quad (67c)$$

### 9. Illesztés induktív csatolású párhuzamos táplálású és soros terhelésű rezgőkörökkel

A 12. ábrán alkalmazott jelölések az előző kapcsolásokban szereplő jelölésekkel értelem-szerűen egyezők. A primer kör veszteségeit a



12. ábra. Induktív csatolású párhuzamos-soros veszteséges rezgőkörök

$G_1$  levezetés, a szekunder kör veszteségeit a  $R_2$  ellenállás jelképezi.

Az illesztés feltétele a bemenő oldal felől nézve:

$$I_{20} = U_1 \sqrt{\frac{G_{10} (R_{20} - R_2)}{R_{20} (R_{20} + R_2)}} \quad (67d)$$

A hullámátviteli jellemzők:

$$\Gamma_0 = \sqrt{\frac{R_{20} + R_2}{R_{20} - R_2}} \quad a_0 = \ln \sqrt{\frac{R_{20} + R_2}{R_{20} - R_2}} \quad b_0 = 0 \quad (68)$$

A lezáró ellenálláson megjelenő kapocsfeszültség:

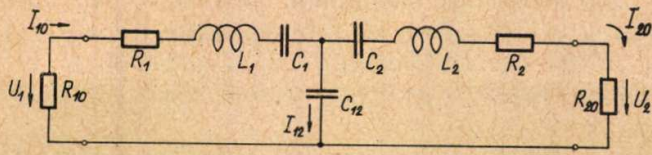
$$U_2 = \frac{U_1}{e^{a_0}} \sqrt{G_{10} R_{20}} \quad (69)$$

A szekunder feszültség tehát a primer feszültséggel fázisban van. A körökben megengedett veszteségek a (64) és (68) képletekből meghatározhatóan a hullámcsillapítással a következő összefüggésben vannak:

$$G_1 = G_{10} \operatorname{th} a_0 \quad R_2 = R_{20} \operatorname{th} a_0 \quad (70)$$

### 10. Illesztés kapacitív áramcsatolású soros táplálású és terhelésű rezgőkörökkel

A 13. ábra kapcsolása a 10. ábrán feltüntetett induktív csatolás kapacitív analogonja. Az illesztés feltétele itt is az, hogy az egyik oldalt hullámellenállásával lezárva a másik oldalon a hullámellenállás jelenjék meg. Az így adódó egyenletrendszer megoldva a következő megoldásokat kapjuk:



H87-6T13

13. ábra. Kapacitív áramcsatolású soros veszteséges rezgőkörök

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_{10}}{R_{20}} \quad (71)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_{12}} \right) = \frac{1}{L_2} \left( \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_{12}} \right) \quad (72)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_{12}} = \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}} (R_{20}^2 - R_2^2)} \quad (73)$$

E képletek szerint a körben levő veszteségi ellenállások viszonyának a hullámenállások viszonyával egyenlőnek kell lennie. Az illesztési frekvenciára történő lehangolás szempontjából a  $C_{12}$  kapacitás a  $C_1$  és  $C_2$  kapacitásokkal sorosan kapcsolódik. Ha a (71) – (73) képleteket a (45) – (47) képletekkel összehasonlítjuk, láthatjuk, hogy

$$\frac{1}{\omega_0 C_{12}} = \omega_0 M \quad (74)$$

és a csatolási tényező:

$$k = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{\sqrt{(C_1 + C_{12})(C_2 + C_{12})}} \quad (75)$$

Ha – az előzőkhöz hasonlóan –  $R_2$ -t,  $L_2$ -t és  $k$ -t felvesszük, a (71) – (73) képletek szerint a méretezés elvégezhető.

Az illesztési frekvencián folyó és a 13. ábrán felvett pozitív irányú áramok:

$$I_{10} = \frac{U_1}{R_{10}}$$

$$I_{12} = U_1 \left[ \frac{1}{R_{10}} + j \sqrt{\frac{R_{20} - R_2}{R_{10} R_{20} (R_{20} + R_2)}} \right]$$

$$I_{20} = -j U_1 \sqrt{\frac{R_{20} - R_2}{R_{10} R_{20} (R_{20} + R_2)}} \quad (76)$$

$$G_{10} = G_1 + j \left( \omega_0 C_1 - \frac{1}{\omega_0 L_1} \right) + \frac{1}{\frac{1}{G_{20} + G_2 + j \left( \omega_0 C_2 - \frac{1}{\omega_0 L_2} \right)} - j \frac{1}{\omega_0 C_{12}}} \quad (80)$$

Az 1 és 2 indexek felcserélésével a kimeneti  $G_{20}$  hullámvezetés írható fel. Ha az egyenlet-rendszert megoldjuk és a kapcsolást összehasonlítjuk a 11. ábra kapcsolásával, az alábbi összefüggéseket nyerjük:

$$\frac{G_1}{G_2} = \frac{G_{10}}{G_{20}} \quad (81)$$

A  $R_{20}$ -val lezárt kimeneten megjelenő kapcsolási feszültség:

$$U_2 = -j U_1 \sqrt{\frac{R_{20} (R_{20} - R_2)}{R_{10} (R_{20} + R_2)}} = -j \frac{U_1}{e^{a_0}} \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}}} \quad (77)$$

A kimenő feszültség a bemenő feszültséghez képest a 13. ábrán felvett pozitív áramirányok esetén  $90^\circ$ -kal késik.

A hullámátviteli jellemzők:

$$\Gamma_0 = j \sqrt{\frac{R_{20} + R_2}{R_{20} - R_2}} \quad a_0 = \ln \sqrt{\frac{R_{20} + R_2}{R_{20} - R_2}}$$

$$b_0 = \frac{\pi}{2} \quad (78)$$

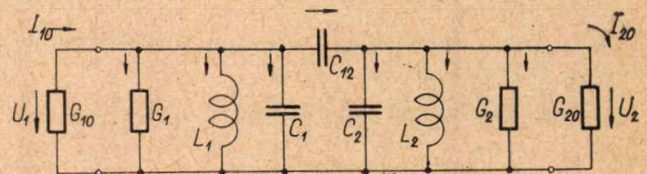
A hullámcillapítás most is megszabja a megengedett veszteségi ellenállásokat és magreaktanciát:

$$R_1 = R_{10} \operatorname{th} a_0 \quad R_2 = R_{20} \operatorname{th} a_0$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_{12}} = \frac{\sqrt{R_{10} R_{20}}}{\operatorname{ch} a_0} \quad (79)$$

11. Illesztés kapacitív feszültségcsatolású párhuzamos rezgőkörökkel

A 14. ábrán feltüntetett kapcsolásban a primer és szekunder körök veszteségeit a  $G_1$



H87-6T14

14. ábra. Kapacitív feszültségcsatolású párhuzamos veszteséges rezgőkörök

és  $G_2$  átvezetésekkel jellemeztük. A  $C_{12}$  csatoló-kondenzátort veszteségmentesnek tételeztük fel. Az illesztés biztosított, ha a kimenetet  $G_{20}$ -val lezárva a bemeneten  $G_{10}$  jelenik meg:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 (C_1 + C_{12})}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 (C_2 + C_{12})}} \quad (82)$$

$$\omega_0 C_{12} = \sqrt{\frac{G_{10}}{G_{20}} (G_{20}^2 - G_2^2)} \quad (83)$$

$$k = \frac{C_{12}}{\sqrt{(C_1 + C_{12})(C_2 + C_{12})}} \quad (84)$$

A 11. és 14. ábra magreaktanciái között a következő összefüggés áll fenn:

$$\omega_0 M = \frac{k^2}{1 - k^2} \cdot \frac{1}{\omega_0 C_{12}} \quad (85)$$

$$I_{C1} = j U_1 \left[ \frac{\omega_0 L_2}{k^2} \cdot \frac{G_{10}}{G_{20}} (G_{20}^2 - G_2^2) - \sqrt{\frac{G_{10}}{G_{20}} (G_{20}^2 - G_2^2)} \right] \quad (86c)$$

$$I_{C12} = U_1 \left[ \frac{G_{10}}{G_{20}} (G_{20} - G_2) + j \sqrt{\frac{G_{10}}{G_{20}} (G_{20}^2 - G_2^2)} \right] \quad (86d)$$

$$I_{C2} = U_1 \left[ \frac{G_{10}}{G_{20}} (G_{20} - G_2) - \frac{1}{\omega_0 L_2} \sqrt{\frac{G_{10}}{G_{20}} (G_{20} - G_2)} \right] \quad (86e)$$

$$I_{L2} = \frac{U_1}{\omega_0 L_2} \sqrt{\frac{G_{10} (G_{20} - G_2)}{G_{20} (G_{20} + G_2)}} \quad (86f)$$

$$I_{G2} = j U_1 G_2 \sqrt{\frac{G_{10} (G_{20} - G_2)}{G_{20} (G_{20} + G_2)}} \quad (86g)$$

$$I_{20} = j U_1 \sqrt{G_{10} G_{20} \frac{G_{20} - G_2}{G_{20} + G_2}} \quad (86h)$$

A  $G_{20}$ -val lezárt kimeneten fellépő kapcsolási feszültség:

$$U_2 = j U_1 \sqrt{\frac{G_{10} (G_{20} - G_2)}{G_{20} (G_{20} + G_2)}} = j \frac{U_1}{e^{\alpha_0}} \sqrt{\frac{G_{10}}{G_{20}}} \quad (87)$$

A kimenő feszültség a bemenő feszültséghez képest 90°-kal siet.

A hullámátviteli jellemzők:

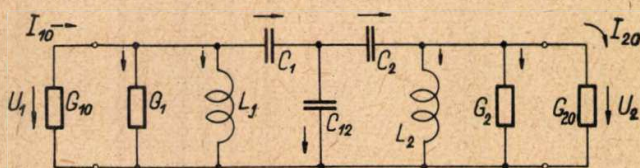
$$\Gamma_0 = -j \sqrt{\frac{G_{20} + G_2}{G_{20} - G_2}}$$

$$a_0 = \ln \sqrt{\frac{G_{20} + G_2}{G_{20} - G_2}} \quad b_0 = -\frac{\pi}{2} \quad (88)$$

A hullámszabályítás és a veszteségek között a (60) képlet szerinti összefüggések állnak fenn.

12. Illesztés kapacitív áramcsatolású párhuzamos táplálású és terhelésű rezgőkörökkel

A 15. ábra kapcsolása a 14. ábrán feltüntetett kapcsolásból a kapacitások  $\Delta/Y$  transzformációjával állítható elő. Ennek elvégzése után a következő illesztési feltételek adódnak:



H87-GT 15

15. ábra. Kapacitív áramcsatolású párhuzamos terhelésű veszteséges rezgőkörök

Az előzőkhöz hasonlóan felvéve  $G_2$ -t,  $L_2$ -t és  $k$ -t, a többi elem meghatározható. Ez esetben az illesztési frekvencián folyó áramok a 14. ábrán felvett pozitív áramirányok mellett:

$$I_{10} = U_1 G_{10} \quad I_{G1} = U_1 G_2 \frac{G_{10}}{G_{20}} \quad (86a)$$

$$I_{L1} = -j U_1 \frac{\omega_0 L_2}{k^2} \cdot \frac{G_{10}}{G_{20}} (G_{20}^2 - G_2^2) \quad (86b)$$

$$\frac{G_1}{G_2} = \frac{G_{10}}{G_{20}} \quad (89)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2 + C_{12}} \right) = \frac{1}{L_2} \left( \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_1 + C_{12}} \right) \quad (90)$$

$$\omega_0 C_{12} = \frac{1 - k^2}{k^2} \sqrt{\frac{G_{10}}{G_{20}} (G_{20}^2 - G_2^2)} \quad (91)$$

$$k = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{\sqrt{(C_1 + C_{12})(C_2 + C_{12})}} \quad (92)$$

$k$  képlete a (75) képlettel természetesen azonos.

Felvéve  $G_2$ ,  $L_2$  és  $k$  értékeket, az illesztési frekvencián folyó áramok a 15. ábrán jelölt pozitív áramirányok felvételével:

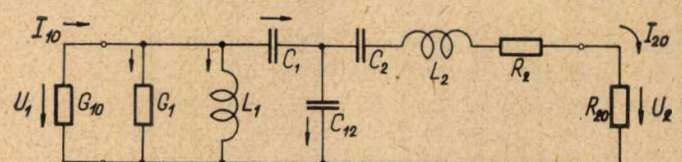
$$I_{10} = U_1 G_{10} \quad I_{G1} = U_1 G_2 \frac{G_{10}}{G_{20}} \quad (93a)$$

$$I_{L1} = -j U_1 \frac{\omega_0 L_2}{k^2} \cdot \frac{G_{10}}{G_{20}} (G_{20}^2 - G_2^2) \quad (93b)$$

$$I_{C1} = U_1 \frac{G_{10}}{G_{20}} [G_{20} - G_2] \left[ 1 + j \frac{\omega_0 L_2}{k^2} (G_{20} + G_2) \right] \quad (93c)$$

$$I_{C2} = U_1 \sqrt{\frac{G_{10} (G_{20} - G_2)}{G_{20} (G_{20} + G_2)}} \left[ \frac{1}{\omega_0 L_2} + j(G_{20} + G_2) \right] \quad (93d)$$

$$I_{C12} = I_{C1} - I_{C2} \quad (93e)$$



H87-GT 16

16. ábra. Kapacitív áramcsatolású párhuzamos táplálású és soros terhelésű veszteséges rezgőkörök

$$I_{L_2} = \frac{U_1}{\omega_0 L_2} \sqrt{\frac{G_{10}(G_{20} - G_2)}{G_{20}(G_{20} + G_2)}} \quad (93f)$$

$$I_{G_2} = j U_1 G_2 \sqrt{\frac{G_{10}(G_{20} - G_2)}{G_{20}(G_{20} + G_2)}} \quad (93g)$$

$$I_{20} = j U_1 \sqrt{G_{10} G_{20} \frac{G_{20} - G_2}{G_{20} + G_2}} \quad (93h)$$

A kimenő feszültség a (87) képlettel, az átviteli jellemzők pedig a (88) képlettel fejezhetők ki.

$$G_{10} = G_1 - j \frac{1}{\omega_0 L_1} + \frac{1}{j \omega_0 C_{12} + \frac{1}{R_{20} + R_2 + j \left( \omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C_2} \right)} - j \frac{1}{\omega_0 C_1}} \quad (94)$$

$$R_{20} = R_2 + j \left( \omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C_2} \right) + \frac{1}{\frac{1}{G_{10} + G_1 - j \frac{1}{\omega_0 L_1}} - j \frac{1}{\omega_0 C_1} + j \omega_0 C_{12}} \quad (95)$$

Ezen egyenletrendszer megoldása a következő:

$$\frac{G_1}{G_{10}} = \frac{R_2}{R_{20}} \quad (96)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_{12}} \right) = \frac{1}{L_2} \left( \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_1 + C_{12}} \right) \quad (97)$$

$$\omega_0 C_{12} = \frac{1 - k^2}{k^2} \cdot \frac{1}{\omega_0 L_2} \sqrt{\frac{G_{10}}{R_{20}} (R_{20}^2 - R_2^2)} \quad (98)$$

$$k = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{\sqrt{(C_1 + C_{12})(C_2 + C_{12})}} \quad (99)$$

$$I_{C_1} = U_1 \frac{G_{10}}{R_{20}} [R_{20} - R_2] \left[ 1 + j \frac{1 - k^2}{k^2} \cdot \frac{1}{\omega_0 L_2} (R_{20} + R_2) \right] \quad (101c)$$

$$I_{20} = U_1 \sqrt{\frac{G_{10} (R_{20} - R_2)}{R_{20} (R_{20} + R_2)}} \quad (101d)$$

$$I_{C_{12}} = I_{C_1} - I_{20} \quad (101e)$$

A lezáró ellenállás mentén fellépő kapcsolófeszültség:

$$U_2 = U_1 \sqrt{G_{10} R_{20} \frac{R_{20} - R_2}{R_{20} + R_2}} = \frac{U_1}{e^{\alpha_0}} \sqrt{G_{10} R_{20}} \quad (102)$$

ami megegyezik a (69) képletben levő értékkel. Hasonlóképpen érvényesek a (68) és (70) alatti képletek is.

#### 14. Befejezés

Az előzőekben összefoglaló képet adtunk a klasszikus rádiótechnikában szokásos illesztések és illesztőkapcsolások főbb típusairól. A közölt

Ugyancsak érvényesek a (60) képlet alatti összefüggések.

#### 13. Illesztés kapacitív áramcsatolású párhuzamos táplálású és soros terhelésű rezgőkörökkel

A 16. ábrán feltüntetett kapcsolás a 12. ábra kapcsolásának felel meg, azzal a különbséggel, hogy itt a csatolást a  $C_{12}$  kondenzátor létesíti. Az alapegyenletek a következők:

A 16. ábra kapcsolása a 12. ábra kapcsolásának analogonja. A (66) és (98) képletekből következik, hogy:

$$\frac{1}{\omega_0 C_{12}} = \frac{\omega_0 M}{1 - k^2} \quad (100)$$

Felvéve  $G_2$ -t,  $L_2$ -t és  $k$ -t, az ábrán jelölt pozitív áramirányok mellett folyó áramok:

$$I_{10} = U_1 G_{10} \quad I_{G_1} = U_1 G_{10} \frac{R_2}{R_{20}} \quad (101a)$$

$$I_{L_1} = -j U_1 \frac{1 - k^2}{k^2} \cdot \frac{1}{\omega_0 L_2} \cdot \frac{G_{10}}{R_{20}} (R_{20}^2 - R_2^2) \quad (101b)$$

képleteket és végeredményeket matematikai és elektrotechnikai alapismeretek birtokában bárki könnyen ellenőrizheti és levezetheti. Az illesztést adott frekvenciára (a vevőfrekvenciára) vonatkoztatva tárgyaltuk. Összefoglalásunk korántsem tekinthető teljesnek: nem vizsgáltuk a sávátviteli kérdéseket, a  $k$  csatolási tényező optimális és kritikus értékeit, valamint az összetett (vegyes) csatolásokat. A nyert eredmények birtokában azonban a lehetőség erre is megvan.

A témát illetően irodalmi anyag bőségesen áll rendelkezésre, ezeknek azonban hiányosságuk az, hogy vagy teljesen idealizált esetekkel foglalkoznak, vagy nem olyan részletesek, hogy közvetlenül megérthetők és méretezésre alkalmasak lennének.

Vizsgálatainknál súlyt fektettünk arra, hogy veszteséges elemeket tartalmazó körök elemei

méretezhető legyenek. A négy-pólusok bemenetén levő kapocsfeszültséget adottnak tételeztük fel és ennek függvényében írtuk fel az egyes elemeken folyó áramokat. A mindig jelenlevő szórt induktivitások és kapacitások zavaró hatását, sajnos, nem lehetett figyelembe venni, ezért ezeknél, a rádiótechnikusok számára alapvető fontosságú kapcsolásoknál is mérésrel kell a nyert eredményeket ellenőrizni.

#### IRODALOM

B. A. Szmirenjin: A rádiótechnika kézikönyve. Nehézipari Könyv- és Folyóiratkiadó Vállalat, Budapest, 1952.

Cauer: Siebschaltungen. VDI-Verlag GMBH, Berlin, 1931.

Feldtkeller: Einführung in die Vierpoltheorie. Hirzel, Leipzig, 1948.

Kammerloher: Hochfrequenztechnik. Winter'sche Verlagshandlung, Füssen, 1949.

Cauer: Theorie der linearen Wechselstromschaltungen. Akademischer Verlag, Berlin, 1954.

Györy: Illesztés Boucherot-kapcsolással. Magyar Híradástechnika, 1957. 4—5. sz.

Györy: Die Anpassung erdsymmetrischer und erdsymmetrischer Systeme mit Boucherot-Brückenschaltung. NTZ, 1958. Heft 5.

Hennyey: Lineáris áramkörök elmélete. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1958.

Lunze: Berechnung elektrischer Stromkreise. VEB Verlag Technik, Berlin, 1959.

## Nyomatott áramkörök konstrukciós alkalmazása

ZAKARIÁS GÁBOR

Beloianisz Híradástechnikai Gyár

*A cikk a korszerű konstrukciós szempontok áttekintése után foglalkozik a nyomtatott áramköri alaplamezek előállításának módszereivel, valamint a nyomtatott áramkörök és a konstrukció közötti összefüggések kérdéseivel, az alapvető tervezési szempontokkal, végül értékelést ad a nyomtatott áramköri konstrukciókról.*

A nyomtatott áramkörök általános ismertetésével, technológiájával és gyártási problémáival a magyar szakirodalomban néhány cikk már foglalkozott. Most a nyomtatott áramkörök konstrukciós alkalmazásával és a közvetlenül ehhez kapcsolódó témakörrel foglalkozunk.

### 1. Újabb konstrukciós szempontok

Az elektronika újszerű területei, valamint a híradástechnikai ipar fejlődése szükségszerűen létrehozta a nyomtatott áramkörös, konstrukciós rendszert, melyben az alábbi, újabb szempontoknak kell érvényesülniük.

#### 1.1 Teljes automatizálhatóság

A sorozatgyártás korszerű technológiája napjainkban már minden területen feltétlenül megköveteli a gépesítést, illetve egyre fokozódó mértékben a teljes automatizálást.

Mióta elektronikus készülékeket nagyiparilag állítanak elő, kísérleteztek a huzalozás szinte egyedi jellegű folyamatának olyan munkaműveletkévé való átalakításán, amely beilleszkedik az egyébként gépesített tömeggyártásba, illetve későbbben a teljesen automatizált gyártást is lehetővé teszi.

Az első teljesen automatizált gyártást az MDE—MPE kerámia moduláris rendszer kialakítása tette lehetővé. A konstrukciójában és automatizálhatóságában egyaránt igen értékes, kisméretű, háromdimenziós felépítésű, nyomtatott megoldás, napjainkban a mikro-modul rendszer kiindulási alapja lett. Nem ezen az úton fejlődött azonban, a ma általában „nyomatott áramkörök” néven közismert technika.

Az alaplamezekre felépített nyomtatott áramkörök technikája jelenleg a legelterjedtebb,

elsősorban azért, mert teljesen automatizálható. Nálunk azonban az automatizálhatóság lehetőségei még távolról sincsenek kihasználva. Az alaplamezek feldolgozását tárgyaló KGMSZ 666.545-ből az alapvető műveletek megismerhetők. Ezeknek automatizálási foka azonban természetesen a tervezett darabszámtól, illetve az ennek megfelelő költségráfordítástól függ. Ezek a tényezők a konstrukció kialakítását nagymértékben befolyásolják.

A fúrás-, illetve lyukasztás művelete, az egyszerű pontonkénti fúrástól, az univerzális sajtólószerszámon keresztül, a vezérelt letapintó pantográfós fúrókészülékig és a lyukkártyás vezérlésű teljesen automata berendezésekig — megfelelő darabszám esetén — fokról-fokra gazdaságosabb.

Hasonlóan széles az alkatrészeket szerelő illetve beültető műveletek automatizálhatóságának skálája is. A fejlettebb technikájú országokban az egyenkénti, kézi szerelést már csak igen kis darabszám esetén alkalmazzák. Használatosabbak az egyes automaták, sőt sorozatokra olyan teljesen automatizált szerelő szalagokat állítanak rá, melyek elektronikus vezérlő berendezésük segítségével az egész folyamatot — mártóforrasztással, ellenőrző mérésekkel együtt — beavatkozás nélkül, igen nagy teljesítménnyel, teljesen automatikusan végzik.

Az automatizálhatóság, illetve a gépesítés követelménye a forrasztásokra is kiterjedt. Konstrukció szempontjából, a viszonylag nagy hőigénybevételre, a forrasztóon-híd képződésre és a forrasztás megbízhatóságára kell figyelemmel lenni. Megfelelő tervezés esetén, kielégítő megoldást nyújt a nálunk is elterjedt mártópontforrasztás, mely jó teljesítménye mellett, még önmegettakarítással is jár.

#### 1.2 Maximális elektromos stabilitás

Elektromos szempontból leglényegesebb a stabilitás.



A frekvenciastabilitásra igényes áramkörök-nél a stabilitással kapcsolatos előnyök a következők:

Azonos konstrukciójú készülékek, illetve egységek huzalozási kapacitása, — a teljesen meg-egyező vezetősávok folytán — gyakorlatilag azonos értékű és ezért a kiegyenlítési munkák a minimumra csökkenthetők.

A szomszédos vezetősávok közötti kapacitás, közbeiktatott földvezetékekkel, megfelelő adottságok mellett igen kis értéken tartható. Különböző méretű és elhelyezését vezető-sávok huzalozási kapacitásának értéke az 1. ábra *a*, *b*, *c* és *d* diagramjairól olvasható le (az *a* diagramon az azonos szélességű vezetősávok kapacitásának a berajzolt értékek, *b*. különböző szélességű sávoknál pedig ennél 15–20 %-kal nagyobb kapacitások felelnek meg.)

A készülékek üzemeltetése közben, a vezető-sávok rögzített helyzete folytán — ebből a szempontból — a frekvenciastabilitás a későbbiekben is biztosítva van. Ezzel szemben a hagyományos konstrukciójú készülékeknél a huzalozás elmozdulása is gyakran eredményezett frekvencia eltolódást.

1.3 Fokozott mechanikai szilárdság

A nyomtatott áramkörű készülékek igen jó mechanikai szilárdsága az ütő —, és rázó-szilárdsági vizsgálatoknál mutathatók ki leg-jobban. Az ilyen irányú jótulajdonságok különösen a feladatuknál fogva mozgatásnak kitett készülékeknél fontosak.

1.4 Tranzisztorizálás és miniaturizálás

Az elektronikus berendezéseknél, a félvezetők és nyomtatott áramkörök együttes alkalmazása biztosítja a miniaturizálás legkedvezőbb lehetőségeit. Megfelelő konstrukciós felépítés esetén a berendezés, a súly- és térfogatcsökkentés ellenére, minden követelménynek megfelel. Erre a legújabb és legszembetűnőbb példát a nyomtatott szubminiatűr mikromodul rendszer szolgáltatja.

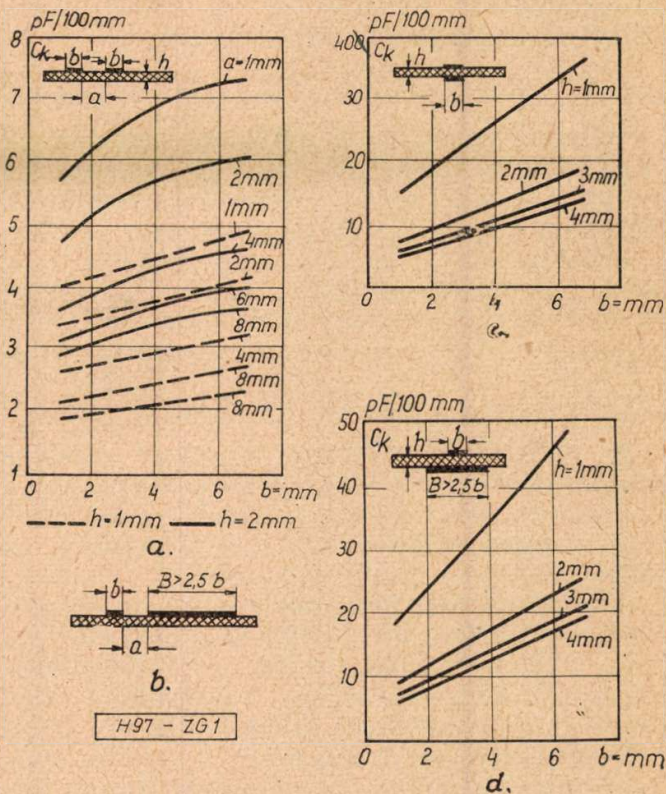
2. A nyomtatott alaplemez előállítási módszerei

A gyakorlatban is elterjedt, fontosabb eljárások, a konstrukciós alkalmazás szempontjából értékelve, a következők:

2.1 Fóliamarató-eljárás

Elektrolitikus rézzel foliozott szigetelő lemezről a rányomtatott vezetékminiatúrnak megfelelően a felesleges rézet lemaratják, majd a lapot neutralizálják. A legelterjedtebb eljárás, hazai viszonylatban is ezt alkalmazzák.

Szigetelő anyaga, nyomdatechnikai módszere, a feladatnak megfelelőbben választható ki. Viszonylag egyszerű technológiája, igen finom miniatúratú nyomtatott alkatrészek előállítására is igen alkalmas. Gyártási költsége, kis darabszám esetén is, viszonylag alacsony. Általában a leg-univerzálisabban alkalmazható.



1. ábra

Hátránya a „nedves” technológia, ami azonban kis vízfelvételű szigetelőlemezzel ellensúlyozható.

2.2 Galvanikus technika

Réznek különböző módszerekkel, elektroli-tikus fürdőben, galvanikus úton való lecsapása a vezetékminiatúrnak megfelelően.

Az alaplemezek mindhárom dimenzióban fémezhetők. Többletmunka nélkül mindkét oldal foliozható.

Hátránya, hogy a felszerszámozás igen költséges, és az eljárás meglehetősen bonyolult.

2.2 Kerámiai eljárás

A szükséges vezetőréteget megfelelően kialakított kerámia lapokra égetik rá.

Magasabb hőmérsékletű további technológia alkalmazható.

Hátrányaként kell megemlíteni alapanyagá-nak megmunkálási nehézségeit, illetve törés-érzékenységét és költséges előállítását.

2.4 Sajtoló- és szórás módszer

Ezek kevésbé elterjedt eljárások. Előnyük, hogy száraz munkafolyamatuk folytán még rövididejű nedvességérzékeny szigetelőlemezek is alkalmazhatók.

Előállítási eljárásuk, illetve felszerszámozásuk költséges. Tömeggyártásra kevésbé alkalmasak.

3. A konstrukció és a nyomtatott áramkör összefüggései

Minden új technikai irányzat az új meg-oldásokra legjobban alkalmas konstrukció ki-alakítását teszi szükségessé. Ennek megfelelően

a nyomtatott technika is új konstrukciós alapelvek kialakítását eredményezte.

### 3.1 Nyomatott áramkör és nyomtatott huzalozás

Annak ellenére, hogy általában nyomtatott áramkörökről beszélünk, jelenleg nyomtatott technikánk nagy részét még csak a nyomtatott huzalozás képezi. Nyomatott áramkör ugyanis a KGMSz 630.511 meghatározása szerint csak az a nyomtatott huzalozás, amelyen a vezetősávokon kívül egy, vagy több alkatrész is van nyomtatva (pl. ellenállás, kondenzátor stb.).

### 3.2 Az alaplemez tervezési szempontjai

A nyomtatásra kerülő alaplemez vezeték-mintázatának tervezésénél igen körültekintően kell eljárni, mert sorozatgyártásba adása után már minden változásnak igen bonyolult és költséges következményei vannak.

A konstrukciós munkának az erősen melegedő, illetve hőérzékeny alkatrészek megfelelő elhelyezéséből kell kiindulnia. Ezután a kritikus vezetősávok (pl. nagyfrekvenciás-, zajfelvétellel érzékeny- és rácsvezetékek) rövid és célszerű útját kell meghatározni. A kapacitív csatolásra érzékeny vezetősávoktól is megfelelő távolságot kell biztosítani és amennyiben szükséges, azokat kétoldalukon földvezetékekkel, vagy földpotenciálú nagyobb fóliafelületekkel kell árnyékolni. A vezetősávok kialakításakor a csatlakozó- és mérőpontokat az alaplemez szélére célszerű kihozni. Az egész kapcsolás elrendezésénél egyébként helyes a jelátvitel sorrendjét megtartani.

Fenti szempontokon túlmenően, magukat a vezetősávokat áramerősségre is méretezni kell. Tekintettel arra, hogy a körátmérőjű huzalokkal szemben a terhelhetőség lényegesen kedvezőbb, a híradástechnikai áramkörökben ez a probléma csak egyes esetekben lehet kritikus. Szabványos fóliavastagságok 35 és 70  $\mu$ . A vezetősávok szélessége az áramterhelhetőség függvényében a 2. ábra szerint alakul.

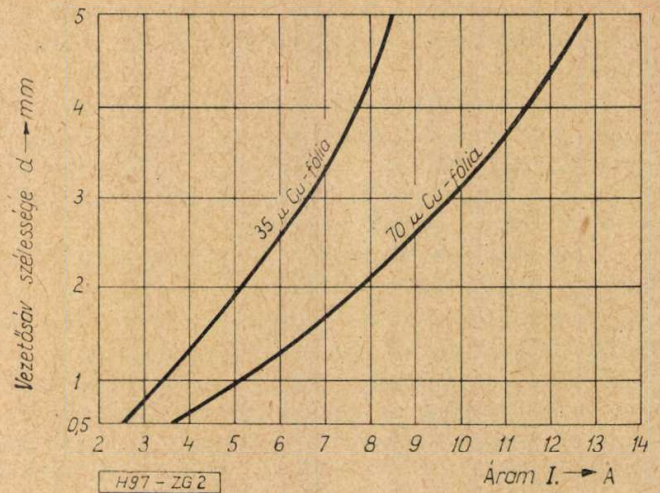
### 3.3 A nyomtatott huzalozás alapvető szabályai

Igen lényeges az aprácsozat jelenleg 2,5 mm-es osztásának feltétlen betartása. Ezt a fix kivezetésű alkatrészek fejlesztési iránya és az univerzális sajtólószerszám alkalmazása, valamint az exportra menő készülékek további zavartalan alkatrészpótlása is indokolja.

A nyomtatott huzalozások és áramkörök általános előírásaira vonatkozóan egyébként a KGMSz 630.511-re utalunk, ahol a főméretekre, kivitelre és közvetve az anyagminőségre találhatunk adatokat.

### 3.4 Nyomatott alkatrészek

Azokat az áramköri elemeket, amelyeket az alaplemezzel együtt, lehetőleg ugyanazon technológiai folyamattal gyártanak, nyomtatott alkatrészeknek nevezzük. Legtöbb elektromos alkatrész, beleértve a tranzisztorokat is — jöllehet meglehetősen szűk értékhatárok között



2. ábra

— ma már általában nyomtatható. Gyakorlati alkalmazásuk azonban még egyáltalán nem általános.

Elektronikus áramkörökben szénalapú, önálló alkalmazásokhoz pedig (pl. nyúlásmérő) fémötvözet alapú nyomtatott ellenállások a legalkalmasabbak. Előállításuk szitanyomással, vagy szelektív maratással történik. Az előbbi eljárásnak kézi-, illetve gépi nyomtatással elérhető tűrései az 1. táblázat szerint alakulnak. Az utóbbi módszernél a háromrétegű (szigetelő-, ellenállás- és vezetőrétegű) lapon, a szelektív maratás után, az ellenállás fóliacsíkok a rajtuk elhelyezett vezetősávok miatt elektromosan hatástalanok, míg a megfelelő helyeken fedetlenek és itt az ellenállás szerepét töltik be.

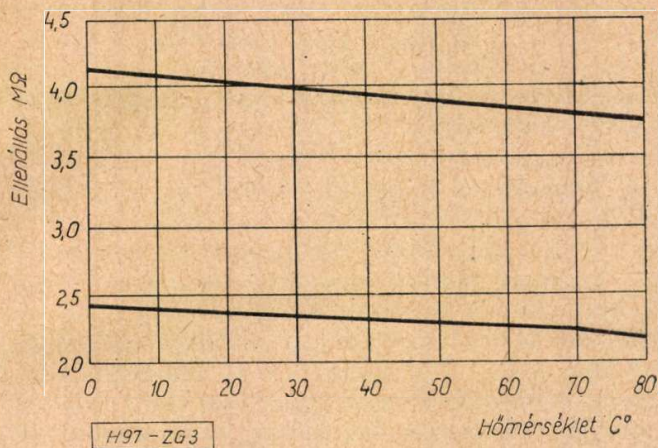
A nyomtatott ellenállások hőmérsékletfüggése 3. ábra diagramjáról olvasható le. Kiegyenlítési módszereit pedig a 4. ábra szemlélteti.

Nyomatott tekercesek az alaplemez előállítási eljárásával — legjobban fóliamaratással — egyidőben állíthatók elő. Formája spirál, vagy ennek négyzet alakú változata. Induktívitásértékét geometriai mérete, vagyis férőhelye korlátozza. Így általában csak 0,1 és 10  $\mu$ H közötti értékek érhetők el. A vezetők szélessége kb. 0,25 mm kell legyen, hogy jóságai értékük 50—150 között maradjon. Számított és mért

1. táblázat

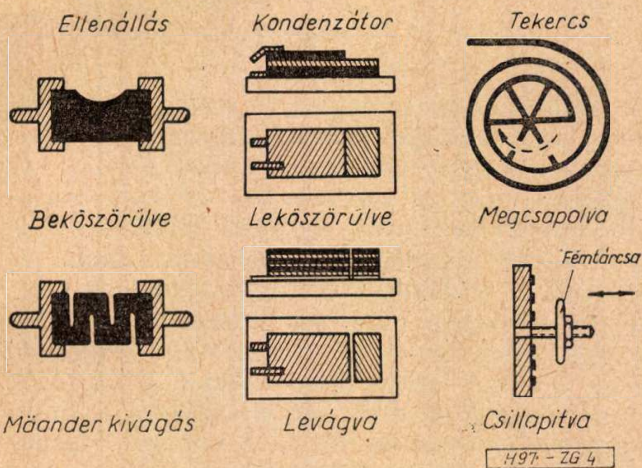
Ellenállás érték K Ohm	Réteg szám	Az előállított ellenállások százalékos megoszlása			
		10% tűréssel		20% tűréssel	
		K	M	K	M
10	1	61	72	75	87
4,5	2	72	81	89	93
3	3	75	85	90	96
2000	1	51	64	72	83
850	2	70	77	81	88
580	3	70	79	84	91

K = kézi másolónyomás, M = mechanikai másolónyomás

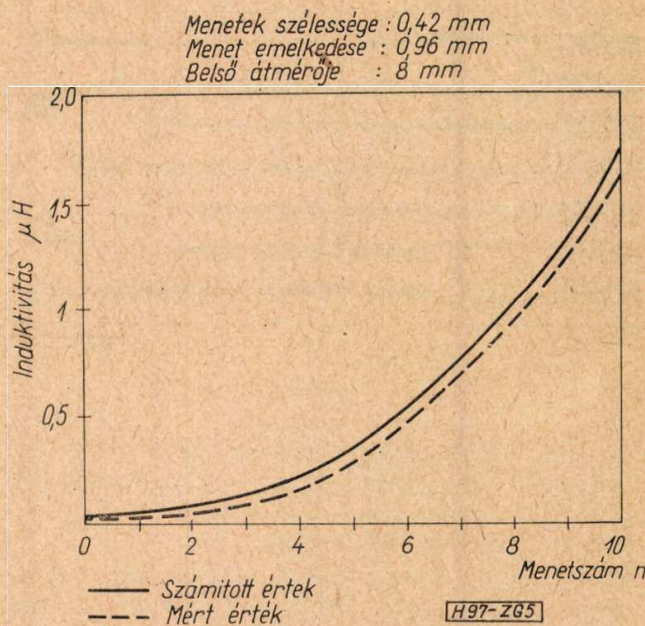


3. ábra

értéke közötti viszonyt a 5. ábra diagramja érzékelteti. Utólagos változtatási lehetőségei: a menetek megcsapolása, rövidzárása, csillapítótárcsák alkalmazása, esetleg ferritrészek behelyezése (4. ábra).



4. ábra



5. ábra

Több alaplemezü készülékben, vagy berendezésben a nyomtatott lapokat célszerű dugaszolva csatlakoztatni. Dugaszsávok képzésének egyik módja az alaplemez szélén, hasonlóan a huzalozáshoz, szélesebb végződő csíkok nyomtatása. Nemesfémrel bevonva csökken az átmeneti ellenállásuk.

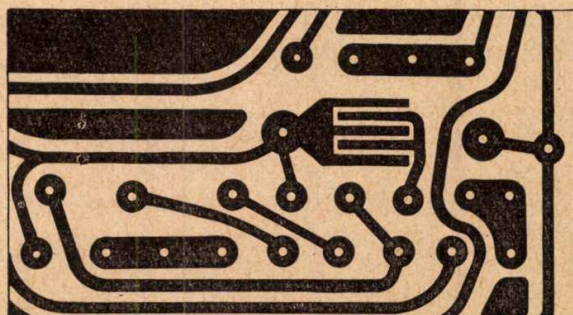
Nyomatással könnyen megvalósítható a fokozatkapcsolók egyébként meglehetősen nehézkesen előállított kapcsolótárcsája és elvezetései. A kapcsoló egyéb részeit hagyományos technikával kell szerelni. Hasonló az eljárás a számológépek kódoló tárcsáinál is.

### 3.5 Nyomatott áramkörök alkalmazása

A nyomtatott áramköröket a konstrukciók szempontjából két nagy területen alkalmazzuk. Ennek értelmében megkülönböztetünk rész-, illetve készülékkonstrukciókat.

Részkonstrukciós megoldásként bizonyos kapcsolások különböző részeit, illetve egyes készülékeket egymással flexibilis, vagy merevalapú nyomtatott kábeltörzsszel köthetünk össze. Ilyen konstrukciót merev szigetelőlapon a 7. ábra szemléltet.

A mikrosztrip-technika, a súlyos és terjedelmes koaxiális és üreges vezetékrendszer helyet-

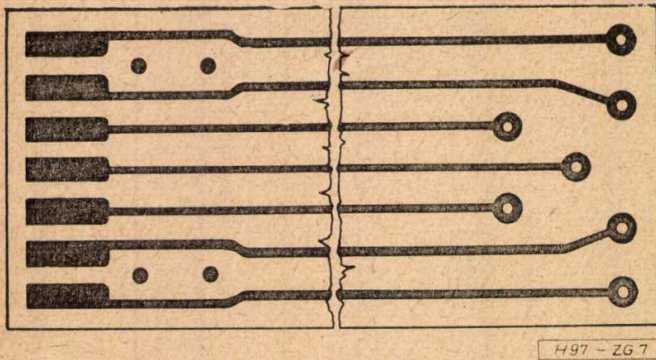


6. ábra

Túlmenően a közismert áramköri induktivitásokon, flexibilis szigetelőlemezre nyomtatva, a szükséges geometria formába hajlítva, igen célszerűen alkalmazható a televíziók — egyébként költséges és bonyolult gyártású — eltérítőtekerceiként.

A nyomtatott kondenzátor, konstrukciós megoldása szerint, lehet egy-, illetve kétoldalas. (Ez természetesen a nyomtatott alaplemez foliózásától is függ.) Az egyoldalas kondenzátor kapacitásának fokozására elektródái fésűszerűen kapcsolódhatnak egymásba (6. ábra). A kondenzátor dielektrikum a elektródák közötti szigetelőanyagból és levegőből tevődik össze. Kapacitásértéke meglehetősen kicsi.

Nagyobb a kapacitás értéke a hasonló méretű, kétoldalas kondenzátornak. Elektródái, a dielektrikumot képező szigetelőlemez két oldalán, növelhetők. A kapacitás fokozható még a szigetelő vastagságának csökkentésével (mechanikai szilárdsági szempontok azonban ezt korlátozzák) vagy dielektromos állandójának növelésével (a nem kívánt szórt kapacitás növekedése szab határt).



7. ábra

tesítésére, könnyegyrátható, kiskiterjedésű nyomtatott megoldást jelent. Alkalmazása a mikrohullámú berendezések súlyát  $\frac{1}{6}$ -ára, terjedelmét  $\frac{1}{4}$ -ére csökkentheti.

Szűrőtagok nyomtatásán túlmenően, olyan alkatrészcsoportokat is állítanak már elő (nyomatott ellenállásokból és kondenzátorokból), melyek magasan felülmúlják klasszikus elődjüket. Ilyen pl. a televízió vevőnél alkalmazott függőleges képváltás szinkronizálásához szükséges integráló-tag is.

Az elektronika határain túl, a nyomtatott technika igen sok gazdaságos konstrukcióját találhatjuk más iparágakban is. Ilyenek például: az egyenáramú motorok, fóliás kioldó biztosítékok, kapcsolók, kommutátorok, fóliaellenállás fűtőtestek, hőmérsékletjelző fóliaelemek, repülőgép jégtelenítő burkolatok, fóliás nyúlásmérők stb.

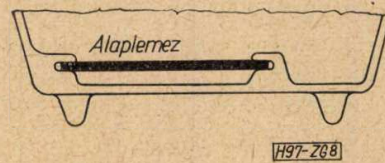
A nyomtatott áramkörök alkalmazása a híradástechnika területén a legáltalánosabb és ezért a készülékkonstrukciókra is kiterjed. Az ismert előnyös adottságok itt érvényesülnek a legjobban. Ennélfogva a híradástechnikai ipar a huzalozásnak és az áramkörképzésnek ezt az új módját magáévá téve, a készülékek és berendezések gyártásánál világviszonylatban is jelentős mértékben tért át a nyomtatott rendszerre.

A készülékkonstrukció alapvető kérdései, az illető gyártmány rendeltetésétől és egyéb adottságaitól függenek. Amíg például a zseb-, vagy táskarádió esetében minél laposabb, csak az alaplemezen történő, szerelés a célszerű, addig a nagyobb vevőkészülékek akusztikus hatásának biztosítására, mélységben meglehetősen tagolni kell a konstrukciót. Hasonló a helyzet a televízió vevőknél is, mert a képcsövek elhelyezése már eleve bizonyos mélységet tesz szükségessé. Ez a televíziónál alkalmazott több alaplemezzel már meglehetősen ki is használható. Helyes tehát, ha egy nyomtatott lapra általában, lehetőleg azonos magasságban szereljük az alkatrészeket. Így különösen nagyobb berendezéseknél, például többsatornás átviteltechnikai kereknél, az egymással párhuzamosan betolható alaplemezek alkatrészeinek helykihasználása jól biztosítható.

Több alaplemezes berendezéseknél, vagy készülékeknél igen fontos, hogy azok egyenként is

bizonyos elektromos egységet képezzenek. Ezt elsősorban az egyszerű részvizsgálatok és cserélhetőség indokolja. Több kisebb ( $1-3 \text{ dm}^2$ ) alaplemezzel készült konstrukciónál jobb a mártóforrasztás biztonsága és könnyebb a sajtolás művelete is.

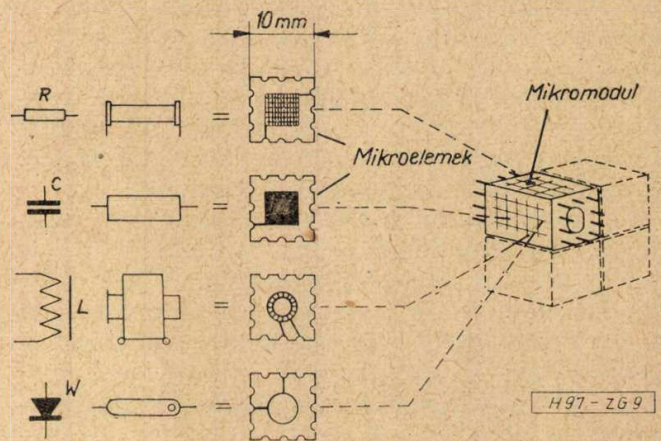
A készülékek konstrukciójánál az alaplemezek korlátozott mechanikai terhelhetőségére is tekintettel kell lenni. Nehezebb alkatrészeket (pl. hálózati transzformátort) nem lehet csak az alaplemezzel szerelni. Hasonló esetekben az eddig szokásos fémsasszival kötésben levő alaplemezek stabil kombinációja is alkalmazható. Kisebbszerű készülékeknél az alaplemez több oldalról való feltámasztását, az esetleg műanyag külső ház megfelelő hornyai biztosítják (8. ábra).



8. ábra

A mikromodul nyomtatott technikájú, igen tömör, szubminiatűr, három dimenziós új konstrukciós rendszer az elektronikában. Összetevői a mikroelemek, ostyaszerű, kb.  $10 \text{ mm}^2$  nagyságú, egymásra épített kerámia lapkák, gyan tával kiöntve, oldalaira az elektromos és mechanikai összeköttetést szolgáló huzalok vannak beferrasztva. Minden lapkára (9. ábra) egy-egy alkatrész van nyomtatva. Pillanatnyilag kb. egy tucat mikroelemet gyártanak, különböző nyomtatott alkatrészekkel. Újabb alaptípusok még fejlesztés alatt vannak. Természetesen valamennyi mikroelemmel csak korlátozott értékeket lehet produkálni.

A szükséges mikroelemekből komplett elektronikus mikrofokozatok, egységek, sőt teljes készülékek állíthatók össze. Ennek megfelelően kockacukor nagyságú oszcillátorokat, erősítőket, illetve a továbbiakban gyufáskatulyánál kisebb adókat, vevőket, adattárolókat és impulzusgenerátorokat konstruáltak és gyártottak már mikromodul-technikával.



9. ábra

Teljesen automatizált gyártásuk, minimális anyagigényük miatt önköltségük rendkívül alacsony, ezért javításuk a modulok kicserélésével történik, a hibás darab pedig eldobható.

A mikromodulos nyomatott áramkörű konstrukciók jelentősége és alkalmazási lehetőségeinek távlatai ma még szinte felmérhetetlenek.

#### 4. Nyomatott áramkörű konstrukciók értékelése

Az eddigiekben ismertetett előnyök és a nyomatott technikával teljesített újabb konstrukciós szempontok alapján már összegezhető és kiértékelhető az a műszaki eredmény, amelyet a nyomatott áramkörű konstrukciók, különösen a híradástechnika számára, jelentenek. A különböző területeken elért eredmények a nyomatott konstrukció alkalmazása mellett szólnak, sőt sokszor olyanok a műszaki követelmények, hogy azok csak ezzel a technikával valósíthatók meg.

A szigorúan vett műszaki értékeléshez járul azonban még a gazdaságosság kérdése, amely döntő jelentőségű és a felszerszámozás, illetve automatizálás mértékével szoros kapcsolatban van.

A munka termelékenységének állandó fokozása, a selejt csökkentésének, a minőség emelésének és a gyártmányok egységesítésének törekvései bizonyos racionalizálási intézkedéseket követeltek. Ezek a tényezők eredményezték az ipar fokozott mechanizálását, illetve automatizálását. Ennek viszont az elektronika területén az egyetlen lehetősége a nyomatott áramkörök alkalmazásában van.

A nyomatott áramkörű konstrukciók rentábilis gyártása azonban csak akkor érhető el, ha az ezzel kapcsolatos megtakarításokból legalábbis megtérülnek az új kiadások (felszerszámozás, automatizálás). Sajnos nem a legújabb adatok, amelyekre hivatkozni tudunk, de a rendelkezésre álló hazai gazdaságossági vizs-

gálat ebben a tárgyban, a KGM Ipargazdasági és Iparszervezési Intézet összeállítására szerint a következőket tükrözi: Összehasonlítva egy nyomatott- és egy hagyományos rendszerű, egyébként azonos kapcsolású rádiókészülék teljes költség alakulását (évi darabszám 18 000), a költségelemzést 100 db készülékre vonatkoztatva, megtakarítás a nyomatott rendszerű javára 4461,— Ft-ban jelentkezik, munkaidőben pedig 20,87% megtakarítás mutatható ki. Megtakarítások költségnemenként az alábbiak szerint alakulnak:

Anyagmegtakarítás :	2185,— Ft
Alkatrészgyártás:	438,— Ft
	67 munkaóra (10%)
Előkészítés:	884,— Ft
	154 munkaóra (25%)
Szerelés:	954,— Ft
	156 munkaóra (28.5%)

Anyagmegtakarítás folytán egyes importanyagok is elmaradnak. Az alkatrészgyártásban az alaplemez offset nyomása, darabolása és lyukasztása is bentfoglaltatik. Nagyobb darabszám gyártása esetén a 100 darabra eső önköltség még tovább csökken. (Fenti költségelemzés az 1958-as évre vonatkozik.)

Az előbbiekből kitűnik, hogy ma már pontos gazdasági analízis alapján — a gyártandó darabszám és a mechanizálás, illetve automatizálás mértékének arányossága esetén — a nyomatott áramkörű konstrukciók sorozatgyártása gazdaságos.

#### IRODALOM

1. Radio Electronics 1960—2—96
2. G. Seidel: Gedruckte Schaltungen 1959
3. G. A. Bortnovszkij: Pecsatnűje szkemi v rádioljubitel'szkij konstrukcijah. 1959
4. Radioschau 1958—7—252
5. Proceedings of the symposium on printed circuits. University of Pennsylvania
6. Radioschau 1960—4—154
7. Electrical Manufacturing 1959. May—116

#### A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET KÖZGYÜLÉSE

1960. november 26.

Dr. Izsák Miklós főtthkari beszámolójában áttekintést adott az alapítás óta eltelt 12 évi egyesületi munkáról. Kiemelte az 1958 évi Híradástechnikai Kiállítás, az ezzel együtt rendezett III. Híradástechnikai Konferencia, valamint az 1960 évi Mikrohullámú Kollokvium jelentőségét, továbbá azt az eredményes munkát, melyet Egyesületünk a második ötéves tervjavaslat társadalmi bírálata terén végzett. Rámutatott az eddigi munka hiányosságaira. Felhívta a figyelmet többek között arra, hogy a fiatal szakadereket fokozottabban be kell vonni az egyesületi munkába és arra a fontos szerepre, amelyet a második ötéves terv végrehajtása során az Egyesületnek a híradástechnika területén be kell töltenie.

Komporday Aurél, a KGM Híradástechnikai Igazgatóságának vezetője, elemezte a híradástechnikai

iparág helyzetét, feladatait és perspektíváját. A főtthkari beszámolót és az iparigazgató felszólalását értékes és eredményes vita követte, többek között a szakemberképzés kérdésében. A vezetőségválasztás után kiosztották az 1959 évi „Puskás Tivadar” oklevelet és díjakat, melyeket Koczka László, Dr. Barta István és dr. Kozma László nyertek el, hosszú időn át folytatott kiemelkedő munkásságukkal. Ugyancsak kiosztották a MAGYAR HÍRADÁSTECHNIKÁBAN megjelent legjobb közlemények jutalmazására alapított „Virág—Pollák” oklevelet és díjakat, amelyeket ez alkalommal Valkó Iván Péter, Frischmann Gábor és Radvány Jenő nyertek el. A „Virág—Pollák” oklevelek és díjak a jövőben minden évben kiosztásra kerülnek. Az alapító levelet következő számunkban közöljük.

Az 1960. december 7-én tartott választmányi ülésen az Egyesület elnökévé ismét dr. Bartha Istvánt, főtthkarrá dr. Izsák Miklóst választották. Alelnökök: Kas Oszkár és Kőműves Frigyes.

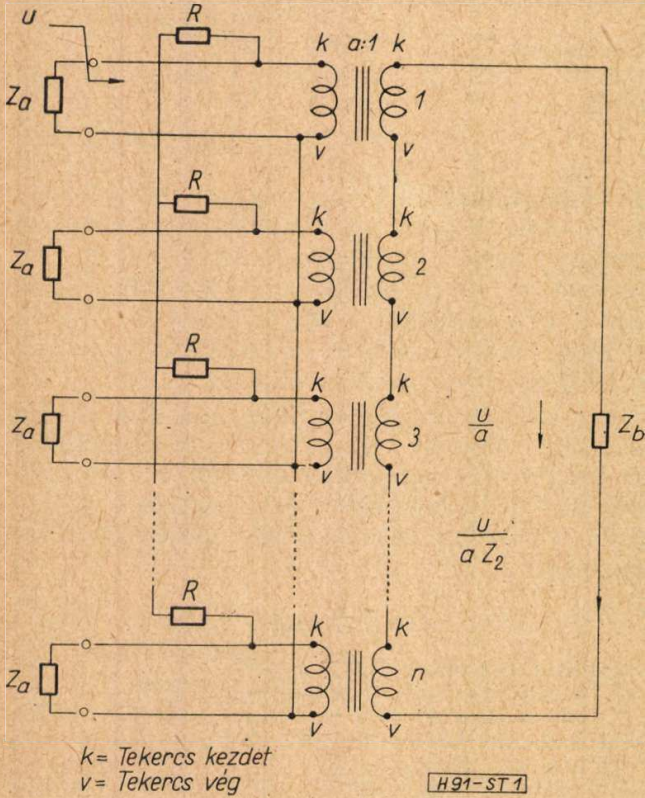
(Szerk.)

### Hibrid tetszőleges számú vonalra

DR. SOMOGYI JÁNOS ÉS TIHEKLA FERENC  
Telefongyár

*Tetszőleges számú áramkör összekapcsolásának egymás közötti csatolás nélküli lehetősége. A kapcsolás elemeire vonatkozó számítás ismertetése.*

Két rendszer oly módon való összekapcsolására, melyben energia az egyikből a másikba nem léphet át, hanem csak egy közös irányban haladhat, régóta ismert megoldás a differenciáltranszformátor alkalmazása. Felhasználására



1. ábra

leggyakoribb eset a távbeszélő-készülékek teremzajcsökkentő kapcsolása vagy kéthuzalos erősítők irányszétválasztása.

Nem sokkal bonyolultabb megoldással lehetséges tetszőleges számú áramkör oly módon való összekapcsolása. Egy ilyen tulajdonságú kapcsolat látható az 1. ábrán. Itt azon kapcsolások impedanciáját, melyeknek egymásra való hatását el akarjuk kerülni, jelöljük  $Z_a$ -val; a közös pontét, amelyre mindegyikről el kell jutni az

$$Z_a = \frac{a^2 Z_b \left(1 + \frac{1}{n-1}\right) R}{a^2 Z_b + \left(1 + \frac{1}{n-1}\right) R} = \frac{a^2 Z_b \frac{n}{n-1} R}{a^2 Z_b + \frac{n}{n-1} R} = \frac{nR \frac{n}{n-1} R}{nR + \frac{n}{n-1} R} = \frac{\frac{n^2}{n-1} R^2}{\frac{n^2}{n-1} R} = R$$

Ezt beírva (1)-be kapjuk

$$\begin{aligned} a^2 Z_b &= nZ_a \\ a &= \sqrt{n \frac{Z_a}{Z_b}} \end{aligned} \quad (3)$$

a transzformátor áttétele.

energiának,  $Z_b$ -vel. A két oldal egymáshoz  $a : 1$  áttételű transzformátorral illeszkedik.

Az egyenletek felírásához a kapcsolással szemben támasztott követelményt úgy fogalmazhatjuk meg, hogy az egyik  $Z_a$  impedanciájú helyen beadott jelből a többin ne jelenjék meg semmi, hanem csak  $Z_b$ -n. További kívánság az impedanciák illeszkedése.

A  $Z_b$  oldalon az  $U$  feszültségből  $\frac{U}{a}$  jelenik meg. Ennek hatására  $Z_b$ -ben  $\frac{U}{a \cdot Z_b}$  áram indul.

Ennek hatására viszont egy másik transzformátor  $Z_a$  oldalán  $\frac{U}{a^2 Z_b}$  áram folyik, amit feltételeink szerint kompenzálni kell az  $R$  ellenálláson át táplált árammal, mert feszültségesés nem jöhet létre.

A  $Z_a$  oldalon  $R$  és  $(n - 1)$  db párhuzamosan kapcsolt  $R$  soros kapcsolása áll fenn, melynek eredő ellenállása  $R + \frac{R}{n-1} = R \left(1 + \frac{1}{n-1}\right)$ .

Bennük összesen  $\frac{U}{R \left(1 + \frac{1}{n-1}\right)}$  áram folyik, egy mellékágban pedig ennek  $\frac{1}{1-n}$ -ed

része, vagyis  $\frac{U}{R \left(1 + \frac{1}{n-1}\right) \cdot (n-1)}$ . Ennek

kell egyensúlyt tartani az indukált árammal. Tehát

$$\begin{aligned} \frac{U}{a^2 Z_b} &= \frac{U}{R \left(1 + \frac{1}{n-1}\right) \cdot (n-1)} = \frac{U}{nR} \\ a^2 Z_b &= nR. \end{aligned} \quad (1)$$

Az illeszkedés feltétele pedig a  $Z_a$  oldalról:

$$Z_a = R \quad (2)$$

Ellenőrzésképpen vizsgáljuk meg az illeszkedés feltételét a  $Z_b$  oldalról.

$$Z_b = n \frac{Z_a}{a^2} \quad a = \sqrt{n \frac{Z_a}{Z_b}}$$

amint ezt már az előzőekben is láttuk.