



50.165

# Magyar HIRADÁSTECHNIKA

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>Györy 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

*Хариташ Э.*: Направления развития магнитных материалов

Статья дает обзор 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, дальние трансферным импедансом. Согласование генератора данного внутреннего сопротивления и потребителя может быть исполнено без отражения для 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 волновый сдвиг фаз. Волновое затухание определит допустимые величины сопротивлений потерь.

*Закариаш Г.*: Конструктивное применение печатных схем

Статья, после осмотра современных конструктивных 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 Тichelka Ф.*: Смешанная катушка для любого количества линий

Возможность соединения любого количества цепей без связи друг с другим. 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 anyagcsoportban önállóan 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 mágneses anyagok. 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 súlyszázaléka szerint. Csak a reprezentatív ötvözetek találhatók a táblázatokban, mert a különféle gyárak azonosnak tartott anyagtipusai között mágneses szempontból kisebb-nagyobb eltérés van. Ezért a táblázatokban szereplő szám adatok 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  $W$  energiatartalom, a  $B_r$  remanens indukció és a  $B_B$  koercitiv térindukció.\*\* Mágneses szempontból fő követelménynek számít a minél nagyobb energiatartalom 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 energiatartalom szempontjából az 1. ábra szemlélteti [12].

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

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

Ebből következik, hogy a  $B_0 = \mu_0 H$  térindukció nem lehet nagyobb  $B$  indukció értékénél. Ugyanilyen megfontolás alapján a  $B_B$  koercitiv térindukció sem lehet nagyobb  $B_r$  remanens indukciónál és így felírható a maximális energiatartalmat 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 anyagok jellemzői és mennyiségei az ISO/TC 12 kiadványának megfelelően MKSA mértérendszerben szerepelnek [4], [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11]. A fontosabb mágneses jellemzők és mértékrendszerek közötti összefüggéseket függelékben adjuk meg.

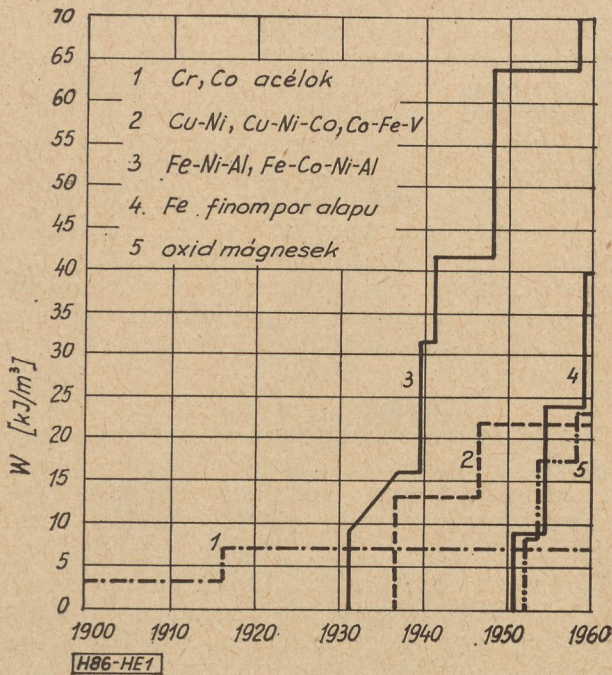
\*\*\*A mágneses indukció és térindukció azonos dimenziójú mennyiségek. Ha  $B_r$  és  $B_B$  éppen egyenlők, akkor a hiszterezis hurok második negyedbeli szakaszán egy az origóból vont  $45^\circ$  szögben álló egyenes a munkapontot metszi ki. A görbületségi tényező a (2) egyenletből következőleg 0,25.

1. táblázat

Összetétel	$W$ [kJ/m <sup>3</sup> ]	$B_r$ [T]	$B_B$ [T]	Márkanévek*
<i>Tömör fémes 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>Porlapú 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 márkanéveit vettük fel, amelyek hazánkban jól ismertek. Ilyenek a Vakuumschmelze AG, Friedrich Krupp Widia-Fabrik, Armeo Electric Steel Co, Philips Gloeilampenfabrieken, Mullard Ltd és Standard Telephone & Cable Co, Siemens & Halske A. G. stb.





1. ábra.

Mágnesesen kemény anyagok időbeli fejlődése

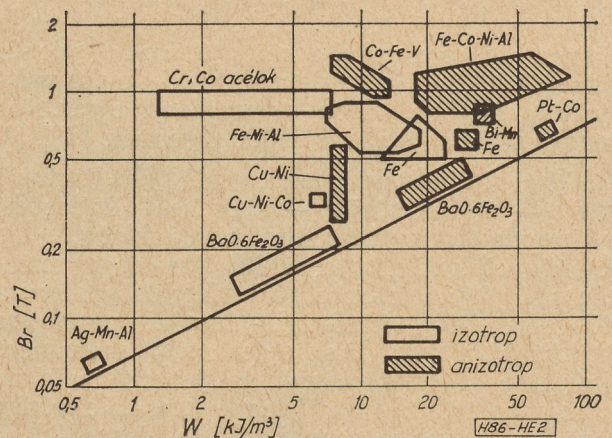
írva ezek zérus értékeinél találjuk a  $B_o$  és  $J_o$  koercitiv térindukciókat. Minden esetben fennáll az, hogy  $B_o < J_o$ . A kétféle koercitiv térindukció közötti különbség eléggé nagy-jelentőségű. Ideális mágnesanyagoknál  $B_o = B_r$  és  $J_o = \infty$ , ezt azonban ma még nem értük el. A Fe-Ni-Al és Fe-Co-Ni-Al mágneseknél gyakorlatilag mindkét koercitiv 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  $B_o$  értéke közel azonos  $B_r$  értékével és így jól megközelíti a (2) egyenlet szerint számítható maximális energiatartalmat.

A  $J_o$  a nem mágnesezett anyag állapotának felel meg, vagyis amikor a Weiss-féle zónák teljes irányítás nélküliek. Ezzel szemben a  $B = 0$  értékhez tartozó  $B_o$  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 hiszterezis hurok második negyedbeli szakaszának alakja és különösképpen a  $B_o$  értéke határozza meg. Minél nagyobb ugyanis a koercitiv térindukció értéke, annál nagyobb mértékben áll vissza ismét az eredeti mágnesezettség állapota. Oxidmágneseknél a  $B_o$  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 koercitiv térindukcióval rendelkező anyagok külső lemágnesező térerővel szemben nem nagyon érzékenyek.

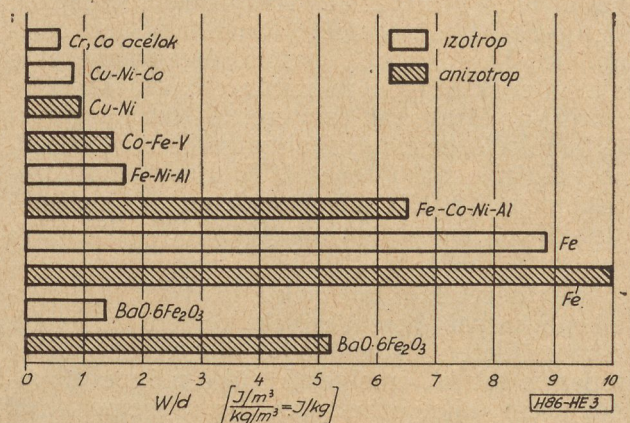
Az eddigiek szerint a 2. ábrán látható diagramba foglalhatók a mágnesanyagok [13]. Az ábra a (2) egyenlet alapján meghúzható átlós vonalat is szemlélteti, amely a remanens indukcióhoz tartozó maximális energiatartalmat jelenti. Amint látható, a Fe-Co-Ni-Al anyagok közül még a legnagyobb energiatartalmú, 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 elmélet 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 koercitiv térindukció növelésével lehet emelni. A koercitiv 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 hiszterezis 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 túrésekkel), és ha szükséges (tömeggalkatrészekhez), 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  $8 \text{ [kJ/m}^3\text{]}$ , holott a (2) egyenlet szerint a remanens indukcióból számíthatóan az energiatartalom maximuma  $500 \text{ [kJ/m}^3\text{]}$  lenne. Ennek elérésére azonban egyelőre semmi kilátás sincs [12].

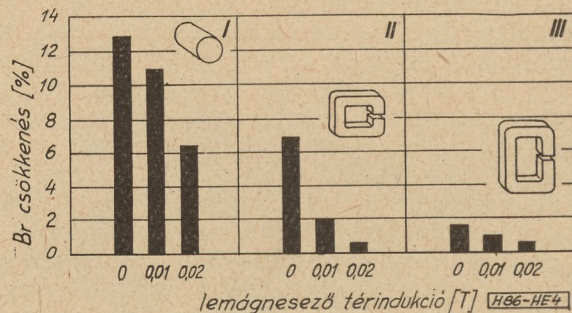
*Rideg mágnesek.* Ebbe a csoportba az öntési vagy szinterelési technológiával előállított mágnesanyagok tartoznak. Nagy jelentőségűek a Fe-Co-Ni-Al ötvözetek. Előállítási technológiájuk jól kidolgozott, és szélsőséges igényeket is kielégítenek. Például miniatűr fejhallgató részére  $2,8 \text{ [g]}$ -os darabokat szinterelési technológiával állítanak elő, de magfizikai gyorsítókhoz  $450 \text{ [kg]}$ -os példányokat öntenek [17]. Ezek az ötvözetek még  $500 \text{ [C}^\circ\text{]}$  hőmérsékleten is kielégítő stabilitást mutatnak, azonban  $600 \text{ [C}^\circ\text{]}$ -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  $500 \text{ [C}^\circ\text{]}$  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,  $+25 \dots -10 \dots +500 \dots +25 \text{ C}^\circ$ -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  $25 \text{ [mT]}$  értékű váltakozó térindukcióval.

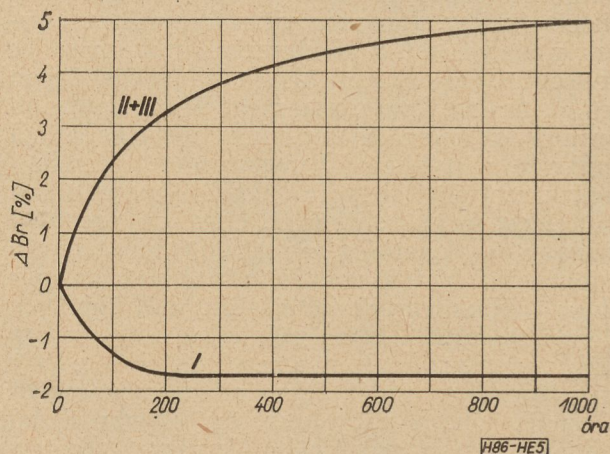
Az 5. ábra a hőregítés hatását mutatja az idő függvényében. Látható, hogy megint a kis légrésű alakok a kedvezőek. Ezek nemhogy romlanának, hanem inkább javulnak néhány százalékkal, ezzel szemben a nyitott alak nem kedvező.

Természetesen az  $500 \text{ [C}^\circ\text{]}$ -os üzem végső soron kisebb teljesítményt eredményez, mint ami  $25 \text{ [C}^\circ\text{]}$ -on mérhető. Például egy  $500 \text{ [C}^\circ\text{]}$ -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 térerősségeknél,  $+25 \dots -10 \dots +500 \dots +25 \text{ C}^\circ$ -os hőciklus egyidejű alkalmazásával

- I. Munkapont  $B_r$  közelében
- II. Munkapont a maximális energia szempontjából megválasztva
- III. Munkapont  $B_0$  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 üzemi-kepest.

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 görbültségi 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 egyenletes 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. Egyébként ezért szokták — a legkevésbé sem gazdaságos — köszörüléssel eltávolítani az irányítás nélküli kérget és így rekord energiatartalmakat érnek el [26].

A porkohászati úton, szintereléssel előállított darabok bonyolult alakúak, finom éllel rendelkezhetnek és így a legtöbb utómunkát 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 előnyt 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 méretekkel [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.

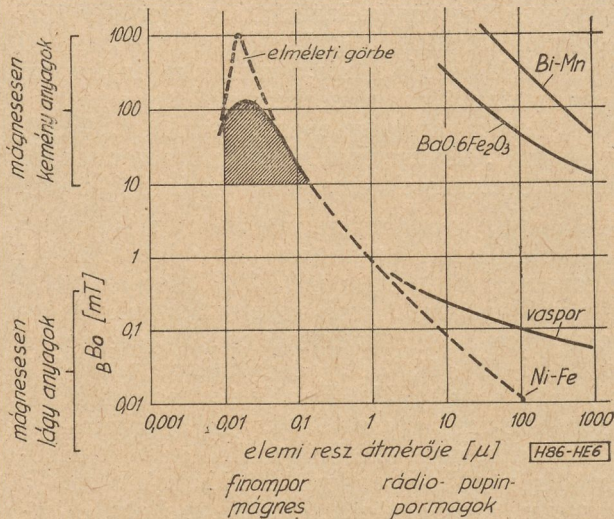
A négyszöges hiszterezis hurok jelentőségét Néel elmélete is aláhúzza. Eszerint 1,35 [T] remanens indukcióhoz 0,67 [T] koercitív térindukció tartozna, ami az elemi részek láncszerű elhelyezkedését feltételezi. Ez esetben a Fe-Co-Ni-Al ötvözet energiatartalma 560 [kJ/m<sup>3</sup>] lenne [32]. Elméletét 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 használható 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





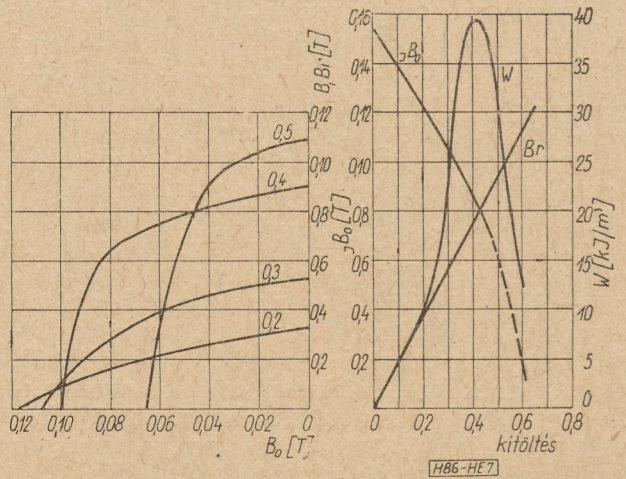
6. ábra. Vaspor szemcsenagysága és a koercitív térindukció közötti összefüggés

részecskék mint elemi egykristályok alakizotropiával rendelkeztek. Jól igazolta az elméletet ilyen mágnesek elektronmikroszkópi vizsgálata, amely szerint a részecskék nagysága 0,015 [μ] 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 finompor 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 [kJ/m<sup>3</sup>] 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 [μ] nagyságrendű, erősen piroforikus porból e mágneseknek nagy mennyiségű, gazdaságos előállítására még nincs megoldva.

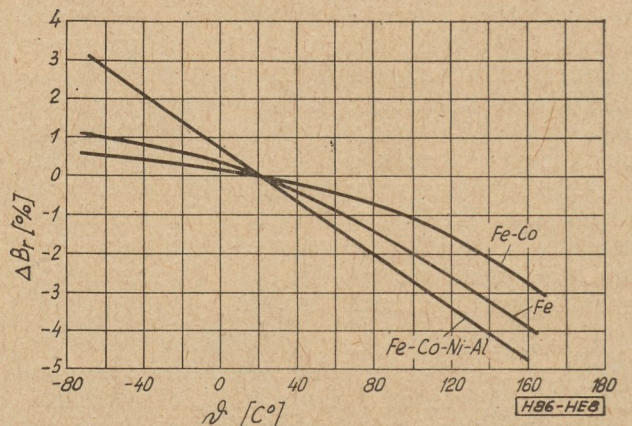
Külön érdekessége a kobaltot nem tartalmazó finompor mágneseknek, hogy radioaktív sugárzásnak kitett helyeken is alkalmazhatók. A kobaltot tartalmazó mágnesek ugyanis ilyen helyeken veszélyesek. A kobaltból radioaktív sugárzás hatására keletkező Co 60 felezési



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

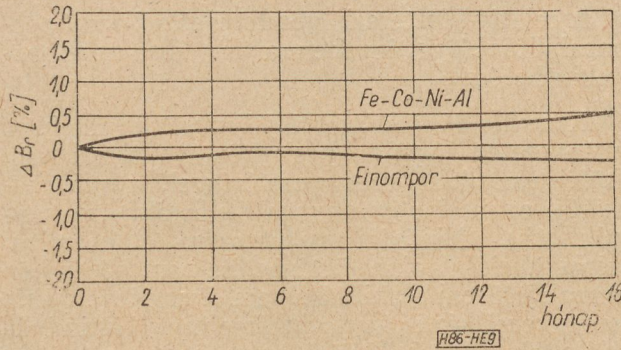
ideje 5,2 év és radioaktivitása az emberi szervezetre veszélyes nagyságú. Ezzel szemben az Fe 55 izotóp felezési ideje csak 2,9 év és radioaktív sugárzásának erőssége mindössze négyezred része a Co 60 sugárzásának [18].

A finompor mágnesek kutatását továbbfolytatva rájöttek, hogy mintegy 15%-os kobalt beötvtözése figyelemre méltó energianövekedést okoz [38]. Már most olyan eredményekről tudunk, hogy elérték a 40 [kJ/m<sup>3</sup>] energiatartalmat. Igen fontos lenne a részecskék szigetelése, aminek megoldása ma még nem látható. A kötőanyagok felületi feszültségének és a 0,015 [μ] nagyságrendű vaspor ezekkel történő nedvesítésének tanulmányozása talán eredményt hoz és lehetővé válik a 80...100 [kJ/m<sup>3</sup>] 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 vaspor mágnesek és Fe-Co-Ni-Al mágnesek hőmérsékletfüggősége. A kobalt adalékkal készült finom vaspor 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 kötésből 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 érzékeny 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 közömbös 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].

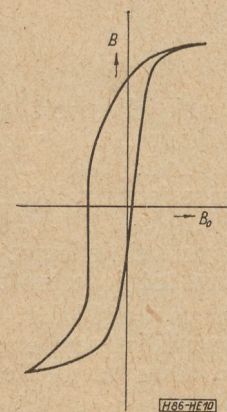
**Oxidmágnesek.** A mágneses anyagok fejlődése egyik legszebb eredményének az oxidanyagokat tekinthetjük. E pontban csak a mágnesesen kemény anyagokról szólnunk, a lágyakról később. Az oxidmágnesek kifejlesztésénél több utat jártak végig, de csak kettő érdemel figyelmet: a  $PbO \cdot 4Fe_2O_3$  + adalékok 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 oxidmágnes tartalmazó konstrukció súlya nem lépi túl lényegesen az előbbi anyagokat használó konstrukcióét. A nagyobb térfogat azonban nem mindig engedhető meg, továbbá a nagy méretek miatt lényegesen nagyobb a szórt tér is. Az oxidanyagok hőmérsékleti együtthatója meglehetősen 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 aszimmetrikus elhelyezkedését okozza az indukció tengelyhez viszonyítva: a hurok erősebben eltolódik 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. Elértek 32 [kJ/m<sup>3</sup>] energiátartalmat, 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 fémes 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**

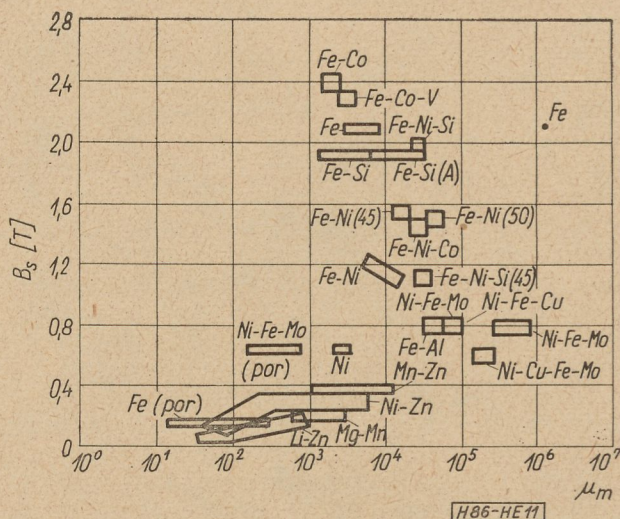
- Permeabilitással jellemzett anyagok
- Ultrarövidhullámon kis veszteséggel jellemzett anyagok
- Giromágneses effektussal jellemzett anyagok
- Négyszögtényezővel jellemzett anyagok
- Magnetostrikcióval jellemzett anyagok

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

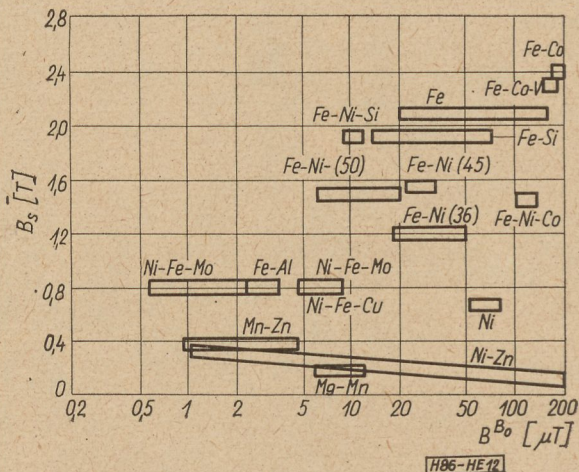
Ugyanezeket az anyagcsaládokat a koercitív térindukció és a telítési indukció függvényében a 12. ábra mutatja be.

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<sub>B0</sub> — B<sub>s</sub>)



Összetétel	$B_{Bo}$ [ $\mu T$ ]	$B_s$ [T]	$\mu_A$ [1]	$\mu_m$ [1]	$\rho$ [ $\mu\Omega cm$ ]	Márkanévek
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.

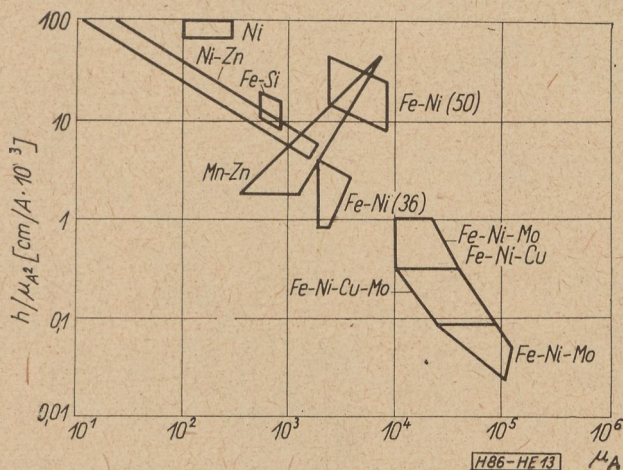
Ebbe a csoportba a Fe-Si lemez-, illetve szalaganyagok sorolhatók, amelyeket transzformátorokhoz és forgógépekhez használ a híradástechnikai és villamos ipar. Ezeket az anyagokat melegen hengerelve izotrop tulajdonságokkal állítják elő, míg hideghengerlési technológiával állítják elő a hengerlés irányában 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 megszokták adni az 1,5 [T]-nél mért értékeket is. A veszteségek csökkentését az eltelt 70 év alatt a 14. ábra szemlélteti [14].

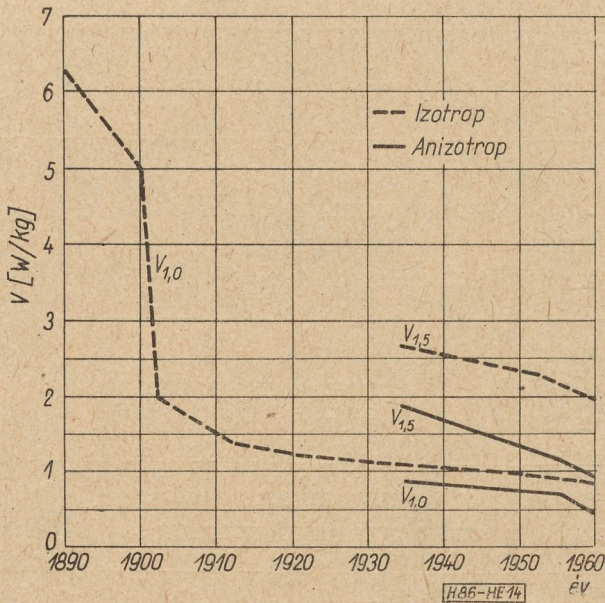
Amint látható, az anizotrop lemezek átmágnesezési vesztesége éppen a fele a melegen hengerelt izotrop lemezekének. Ezért nem meglepő, hogy az erősáramú ipar, energiamegtakarítás céljából, nagy transzformátorainál több mint 80%-ban ilyen anizotrop anyagokat kíván felhasználni. Azért nem 100%-ban, mert 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 párhuzamosa válik az anyagban, vagyis sikerül ezeket így beforgatni. Természetesen ezzel az iránnyal nem párhuzamos irá-

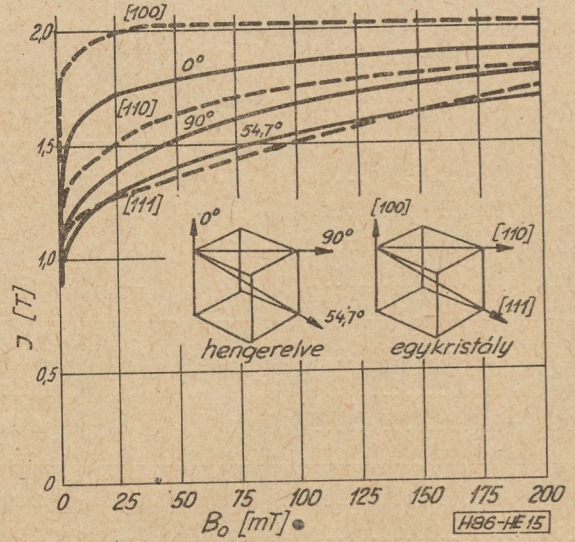


13. ábra. Mágnesesen lágy anyagok ( $\mu_A$  —  $h$ ) ( $\mu_A^2$ )





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



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

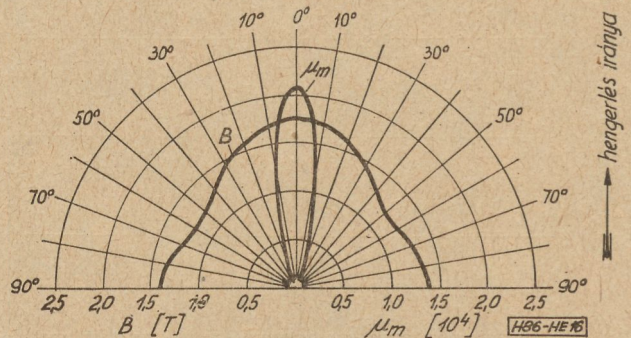
nyokban a mágneses tulajdonságok rosszabbak lesznek. Igen rosszak a mágneses tulajdonságok a [110]-es irányban, de még ennél is kedvezőtlenebb a kristálytlo iránya, a [111]-es irány. A (110), de különösképpen a [111]-es irányban a mágneses tulajdonságok lényegesen rosszabbak, mint hasonló szilíciumtartalmú 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 készíttetekhez 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 elérik 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

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

Az anizotrop — más néven textúrás — 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 hengerelés 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 irányítottága 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 irányítottág 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 irányítottágú anyagok alkalmazásával annak idején, kis transzformátoroknál kb. 40–50%-os veszteségsökkenést lehet elérni a legjobb melegen hengerelt anyagokból készülttel szemben. Kis transzformátoroknál ugyanis a mágneses anyagok veszteségei csak mintegy 20–40%-át teszi 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 irányítottágú lemezek adják meg, mert ekkor ismét stancolt M, EI és U alakú magalakokat lehet felhasználni. Tehát a köbös irányítottágú 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 elértek 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 lemezmaglapokat 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 elértek  $V_{1,0} = 0,55$  [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 közélet 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 járómban) nagyobb mágneses ellenállást találnak, és ezért ezek a transzformátorok sem lesznek jobbak a melegen hengerelt lemezekből készültknél, 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 születne [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, szuperonált váltakozó terekkel könnyen vezérelhetők. Ezek az anyagok nem ridegek és hidegalakítással is jól megmun-

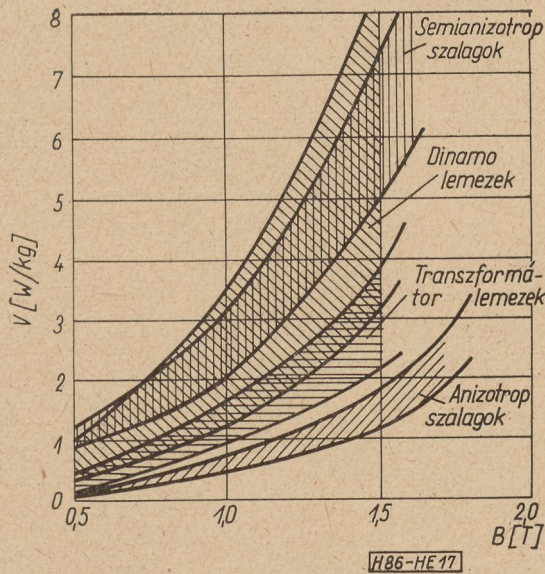
3. táblázat

$V_{1,0}$ [w/kg]	$V_{1,5}$ [w/kg]	$B_s$ [T]	$g$ [ $\mu\Omega\text{cm}$ ]	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. Átmágnesezési veszteségek az indukció függvényében dinamó és transzformátor lemezeknél, semianizotrop és anizotrop szalagoknál

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-PERMEINDUR

*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

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

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



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]	$B/B_0$ [ $\mu T$ ]	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

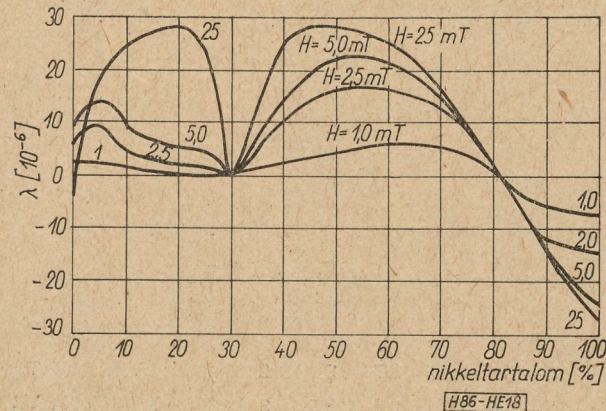
Összetétel	$\lambda_s$ [ $10^{-6}$ ]	$B_s$ [T]	$B/B_0$ [mT]	$\mu_A$ [1]	Márkanevek
Ni—Mn.....	-35	0,6	0,07	250	JOULPHY I

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

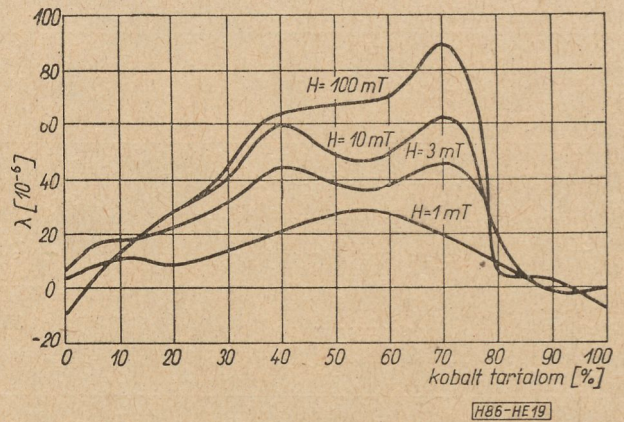
A 19. ábrán a kobalt-tartalmú ötvözet e jellemzője látható, a kobalt-tartalom függvényében.

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 képcsövek egyes elektródáit készíti ezek egyikéből. A villamosiparban az öntött anyagokat nagy áramerősségű megszakítóknak 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]	$\rho$ [ $\mu\Omega\text{cm}$ ]	$B_s$ [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].

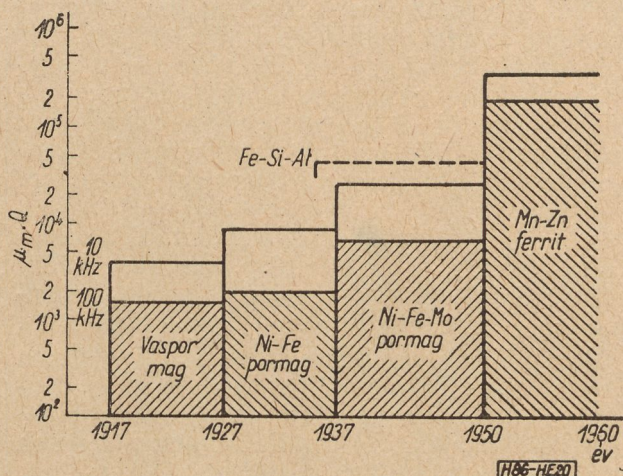
Sem gazdasági, sem pedig műszaki szempontok nem indokolják ezeknek az anyagoknak további alkalmazását és gyártását. A fejlődést világosan szemlélteti a 20. ábra.

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 helyettesítő 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 munkálhatóak 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 szembevetendő a ferrit nagy mágneses jósága 100 kHz-nél

A ferritek általában elektromos szigetelőknek, 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> ]	$w$ [μs]	$n$ [‰]	$Tk/\mu$ [10 <sup>-6</sup> /C°]	$B_B B_0$ [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 feltünteteti néhány frekvencián a kezdő permeabilitás és az elérhető tekercsjeség szorzatát is.

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

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 ferritekre 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 magnostriktációs jelenséget. E ferritcsalád fajlagos ellenállása az összes ferritfélések között a legkisebb (20...500  $\Omega\text{cm}$ ), de még így is  $10^5$ -szer nagyobb ellenállásúak

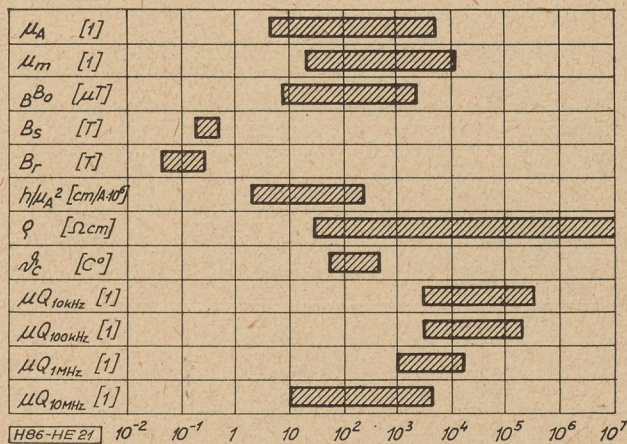
a fémes anyagokhoz viszonyítva. A Curie-hőmérséklet is viszonylag alacsonyabb: kb 120 [C°].

Megfelelően megválasztott ferrittípussal 1000 fölötti tekercsjeség 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 antennatekercs jósága 1 [MHz] körül is 30%-os növekedést mutat a rovátkolatlan rúdra készített azonos tekercsel 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 árán 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 magméreteket.

Mágneses hangszalagok törlőfejeihez mindinkább ferritanyagokat használnak, nemcsak azért, mert kevésbé kopnak a puha Ni-Fe anyagokhoz képest, hanem azért is, mert a kisebb veszteségek miatt nagyobb törlőfrekvenciát 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 tekercsek jósági tényezője széles frekvenciasávon belül egyenletes, nem úgy, mint a Mn-Zn ferriteknél. A relatív per-



21. ábra. Mágnesesen lágú ferritek



11. táblázat

Sor- szám	$\mu_A$ [1]	$\mu_m$ [1]	$B_0$ [mT]	$tg\delta/\mu_A$ [ $10^{-4}$ ]	$f_m$ [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. Maradékveszteségi 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  $Fe_2O_3$ ,  $Me_1O$  és  $Me_2O$  alkotókkal.  $Me_1$  kétvegyértékű fémek jelent nagy ionsugárral, például földfémek, az  $Me_2$  kis ionsugárú szintén kétvegyértékű fémek, például Ni-t, Zn-t, Mn-t.

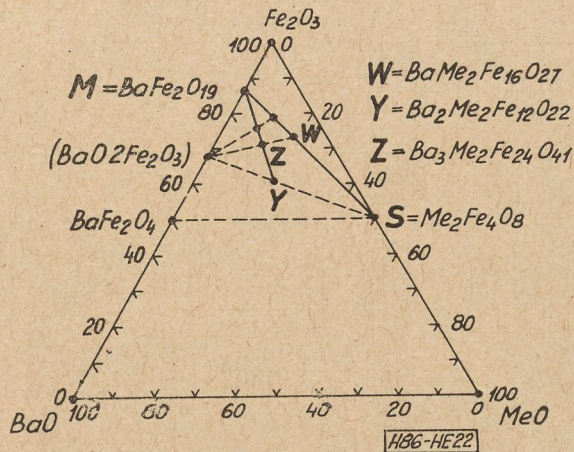
A rendszer feltárása során az ismert rendszerek mellett egy új anyagcsalád is kiugrott, amelynek sémája W, Y és Z ( $W = BaO \cdot MnO \cdot 8Fe_2O_3$ ,  $Y = 2BaO \cdot 2CoO \cdot 6Fe_2O_3$  és  $Z = 3BaO \cdot 2ZnO \cdot 12Fe_2O_3$ ). Ezek az anyagok

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 anyagtypusnál 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 mágneselési vektor könnyen befordul a kristály kedvező síkirányába. Ettől eltérő kristályirányokban a mágnesezés lényegesen kisebb lesz. A külső változó térerő és a mágneselési 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 anyagtypusoknál a kristályok nincsenek irányítva, ezért izotrop jellegűek. A szinterelést megelőző sajtolás alkalmá-

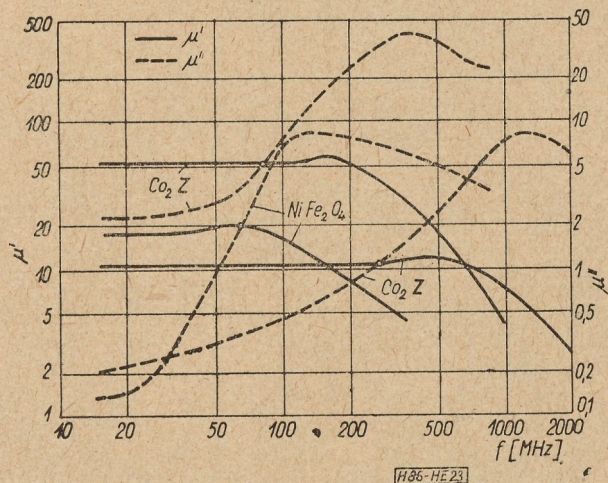




22. ábra. Hexagonális kristálystruktúrájú ferritek diagramja

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.

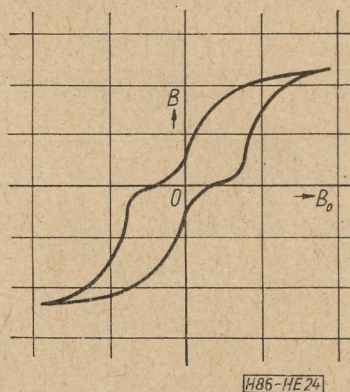
Más utat jelent a nagyfrekvenciás veszteségek csökkentése a perminvar effektussal. A ferritek maradékvesztését meghatározó tényezők (idegen atomok diffúziója, rácshibák stb.) nagymértékben hőmérséklet és frekvencia függőek. A ferrit szempontjából fontos hatások nagyságát eléggé tág határok között lehet befolyásolni az összetétel és szennyezők arányával, továbbá megfelelő hőkezeléssel. Kiderítették, hogy a Jordan-féle maradékvesztéseget 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 frekvenciahatárú nikkel-cink ferrit hasonló görbéi is fel vannak tüntetve

már hőmérséklettől és frekvenciától független lesz. A giromágneses effektus lényegesen nagyobb frekvenciatarományba 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 jelleget [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 fémek anyagok veszteségei nagyfrekvencián meglehetősen nagyok, de mégsem lehet ezeket például csillapítóele-



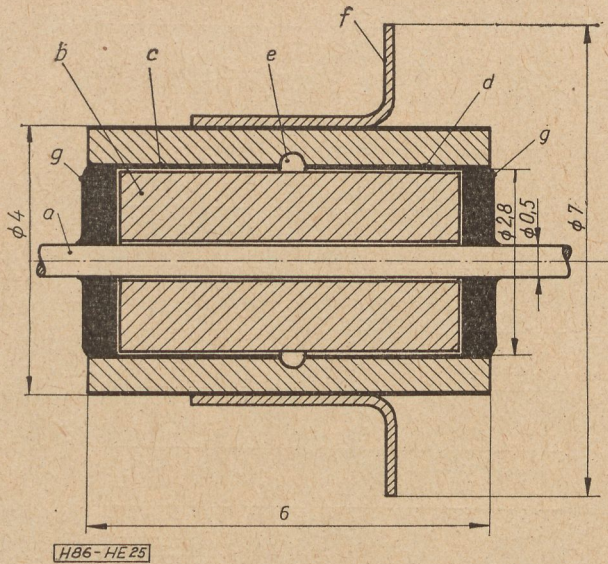
24. ábra. Perminvar ferrit jellegzetes hiszterezis hurokja

mekben alkalmazni, mert a frekvenciával növekedő fluxusbehatolás a permeabilitást már néhány [MHz]-nél 1-re csökkenti. Nagyfrekvenciás fojtótekercsekhez, csillapítókhöz 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 átvető kondenzátoroknál jobb szűrőhatás elérése érdekében.

**Giromágneses effektussal jellemzett anyagok.** A mikrohullámú tartományban az eddigi ferrit-családok 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 iránya 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 reciprok 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 ( $\text{tg}\delta_e$ ). A kutatás jelenlegi főiránya a  $\text{tg}\delta_e$  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 földfém 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 töredékresze elégséges lenne komoly teljesítmények elérésére.

Négy- és ötéves jellemzett ferritek. Számológépekben memoriaelemként mindinkább a négy- és ötéves 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 lejátszódnak mágneses jelenségek még nincsenek maradéktalanul felderítve. Egyszerű ferritmágnag tárolók leolvasásakor a tárolt információ egy része elvész, csak különleges kapcsolástechnikai megoldásokkal lehet ezt az információ-vesztést elkerülni. Ez nagyobb költséget igényel és a működési sebességet is jelentősen csökkenti. Rajchman többnyílású 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 fém 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 körületen 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.

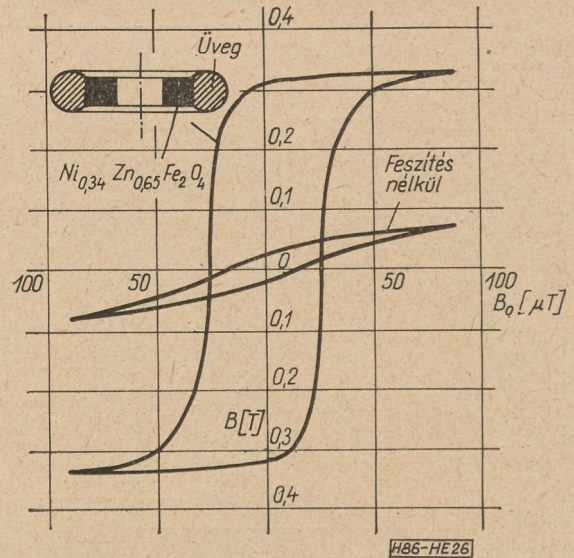
Négyszögű hiszterezis hurkú ferriteket alkalmaznak még nagyfrekvenciás mágneses erősítőkből és egyéb logikai kapcsolásokban is.

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 előállítania. 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 ferritekkel kapcsolatban, amely szintén négyszögű hiszterezis hurok kialakulásához vezetett. Nevezetesen a ferrit mechanikai megfeszítése lényegesen módosítja a hiszterezis hurok jellegét. Ferritgyűrűk köré üveget olvasztottak, amely lehűléskor összehúzódva a gyűrűnek nyomást adott. A 26. ábra szemlélteti a hurok átalakulását [73].

**Magnetostríciós ferritek.** Fémek helyett sikerrel alkalmazhatók a ferritek magnetostríciós 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 magnetostríciós 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 magnetostríciós szűrőkben 2000 és 8000 közötti jóságot értek el. A rezonanciafrekvencia hőmérsékleti együtthatója normál Ni-Zn ferritekből készült szűrőknél  $20 \cdot 10^{-6} / [^{\circ}\text{C}]$ . A kobalt adalékos Ni-Zn ferrit szűrőknél a hőmérsékletfüggőséget sikerült  $10 \cdot 10^{-6} / [^{\circ}\text{C}]$ -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 dolgozza 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 vezetés .....	$\Lambda_m$	[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]	$B H_0$	[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.....	$\mu_{\text{abs}}$	[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 <sup>9</sup> [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—Reichel*: 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 villamosságtan egyenleteinek írásmódjai 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. *Hellbard—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 Spröbruch zum Verformungsbruch bei Eisen-Silizium-Legierungen. Radex-Rundschau. 1953. p. 178.
55. *Rusbüldt*: Die Wirbelstromanomalie bei kornorientierten Elektroblechen. 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 Legierung. Z. Metallkunde. 1951. p. 294—299.
58. *Shes*: Magnetic powders. Electronic Industries. 1945.
59. *Dénes*: Elektrolitikus vasporok 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 ferrocube 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. *Smit—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

GYŐRY 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 hullámátviteli mérték. Adott belső impedanciájú generátor és fogyasztó illesztése négy-pólusokkal reflexiómentesen, legnagyobb valódi és legnagyobb látszólagos 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 **II**-tagok ágában levő impedanciákat a négy-pólus jellemző mennyiségek meghatározzák. A szimmetrikus felépítésű kereszt-laggal történő illesztés különleges esete a Boucherot-kapcsolás. Induktív, illetve kapacitív csatolt soros és párhuzamos táplálású veszteséges elemeket tartalmazó rezgőkörök esetén a kapcsolás jellege meghatározza a hullámforgatást. A hullámcsillapítás megszabja a körök veszteségi ellenállásainak megengedett értékét.

Az I. részben az illesztéssel kapcsolatos fogalmak ismeretelése után a **L**-, **T**- és **II**-tagokkal történő illesztéssel foglalkoztunk. Adott frekvencián **L**-tagokkal történő illesztés esetén a be- és kimeneti hullámellenállások egyértelműen meghatározzák az ágában levő elemek értékét, melyeknek vagy tisztán ohmosoknak, vagy tisztán reaktánoknak kell lenniük. **T**- és **II**-tagokkal történő illesztés esetén a hullámellenállások, a hullámcsillapítás és a hullámforgatás ismeretében az ágában levő impedanciák kiszámíthatók.

## 6. Illesztés szimmetrikus kereszt-laggal

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

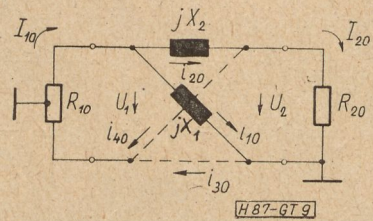
A levezetés mellőzésével a hídágakban levő reaktanciák:

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

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

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

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



9. ábra. Szimmetrikus kereszt-laggal földszimmetrikus és földaszimmetrikus rendszerek illesztésére

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

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

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

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

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

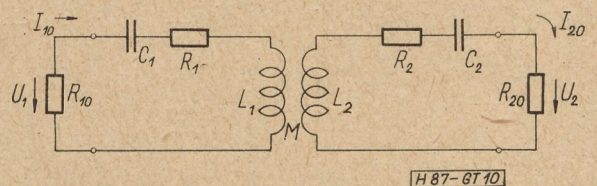
A hullámátviteli tényező, a hullámcsillapítás és a hullámforgatás az előző számban közölt (7) — (10) képletek alapján:

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

## 7. Illesztés induktív csatolású soros rezgőkörökkel

A 10. ábrán induktív csatolású rezgőköröket tüntettünk fel, melyeknél a kapcsolást 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



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:

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

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

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

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

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

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

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

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  $L_2$  esetére. Ez utóbbi mennyiségek további feltételekből nyerhetők. Ilyenek: a primer vagy szekunder sávzélesség, a sávon belül megengedett fázisforgatás vagy ezek kombinációi. Példaképpen felírjuk a lezáró ellenálláson folyó viszonylagos áramerősséget, ha a csatolt köröket  $R_{10}$  belső ellenállású generátorral 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-



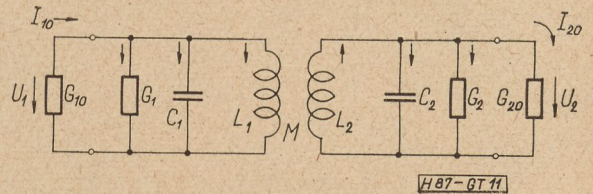
erősség viszonylagos fázisa:  $\arccos \frac{I_2}{I_{20}}$ . A sáv-  
szélességet a  $\gamma_1$  és  $\gamma_2$  viszonylagos frekvenciák  
határozzák meg. Mindegyikhez tartozik egy-  
egy  $\left| \frac{I_2}{I_{20}} \right|$  és  $\arccos \frac{I_2}{I_{20}}$ , ami összesen négy egyen-  
letet jelent. Az  $a_0$ ,  $Q_{10}$  és  $Q_{20}$  ismeretlenek  
meghatározásához a négy egyenlet közül három  
egyenlet elégséges, így a számításához 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 ismer-  
tetendő kapcsolásoknál — ugyanúgy, mint a  
soros köröknél — három mennyiség szabadon  
választható. Numerikus számításoknál külön-

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 csat-  
olási 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 különb-  
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:

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

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

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

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

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

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  
 $U_1$ -gyel és a felvett  $G_2$ ,  $L_2$  és  $k$  mennyiségek-  
kel kifejezhetők:

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

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

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



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

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 feszültségés:

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

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:

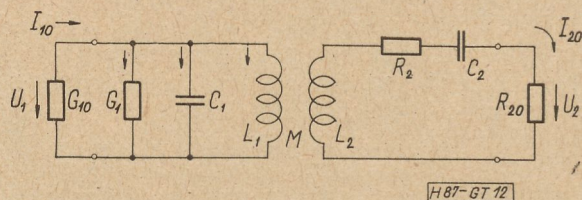
$$I_{10} = U_1 G_{10} \quad I_{G1} = U_1 G_{10} \frac{R_2}{R_{20}} \quad (67a)$$

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

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

### 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:

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

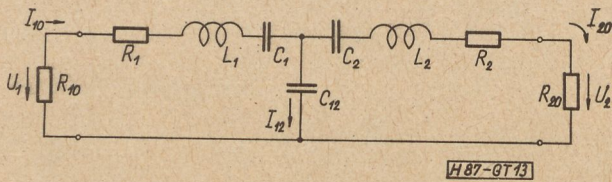
A szekunder feszültség tehát a primer feszültséggel fázisban van. A körökben megengedett veszteségek a (64) és (68) képletekből meghatározhatóan a hullámcsillapítással a következő összefüggésben vannak:

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

### 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 egyenletrendszert megoldva a következő megoldásokat kapjuk:





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 hullámellenállások 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:

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

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

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

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

Az 1 és 2 indexek felcserélésével a kimeneti  $G_{20}$  hullámvezetés írható fel. Ha az egyenletrendszert 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 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:

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

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

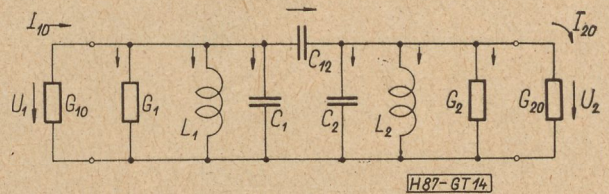
A hullámcsillapítás most is megszabja a megengedett veszteségi ellenállásokat és magreaktanciát:

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

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

11. Illesztés kapacitív feszültségcsatolású párhuzamos rezgőkörökkel

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



14. ábra. Kapacitív feszültségcsatolású párhuzamos veszteséges rezgőkörök

és  $G_2$  átvezetésekkel jellemeztük. A  $C_{12}$  csatolókapacitást 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:

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

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

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

$$I_{C2} = U_1 \left[ \frac{G_{10}}{G_{20}} (G_{20} - G_2) - \frac{1}{\omega_0 L_2} \sqrt{\frac{G_{10}}{G_{20}} (G_{20}^2 - G_2^2)} \right] \quad (86e)$$

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

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

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

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

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

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

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

$$U_2 = j U_1 \sqrt{\frac{G_{10}}{G_{20}} \frac{G_{20} - G_2}{G_{20} + G_2}} = j \frac{U_1}{e^{a_0}} \sqrt{\frac{G_{10}}{G_{20}}} \quad (87)$$

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

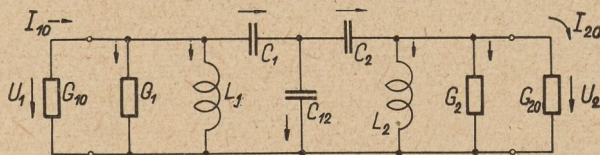
A hullámátviteli jellemzők:

$$\begin{aligned} \Gamma_0 &= -j \sqrt{\frac{G_{20} + G_2}{G_{20} - G_2}} \\ a_0 &= \ln \sqrt{\frac{G_{20} + G_2}{G_{20} - G_2}} \quad b_0 = -\frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (88)$$

A hullámszabályozás 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:

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

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

$k$  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:

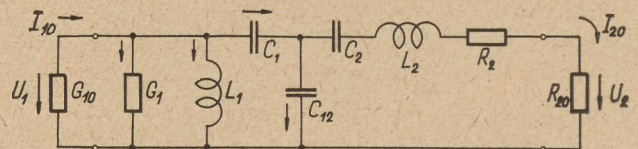
$$I_{10} = U_1 G_{10} \quad I_{G1} = U_1 G_2 \frac{G_{10}}{G_{20}} \quad (93a)$$

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

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

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

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



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.

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

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

Ezen egyenletrendszer megoldása a következő:

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

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

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

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

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

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

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

A lezáró ellenállás mentén fellépő kapcsolási feszültség:

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

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 között

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



méretezhetőek legyenek. A négypólusok bemenetén levő kapocsfeszültséget adottnak tételteztük fel és ennek függvényében irtuk 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. Szmirenyin: 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 áramkörü alapelemek előállítási módszerei, valamint a nyomtatott áramkörök és a konstrukció közötti összefüggések kérdéseivel, az alapvető tervezési szempontokkal, végül értékelést ad a nyomtatott áramkörű 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 létrehozták 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 munkaműveletékké 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 alapelemekre felépített nyomtatott áramkörök technikája jelenleg a legelterjedtebb,

elsősorban azért, mert teljesen automatizálható. Nálunk azonban az automatizálhatóság lehetőségei még távolról sincsenek kihasználva. Az alapelemek feldolgozását tárgyaló KGMSz 666.545-ből az alapvető műveletek megismerhetőek. 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 önmegtakarítással 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 elhelyezési vezetősávok 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 vezetősávok 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 áramkörü készülékek igen jó mechanikai szilárdsága az ütő-, és rázószilárdsági vizsgálatoknál mutathatók ki legjobban. Az ilyen irányú jótulajdonságok különösen a feladatuknál fogva mozgathatóságot kitétt készülékeknél fontosak.

### 1.4 Tranzisztorizálás és miniatürizálás

Az elektronikus berendezéseknél, a félvezetők és nyomtatott áramkörök együttes alkalmazása biztosítja a miniatürizálás 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.

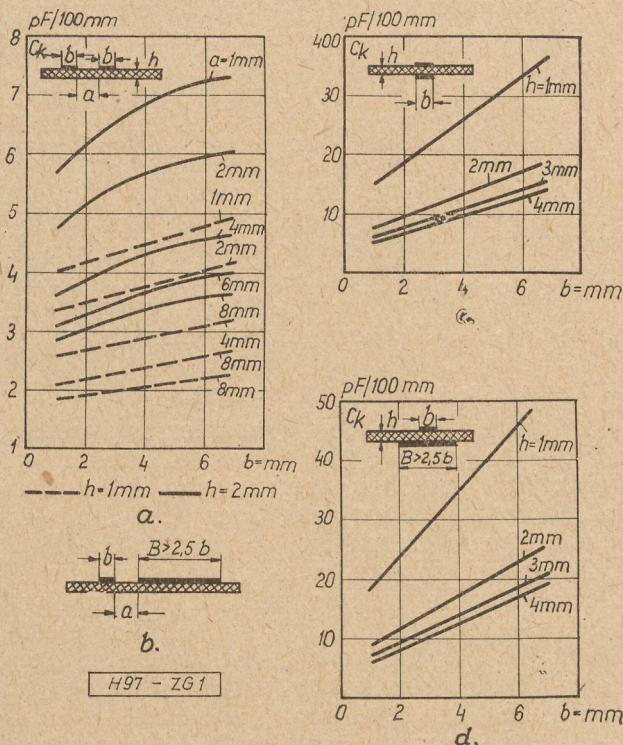
## 2. A nyomtatott alaplemez előállítási módszerei

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

### 2.1 Fóliamarató-eljárás

Elektrolitikus rézzel foliozott szigetelő lemezről a rányomatott vezeték mintázatnak 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 mintázatú nyomtatott alkatrészek előállítására is igen alkalmas. Gyártási költsége, kis darabszám esetén is, viszonylag alacsony. Általában a leguniverzálisabban 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 vezeték mintázatnak megfelelően.

Az alaplemezek mindhárom dimenzióban fémezhetőek. 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 alapanyagának megmunkálási nehézségeit, illetve törésérzékenységét és költsége 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 költsége. Tömeggyártásra kevésbé alkalmasak.

## 3. A konstrukció és a nyomtatott áramkör összefüggései

Minden új technikai irányzat az új megoldásokra legjobban alkalmas konstrukció kialakítását teszi szükségessé. Ennek megfelelően



a nyomatott technika is új konstrukciós alapelvek kialakítását eredményezte.

### 3.1 Nyomatott áramkör és nyomatott huzalozás

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

### 3.2 Az alaplemez tervezési szempontjai

A nyomatásra 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 melegező, illetve hőérzékeny alkatrészek megfelelő elhelyezéséből kell kiindulnia. Ezután a kritikus vezetősávok (pl. nagyfrekvenciás-, zajfelvételre 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.

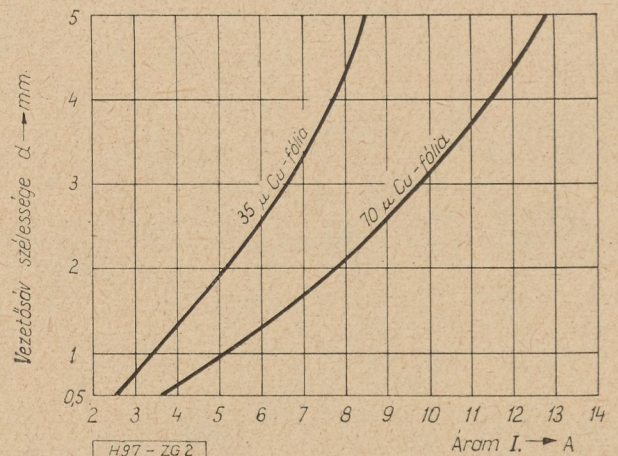
### 3.3 A nyomatott huzalozás alapvető szabályai

Igen lényeges az alaprácsozat 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 nyomatott 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, nyomatott alkatrészeknek nevezzük. Legtöbb elektromos alkatrész, beleértve a tranzistorokat 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 nyomatott 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 vezetőréttegű) 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 nyomatott ellenállások hőmérsékletfüggése 3. ábra diagramjáról olvasható le. Kiegyenlítési módszereit pedig a 4. ábra szemlélteti.

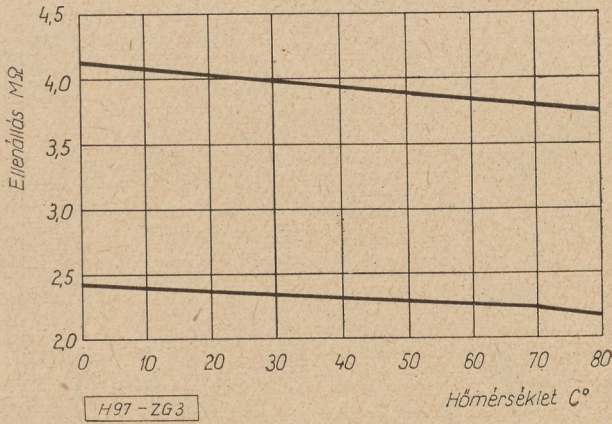
Nyomatott tekerécek az alaplemez előállítási eljárásával — legjobban fóliamaratással — egyidőben állíthatók elő. Formája spirál, vagy ennek négyzetalakú változata. Induktívitértékét geometriai mérete, vagyis férőhelye korlátozza. Így általában csak 0,1 és 10  $\mu$ H közötti értékek érhetőek el. A vezetők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

1. táblázat

Ellenállás érték KOhm	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

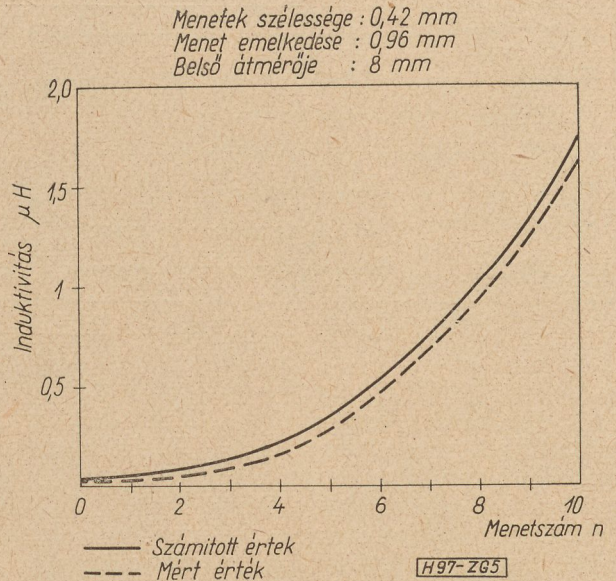
K = kézi másolónyomás, M = mechanikai másolónyomás



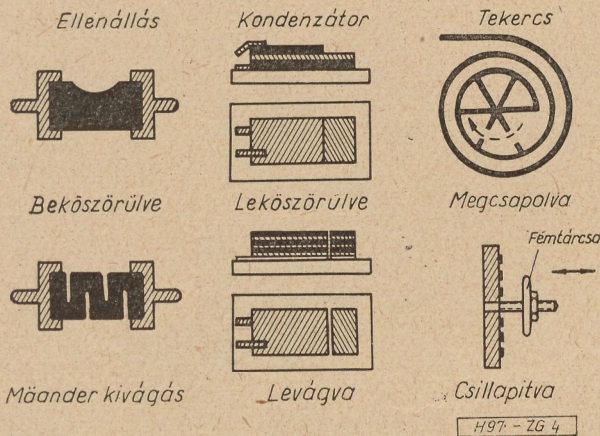


3. ábra

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



5. ábra



4. ábra

Tulmenően a közismert áramkörü 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 folírozásától is függ.) Az egyoldalas kondenzátor kapacitásának fokozására elektródái fésűszerűen kapcsolódhatnak egymásba (6. ábra). A kondenzátor dielektrikuma az 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).

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

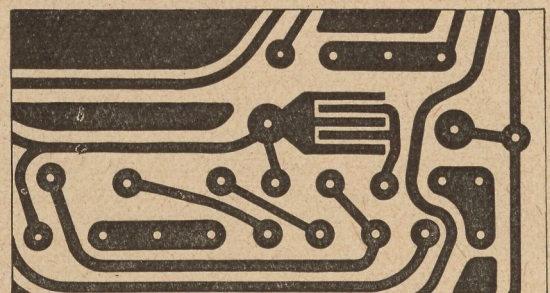
Nyomatással könnyen megvalósítható a fokozatkapcsolók egyébként meglehetősen nehézkesen előállított kapcsolótárcsája és elvezetései. A kapcsoló egyéb részeit hagyományos technikával kell szerelni. Hasonló az eljárás a számológépek kódoló tárcsáinál is.

### 3.5 Nyomatott áramkörök alkalmazása

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

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

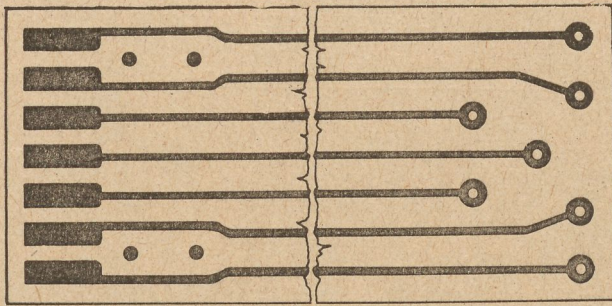
A mikrosztrip-technika, a súlyos és terjedelmes koaxiális és üreges vezetékrendszer helyet-



H97-ZG6

6. ábra





7. ábra

tesítésére, könnyengyártható, 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 kiolvadó biztosítékok, kapcsolók, kommutátorok, fóliaellenállás fűtőtestek, hőmérsékletjelző fóliaelemek, repülőgép jégtelenítő burkolatok, fóliás nyúlásmérők stb.

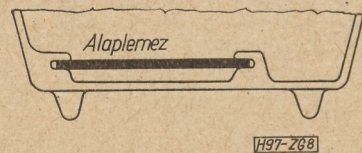
A nyomtatott áramkörök alkalmazása a híradástechnika területén a legáltalánosabb és ezért a készülékkonstrukciókra is kiterjed. Az ismert előnyös adottságok itt érvényesülnek a legjobban. Ennélfogva a híradástechnikai ipar a huzalozásnak és az áramkörképzésnek ezt az új módját magáévá téve, a készülékek 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 többcsatornás 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 dm<sup>2</sup>) alaplemezzel készített konstrukciónál jobb a mártóforrasztás biztonsága és könnyebb a sajtolás művelete is.

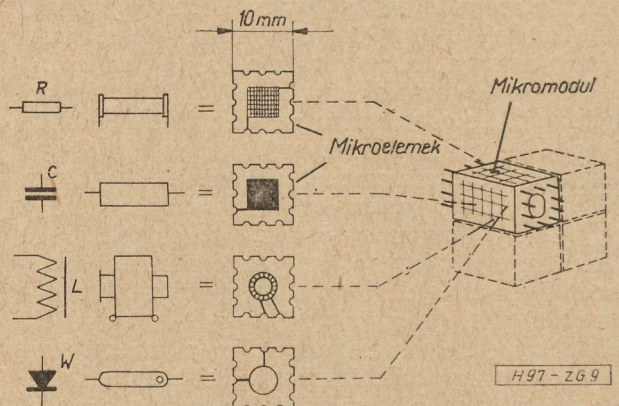
A készülékek konstrukciójánál az alaplemezek korlátozott mechanikai terhelhetőségére is tekintettel kell lenni. Nehezebb alkatrészeket (pl. hálózati transzformátort) nem lehet csak az alaplemezeze szerelni. Hasonló esetekben az eddig szokásos fémsasszival kötésben levő alaplemezek stabil kombinációja is alkalmazható. Kisebb 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, szubminiatur, három dimenziós új konstrukciós rendszer az elektronikában. Összetevői a mikroelemek, ostyaszerű, kb. 10 mm<sup>2</sup> nagyságú, egymásra épített kerámia lapkák, gyanítával kiöntve, oldalakra az elektromos és mechanikai összeköttetést szolgáló huzalok vannak beforrasztva. 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 áramkörü konstrukciók jelentősége és alkalmazási lehetőségeinek távlatai ma még szinte felmérhetetlenek.

#### 4. Nyomatott áramkörü 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 áramkörü konstrukciók, különösen a híradástechnika számára, jelentenek. A különböző területeken elért eredmények a nyomatott konstrukció alkalmazása mellett szólnak, sőt sokszor olyanok a műszaki következmények, 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 áramkörü 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 összeállítása szerint a következőket tükrözi: Összehasonlítva egy nyomatott- és egy hagyományos rendszerű, egyébként azonos kapcsolású rádiókészülék teljes költségalakulását (évi darabszám 18 000), a költségelemzést 100 db készültre 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 áramkörü konstrukciók sorozatgyártása gazdaságos.

#### IRODALOM

1. Radio Electronics 1960—2—96
2. G. Seidel: Gedruckte Schaltungen 1959
3. G. A. Bortnovszkij: Pecsátnüje szkemi v rádioljubitelszkij 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 főtítkári 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 főtítkári beszámolót és az iparigazgató felszólalását értékes és eredményes vita követte, többek között a szakemberképzés kérdésében. A vezetőségválasztás után kiosztották az 1959 évi „Puskás Tivadar” okleveleket 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” okleveleket 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, főtítkárrá dr. Izsák Miklóst választották. Alelnökök: Kas Oszkár és Kómúves Frigyes.

(Szerk.)

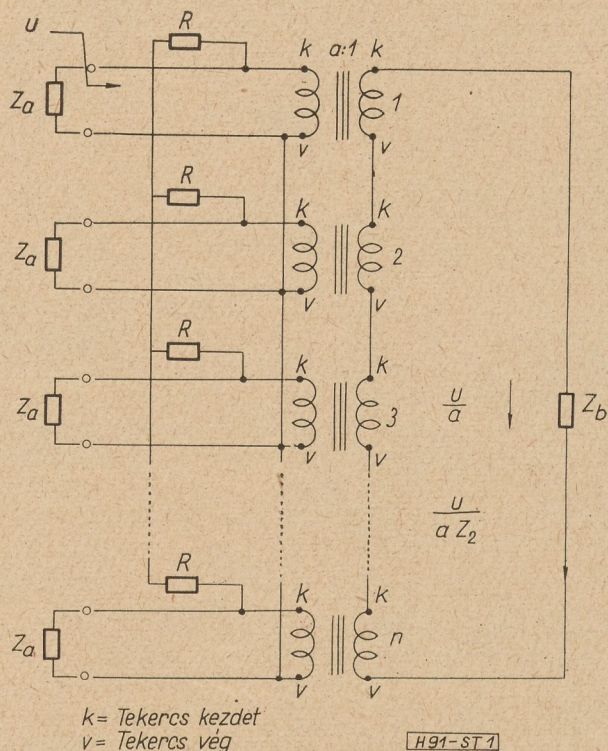


## Hibrid tetszőleges számú vonalra

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 differenciál-transzformátor alkalmazása. Felhasználására



1. ábra

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

Nem sokkal bonyolultabb megoldással lehetséges tetszőleges számú áramkör ilymódon 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

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

$$Z_a = R \tag{2}$$

Ezt beírva (1)-be kapjuk

$$\begin{aligned} a^2 Z_b &= n Z_a \\ a &= \sqrt{n \frac{Z_a}{Z_b}} \end{aligned} \tag{3}$$

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

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

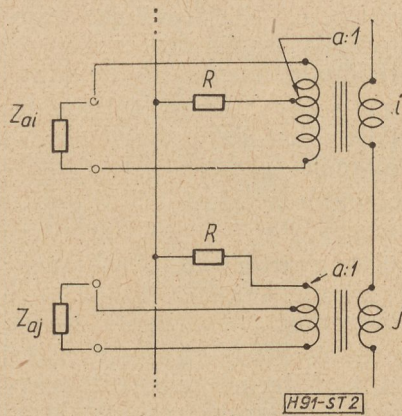
Az illeszkedés feltétele pedig a  $Z_a$  oldalról:

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.





2. ábra

A  $Z_b$  oldalról betáplált energia szimmetria-okokból  $n$  egyenlő részre oszlik el és a  $Z_a$  ellenállásokra jut (az  $R$  ellenállásokon nem folyik

át áram, mivel azonos potenciálú pontokat hidal át). Így a kapcsolás csillapítása  $Z_a$  és  $Z_b$  között

$$b = \frac{1}{2} \ln n. \quad (4)$$

Amennyiben az  $a$  oldalon csatlakozó impedanciák nem egyformák, a transzformátorokat úgy képezzük ki, hogy az  $R$  ellenállások csatlakozási pontja az ezúttal névleges  $Z_a$  impedanciának feleljen meg, a külső kapcsoláshoz csatlakozó pontot pedig ennek impedanciája szerint autotranszformátor-szerűen illesztjük (2. ábra).

Célszerűen alkalmazhatjuk a fenti kapcsolást sokcsatornás berendezések szűrőcsoportjainak párhuzamos kapcsolására, amikor az egyes szűrők egymásra való hatását fokozott mértékben kívánjuk elkerülni.

## KLUBNAP A HIRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLETBEN

*Rövid összefoglalás Kilinszki Antoni professzornak, a varsói Műszaki Egyetem tanárának előadásáról.*

Az elektronikus készülékek megbízhatósága a II. világháború óta társadalmi jelentőségű kérdés. A II. világháború alatt a raktárról kivett amerikai katonai készülékek 50%-a üzemképtelen volt. A Távols-Keletre szállított repülő elektromos készülékek 60%-a útközben meghibásodott. 1949-ből származó amerikai adatok szerint a haditengerészet elektronikus készülékeinek 70%-a nem működött kifogástalanul, a lokátoroknak pedig a 84%-a volt hibás. A meghibásodások számának a növekedése a készülékek bonyolultságának a fokozódásában és a nehéz üzemi körülményekben rejlik.

Az elektronikus készülékek megbízhatósága nemcsak gazdasági okokból fontos, hanem a tudományos kutatás és a gyártástechnológia fejlődése szempontjából is. (Nagy számológépek stb.)

A megbízhatóságot nehéz fokozni. Az Egyesült Államokban 1949-től napjainkig számos bizottságot szerveztek az elektronikus készülékek megbízhatóságának a vizsgálatára, és 1955 óta rendszeresen rendeznek erről a kérdéstről kongresszusokat.

A szovjet irodalomban 1950-ig elméleti vizsgálatokról közöltek különböző szerzők cikkeket. (Brujevics, Borogacsev, Mjeszjacev, Sziforov és mások.) Jelentős kísérleti és gyakorlati munka 1958 után indult meg az NTOR határozatának eredményeként (Naucsno-Technicseszkoje Obscesesztva Ragyiotekhniki i Elektroniki). A határozat a következőket írta elő:

1. A tudományos intézetek és szervezetek terjesszék ki kutató munkájukat a megbízhatóság kérdésére.

2. A tervezők és felhasználók együttműködve gyűjtsenek statisztikai adatokat az elektronikus készülékek meghibásodásának okaira vonatkozólag és vizsgálják meg azokat.

3. Hozzanak létre az ipari üzemekben különleges bizottságot, amely a megbízhatóság kérdésével foglalkozik.

4. Szervezzenek központi kutató intézetet az elektronikus készülékek megbízhatóságának vizsgálatára, és az ezen a területen egyéb szerveknél folyó munkák koordinálására.

5. Elektronikus készülékek megbízhatóságáról szóló előadásokat kell beiktatni a főiskolák tantervébe.

A megbízhatóság kérdésének vizsgálata ma még a kezdet kezdetén van. Még az alapdefiníciókat sem fogadták el egységesen.

A fő kérdés: hogyan lehet kis megbízhatóságú alkatrészekből nagy megbízhatóságú készüléket felépíteni? Erre a kérdésre a magyar származású Neuman mutatott rá először Probabilistic Logics and the Synthesis of Reliable Organism form Unreliable Components (1952) című munkájában.

A megbízhatóság csökkenésének másik oka a nem megfelelő gyártásból ered. A kapitalista államokban gyakori, hogy azért csökken a megbízhatóság, mivel a lehető legolcsóbb alkatrészeket szerzik be. Ismeretes, hogy az Egyesült Államokban a repülés elektromos készülékeinek évi karbantartási költsége kétszerese a beszerzési költségeknek. Az amerikai légierő műszaki személyzetének egyharmada elektronikus készülékek javításával foglalkozik. Elektronikus készülékek teljes javítási költsége élettartamuk folyamán 12-szerese beszerzési költségüknek.

Lengyelországban számos tényező csökkentette az elektronikus készülékek megbízhatóságát.



Az elektronikus készülékekből sokkal többre lenne szükség, mint amennyi előállítható, ezért a mennyiségi terv minden áron való teljesítésére törekednek. A selejtgártók személyi felelősségre vonása hiányzik és végül lengyel nemzeti sajátosság az a hajlam, hogy gyáraikat úgy szervezik, mint a 19. századbeli manufaktúrákat.

Lengyelországban 1956-ban kezdődött meg ezen a területen az elméleti munka a Varsói Műegyetemen, majd később a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézetben. Sokkal komolyabb elméleti és gyakorlati munkaindult meg 1958-ban Zegrzeben a Híradástechnikai Készülék Kutató Központban. A Kutató Központ munkája mind elméleti, mind gyakorlati téren eredményes volt.

A megbízhatóság értelmezésére az előadó a következőt javasolja:

A megbízhatóság annak valószínűsége, hogy a készülék parametereinek értéke (pl. karakterisztikája stb.) adott időn belül, adott üzemi körülmények között megadott tűréshatár értékek között marad.

A megbízhatóságnak ez az értelmezése magában foglalja a készülék minőségét, ha a kiválasztott paraméterek jellemzőek a minőségre. Az így értelmezett megbízhatóság nemcsak a katasztrófális meghibásodásokat veszi figyelembe, hanem azokat is, amelyek a megadott tűrések túllépéséből adódnak.

A megbízhatóság kérdése magában foglalja tehát a dimenzionális analízis kérdését. A készülék megbízhatósága függ a felhasznált alkatrészek megengedett tűréseitől és azok eloszlási törvényszerűségétől. Bonyolult berendezések tervezése dimenzionális analízis és a megbízhatóság vizsgálata nélkül sötétben tapogatózás.

Ez már régóta sejtett eredmény, de a dimenzionális analízis bonyolult eljárás és terjedelmessége miatt gyakorlatilag a múltban nem

volt megoldható. Elektronikus számológépet megbízhatósági vizsgálatokra az Egyesült Államokban 1958-ban használtak először.

A varsói műegyetemen folyamatban van egy speciális digitális számológép tervezése, amely 1962-re lesz kész.

A megbízhatóság adott definíciója magában foglalja még:

A készülék gyártástechnológiájának vagy a vizsgálati előzményeknek és üzemi körülményeknek a szerepét.

A megbízhatóság tehát igen széleskörű problémakört érint. Kiterjedt elméleti és gyakorlati vizsgálatokat tesz szükségessé, a készülék felépítésére és a gyártás szervezésére vonatkozólag. Éppen ezért külön intézetet célszerű felállítani minden országban a megbízhatósági kérdések vizsgálatának koordinálására. A vizsgálatok igen költségesek.

Megkísérelték a nagy költségeket elkerülni. Azt állították, hogy ha egyszerűen mindenki gondosan és becsületesen teljesíti a kötelességét a szükséges megbízhatóság biztosítva van. Ez azonban nem felel meg a valóságnak. A többi országnak a Szovjetunió és az Egyesült Államok példáját kell követnie, széles körben és minden szinten, a megbízhatósági kérdések megoldása terén. Meg kell teremteni a meghibásodások elleni küzdelem lehetőségét addig is, amíg a most kidolgozás alatt levő új módszereket alkalmazzák.

Az új módszert az előadó elméleti technológiának nevezi és legfontosabb eszközének a valószínűségszámítást, matematikai statisztikát és információ elméletet tekinti. Ezzel a három területtel részletesen foglalkozott az 1960-ban Varsóban rendezett „megbízhatósági kongresszus”.

Dr. A. Gy.

## A MŰSZAKI ÉS TERMÉSZETTUDOMÁNYI EGYESÜLETEK SZÖVETSÉGÉNEK V. KÖZGYŰLÉSE

1960. december 9—10.

Dr. Valkó Endre, a Szövetség főtitkára, beszámolójában kiegészítette azt a gondosan előkészített jelentést, amelyet a küldöttek a meghívóval együtt kaptak meg. Hangsúlyozta, hogy az újonnan választandó vezetőségnek a tagság figyelmét többek között a műszaki fejlesztésre, a második ötéves terv és az éves tervek kidolgozásának, előkészítésének és végrehajtásának fő feladataira kell irányítania, különös tekintettel a termelékenység emelésére, a tudományos kutatások tervszerű fejlesztésére, a távlati kutatási terv teljesítésére, a meglévő kapacitások gazdaságosabb kihasználására, a beruházások gazdasági és műszaki előkészítésének megjavítására, a mezőgazdaság korszerű, nagyüzemi gazdálkodásra való áttérésével kapcsolatos kérdések megoldására, a külkereskedelem szempontjainak figyelembevételére. Fokoznia kell és

megfelelő színvonalra kell emelnie az egyesületek politikai ideológiai nevelőmunkáját, a tudományos és műszaki dolgozók érdeklődési körének legjobban megfelelő és ahhoz legközelebb álló módon.

A beszámolót élénk vita követte, amelyben felszólalt Fock Jenő, az MSZMP Politikai Bizottságának tagja, a Központi Bizottság titkára is. Fock elvtárs a Központi Bizottság üdvözlését tolmácsolta, majd rámutatott politikai és gazdasági életünk néhány legfontosabb kérdésére.

A Közgyűlés által választott Országos Vezetőség a Szövetség elnökévé ismét Hevesi Gyulát, a MTA alelnökét, főtitkárrá dr. Valkó Endrét választotta. Az Országos Vezetőség tagjai között egyesületünk részéről ott vannak: dr. Barta István, dr. Izsák Miklós, Barcza László és Hermann László. Hermann László elvtársat a Híradástechnikai Tudományos Egyesületben végzett munkásságáért a Forradalmi Munkáspárt Kormány a közgyűlés alkalmából a Szocialista Munkáért Érdemérem kitüntetésben részesítette.

(Szerk.)

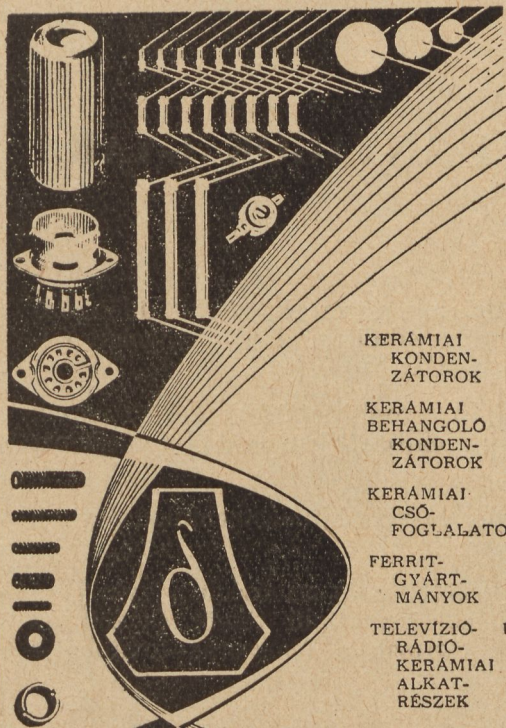


# GYÁRTMÁNYAINK:



TV és URH vevőantenna  
 Antenna szerelvények, szigetelők  
 Központi antennák és erősítők  
 Adóantennák 1 kW-ig  
 Híradástechnikai csatlakozó  
 Erősáramú csatlakozó  
 Telefontechnikai töltőberendezések  
 Fényjelző személyhívó berendezések (kórházi,  
 szállodai stb.)  
 Esőszámos számjelző  
 Vészlámpák (üzemekhez, raktárakhoz stb.)  
 Távirányítású fényújság  
 Feszültségszabályozó berendezések  
 Tranzisztoros transzverterek  
 Szikraforgácsoló tápegységek  
 Különleges száraz egyenirányító berendezések

**HÍRADÓTECHNIKAI VÁLLALAT BP. XI., DARÓCZI ÚT 1/3**

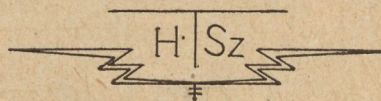


KERÁMIAI  
 KONDEN-  
 ZÁTOROK  
 KERÁMIAI  
 BEHANGOLÓ  
 KONDEN-  
 ZÁTOROK  
 KERÁMIAI-  
 CSÓ-  
 FOGLALATOK  
 FERRIT-  
 GYÁRT-  
 MÁNYOK  
 TELEVÍZIO- ÉS  
 RÁDIO-  
 KERÁMIAI  
 ALKAT-  
 RÉSZEK

*Gyártja és  
forgalomba hozza:*

**KŐBÁNYAI PORCELÁNGYÁR**

Budapest, r. Tárnok-u. 6. T. 148-512



**HÍRADÁSTECHNIKA KTSZ**

VII., PÉTERFFY S. UTCA 51

TEL.: 225-216

Televíziós  
 és egyéb elektronikus  
 mérőműszerek



# VILLAMOS AUTOMATIKA ELEMEEK

alant felsorolt típusai raktárról kaphatók!

Adószinkró  
 Vevőszinkró  
 Kontroll trafók  
 Differenciál szinkrók  
 Resolverek  
 Szervomotorok  
 Reluktancia motorok  
 Univerzális kismotorok  
 Tachometer generátorok  
 Lineáris potencióméterek (helipotok)  
 Mágneses erősítők  
 8 mkg-os beavatkozószerv stb.

*1961-re valamennyi elemre elfogadunk rendeléseket!*



**MŰSZER ÉS IRODAGÉPÉRTÉKESÍTŐ VÁLL.**

BUDAPEST, VI., NÉPKÖZTÁRSASÁG U. 2.

## A HÍRADÁSTECHNIKAI ANYAGOK GYÁRA

Vác, Zrínyi utca 17.

- a híradástechnikai és műszeripari vállalatok részére készíti a különböző típusú és formájú M 800-as és M 1100-as permeabilitású ferritanyagokat (el-térítő gyűrű, U-mag, fazékmag, hangolómag stb.)
- gyártmányai közé tartoznak továbbá a nyomtatott áramkörű lemezek amelyeket üvegszövet alapú és bakelit alapú folírozott lemezekből a megadott típusok, illetve rajzsémák szerint állít elő
- szalagrendszerben gyárt rádió, televízió és más híradástechnikai átviteli berendezésekhez különböző típusú transzformátorokat
- horganylemez hengerdjében minden méretben és minőségben gyártja a horganylemezeket. Gyárt továbbá különböző összetételű tömör és töltetes forrasztóon huzalokat. Gyártmányai közé tartozik a fémszorás továbbá a galvanizálás

*Felvilágosításokat szívesen ad a gyár Műszaki és Kereskedelmi Osztálya*



## Zusammenfassungen

### Hargitai: Entwicklungsrichtungen magnetischer Werkstoffe

Der Artikel gibt einen Überblick über die magnetischen Werkstoffe, die in der Elektroindustrie, besonders in der Fernmeldetechnik verwendet werden. Er weist auf die Zusammenhänge der Eigenschaften und der Wirtschaftlichkeit hin. Ferner werden die Ergebnisse der Forschungen und die neueren Richtungen der voraussichtlichen Entwicklungen bekanntgegeben.

### T. Györi: Die Anpassung des Generators und des Verbrauchers mit Verlustelemente enthaltenden Vierpolen

Die Vierpole werden durch die Vierpolgleichungen charakterisiert und können mit Ersatzschaltungen dargestellt werden. Die Vierpole werden von drei Größen bestimmt: Eingangs- und Ausgangsimpedanz und das Wellenübertragungsmass. Generator und Verbraucher gegebener Impedanz können mit Vierpolen angepasst werden: reflexionsfrei, für Übertragung grösster Wirkleistung und für Übertragung grösster Scheinleistung. Der von der Wellenimpedanz abweichende Abschluss kann als Ersatzspannungsquelle aufgefasst werden, dessen innere Impedanz mit der Wellenimpedanz des Vierpols gleich ist. Die Bedingung der Reflexionsfreiheit und gleichzeitig der Übertragung der maximalen Wirkleistung ist dass die Wellenimpedanz rein ohmisch sei. Die Wellenimpedanz der Schaltung ist nur dann ohmisch wenn es entweder aus rein ohmischen Widerständen, oder aus verlustfreien Reaktanzen aufgebaut ist. Die Impedanzen der T- und  $\pi$ -Schaltungen werden durch die, die Vierpole charakterisierende Größen bestimmt. Die Boucherot-Schaltung ist ein spezieller Fall des symmetrischen Kreuzgliedes. Im Falle von induktiv, bzw. kapazitiv gekoppelten in Reihen, oder parallel gespeisten Schwingungskreisen mit Verlustelementen, wird die Phasenverschiebung durch die Charakteristik der Schaltung bestimmt. Die Verlustwiderstände der Kreise werden durch das Dämpfungsmass begrenzt.

### G. Zakariás: Die Konstruktive Anwendung des gedruckten Stromkreises

Nach dem Überblick der modernen Standpunkte befasst sich der Verfasser mit den Herstellungsmethoden der Grundplatten des gedruckten Stromkreises, ferner mit den Fragen bezüglich des Zusammenhanges der gedruckten Stromkreise und der Konstruktion. Er beschäftigt sich mit den Grundsätzen der Projektierung und zum Abschluss gibt er eine Auswertung der Konstruktionen gedruckter Stromkreise.

### dr. J. Somogyi—F. Tihelka: Hybride für Linien beliebiger Nummer.

Die Möglichkeit der Verbindung eines Stromkreises beliebiger Nummer ohne Kupplung. Die Beschreibung der Berechnung von Schaltungselementen.

## Summaries

### A. Hargitai: Aspects of Development for Magnetic Materials

The article gives a survey of the magnetic materials applied in the electrical-, but especially in the telecommunication industry. It draws attention to the relations between the characteristics and the economy. It describes the results of researches and the new trends in the development.

### T. Györy: Matching of Generators and Loading with Four-Terminal Networks Having Loss-Elements

The quadripoles are characterized by their equations and can be expressed with equivalent circuits. The quadripoles are determined by three quantities: input- and output impedance and the image-transfer constant. Generator and loading with given impedance can be matched by a quadripole as follows: without reflection, for the transmission of maximum effective power and for the maximum apparent power. The terminating which deviates from the characteristic impedance may be taken as a reflexion voltage source, the internal impedance of which is equal to the characteristic impedance

of the quadripole. The condition of the matching without reflection and of that of the transmission of the maximum effective power is, that the characteristic impedance shall be pure ohmic. The characteristic impedance of L-network is only then ohmic if it is constructed either of pure ohmic resistances, or of loss-free reactances. The impedances composing the T and  $\pi$ -networks are determined by the quantities characterizing quadripoles. The Boucherot arrangement is the special case of the lattice section, which is a symmetrically balanced quadripole. In case of in series and parallel feeded inductively, resp. capacitively coupled circuits with loss elements, the characteristic of coupling determines the phase shift. The attenuation determines the permissible value of the losses of circuits.

### G. Zakariás: Constructive Application of the Printed Circuits

After a synopsis of modern constructive aspects the author deals with the production methods of printed circuit plates, with the relations between printed circuits and construction, and with the basic aspects of planning. Finally the author gives an evaluation of the different constructions of printed circuits.

### dr. J. Somogyi—F. Tihelka: Hybrid for Desired Number of Lines

The possibility of linking circuits of desired numbers without inter-coupling. Survey of the calculation concerning coupling elements.

## Résumés

### A. Hargitai: Tendances dans le développement des matériaux magnétiques

L'article donne un aperçu sur les matériaux magnétiques appliqués dans l'industrie électrique, particulièrement dans l'industrie de télécommunication. Il présente les relations entre les caractéristique et l'économie. Il fait connaître les résultats des recherches et les nouvelles tendances du développement prévu.

### T. Györy: Ajustement de la génératrice et de la charge avec des quadripôles ayant éléments avec perte

Les quadripôles sont déterminés par leurs caractéristiques et peuvent être symbolisés par des circuits équivalents. Les quadripôles sont déterminés par trois quantités: l'impédance d'entrée et de sortie et la constante de transmission. Génératrice et charge à impédance intérieure donnée peuvent être ajustés avec des quadripôles sans réflexion, pour la transmission des puissances maximum effectives et des puissances maximum apparentes. Un élément terminal qui n'est pas accordé à l'impédance caractéristique peut être considéré comme une source de tension ou l'impédance intérieure est égale à l'impédance caractéristique du quadripôle. La condition de la réflexion sans perte, ainsi que celle de la transmission de la puissance effective maximum est, que l'impédance caractéristique soit purement ohmic. L'impédance caractéristique des circuits en connection. L'est purement ohmic s'il se compose de résistances ou des réactances sans perte. Les impédances de T et de  $\pi$  sont déterminées par les quantités caractéristiques des quadripôles. L'arrangement de Boucherot est un cas spécial de l'ajustement avec des éléments en connection transversale, symétriquement. Le caractère de connection détermine l'angle de déphasage si les éléments sont connectés inductivement, resp. capacitivement en série et parallèlement dans des oscillateurs alimentés par des éléments à perte. L'atténuation détermine les valeurs limites des résistances de perte des circuits.

### G. Zakariás: Application constructive des circuits imprimés

Après un aperçu des aspects constructifs modernes, l'auteur s'occupe des méthodes de production des plaques de fondation des circuits imprimés et des questions de relation entre les circuits imprimés et la construction, puis il fait connaître la considération fondamentale du projet, enfin il donne une évaluation de la construction des circuits imprimés.

### dr. J. Somogyi—F. Tihelka: Hybride pour des lignes de nombre désiré

Le moyen de connection des circuits d'un nombre désiré sans accouplage mutuel. La description de la calculation concernant des éléments de la connection.

## MAGYAR HÍRADÁSTECHNIKA

Felölös szerkesztő: Balogh Pál — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó Budapest, V., Bajcsi-Zsilinszky út 22. — Telefon: 113-450  
Felölös kiadó: Solt Sándor — Megjelent 1260 példányban

Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál  
Előfizetési díj: félévre 15 Ft, egész évre 30 Ft. Egyes szám ára: 5 Ft. Megjelenik kéthavonta — Csekkszámalszám: egyéni 61,254, közületi 61,066  
vagy átutalás az MNB 07. sz. folyószámlájára.



# ÁTVITELTECHNIKAI MÉRŐKOCSI

## Műszaki adatok:

### Nagyfrekvenciás generátor

Frekvenciatartomány	I 4 — 150 kHz II 150 — 320 kHz
Finom hangoló	$\pm 4$ kHz
Kimenő impedancia szimmetrikus	0—600—150—125 Ohm (külön kíván- ságra további két tetszőleges értékre beállítható).
Kimenőszint	+ 20 dB (+2N)-től — 60 dB (-6N)
Torzítás	2 %

### Vivőfrekvenciás vevő

Szélessávú vétel	
Frekvencia tartomány	I 0,3 — 10 kHz II 4 — 620 kHz
Leolvasható, szintek	— 70 (-8 N)-től + 20 dB (+2 N)
Szint pontosság	$\pm 0.2$ dB (2 cN)
Bemenő impedancia	0,3 — 60 kHz között $\geq 10$ kOhm 4 — 320 kHz között $\geq 5$ kOhm 320 — 620 kHz között $\geq 2.5$ kOhm
Kapcsolható lezárások	125 — 150 — 600 Ohm $\pm 5$ %
Szelektív vétel	
Frekvencia tartomány	04 — 620 kHz
Leolvasható szintek	— 110 dB (-12 N) + 20 dB (+2 N)
Bemenő impedancia	10 — 150 kHz között $\geq 10$ kOhm 04 — 320 kHz között $\geq 5$ kOhm 320 — 620 kHz között $\geq 2.5$ kOhm
Kapcsolható lezárások	135 — 150 — 600 Ohm
Impedancia mérés	
Frekvencia tartomány	4 — 320 kHz
Mérési tartományok	50 — 300 Ohm 100 — 600 Ohm 500 — 3000 Ohm
Pontosság	$\pm 10$ %

### Reflexiós- és szimmetria-esillapítás mérés:

Frekvencia tartomány	04 — 320 kHz
Mérési tartomány	40 dB
Mérési pontosság	$\pm 1$ dB

### Hangfrekvenciás generátor 0,2 — 4 kHz

Frekvencia pontosság	$\pm 1$ %
Torzítás	1 %
Szintkapcsoló állásai	+ 20, + 5, 0, -4, -6, -10, -15 -20, -25, -30 dB
Kimenő impedancia	600 Ohm

### Szűrőegység

800 Hz sávszűrő	impedancia 600 Ohm
60 kHz sávszűrő	impedancia 135 Ohm
60/120 kHz váltó	impedancia 135 Ohm

### Méretetek

A mérőkocsi teljes magassága	kb 1900 mm
szélessége	„ 600 mm
mélysége	„ 370 mm

